

INFORMATYKA AUTOMATYKA POMIARY



CITT LPNT

www.e-IAPGOS.pl

W GOSPODARCE I OCHRONIE ŚRODOWISKA

ISSN 2083-0157

Kwartalnik Naukowo-Techniczny

cena 16 zł (w tym 5% VAT)



Politechnika Świętokrzyska
Kielce University of Technology



www.tu.kielce.pl

Politechnika Świętokrzyska



Politechnika Łódzka



Wyższa Szkoła
Przedsiębiorczości
i Administracji

PARTNER KONFERENCJI

Lubelskie
Smałuj życie!



W dniach 11–13 czerwca 2016 w Lublinie odbyła się Konferencja Naukowa WD 2016 zorganizowana w ramach Lubelskich Dni Nauki i Biznesu. Wzięli w niej udział pracownicy naukowcy wyższych uczelni, instytutów i centrów badawczych, doktoranci, promotorzy i dyplomanci zarówno z kraju, jak i z zagranicy. Tegoroczne wydarzenie odbyło się pod honorowym patronatem Polskiego Stowarzyszenia Tomografii Procesowej oraz Komitetu Elektrotechniki Polskiej Akademii Nauk. Tematyka konferencji była dość szeroka i obejmowała prace badawcze z dziedzin nauki takich jak informatyka, tomografia, elektrotechnika, elektronika, automatyka, mechatronika i bioinżynieria. Poza udziałem w sesjach wykładowych uczestnicy mogli spróbować swoich sił w warsztatach Matlab/FPGA oraz podziwiać stoiska wystawców, w tym m. in. tomografy procesowe Centrum Badawczo-Rozwojowego Netrix S.A. oraz Instytutu Radioelektroniki i Technologii Multimedialnych Politechniki Warszawskiej, współorganizatorów konferencji. Dopelnieniem wydarzenia stanowiły dwie sesje specjalne. „Tomografia procesowa”, organizowana przez Polskie Stowarzyszenie Tomografii Procesowej, poruszała zagadnienia związane nie tylko z samą tomografią procesową, ale również z jej zastosowaniem w przemyśle i medycynie. Druga sesja specjalna pod tytułem „Energoelektronika w Odnawialnych Źródłach Energii i Napędach” organizowana przez Katedrę Napędów i Maszyn Elektrycznych, Koło Zakładowe SEP i Studencką Sekcję IEEE Politechniki Lubelskiej przy współpracy Miejskiego Przedsiębiorstwa Komunikacyjnego w Lublinie składała się z prezentacji osiągnięć zespołów badawczych oraz dyskusji na temat energoelektronicznych układów dedykowanych do zastosowań w systemach odnawialnych źródeł energii.

Nadrzędnym celem konferencji było zgromadzenie doświadczonych i młodych naukowców oraz zachęcenie ich do prezentacji swoich najnowszych osiągnięć, wymiany poglądów oraz do dyskusji nad zagadnieniami związanymi z ich pracą naukową. Wydarzenie zostało zorganizowane przez Centrum Badawczo-Rozwojowe Netrix S.A., Instytut Elektroniki i Technik Informacyjnych Politechniki Lubelskiej, Instytut Elektrotechniki w Warszawie, Instytut Informatyki Stosowanej Politechniki Łódzkiej, Instytut Radioelektroniki i Technologii Multimedialnych Politechniki Warszawskiej oraz Katedrę Informatyki Wyższej Szkoły Przedsiębiorczości i Administracji przy patronacie Urzędu Marszałkowskiego Województwa Lubelskiego.

3/2016

lipiec – wrzesień

Wydanie pod redakcją naukową
prof. dr hab. inż. Waldemara Wójcika

INFORMATYKA AUTOMATYKA POMIARY

W GOSPODARCE I OCHRONIE ŚRODOWISKA

Informatics Control Measurements Economy and Environment Protection

p-ISSN 2083-0157, e-ISSN 2391-6761, www.e-iapgos.pl

INTERNATIONAL PROGRAMME COMMITTEE – RADA PROGRAMOWO-NAUKOWA

Chairman

Przewodniczący

Waldemar WÓJCİK

Lublin University of Technology,
Lublin, Poland

Members

Członkowie

Kazimierz ADAMIAK

University of Western Ontario,
Ontario, Canada

Darya ALONTSEVA

D.Serikbaev East Kazakhstan
State Technical University,
Ust-Kamenogorsk, Kazakhstan

Shin-ichi AOQUI

Sojo University,
Kumamoto, Japan

Javier BALLESTER

Universidad de Zaragoza,
Saragossa, Spain

Anatolij BIELECKI

National Aviation University,
Kiev, Ukraine

Yurii BOBALO

Lviv Polytechnic National
University, Lviv, Ukraine

Oleksy BORYSENKO

Department of Electronics
and Computer Technics,
Sumy, Ukraine

Hartmut BRAUER

University of Potsdam,
Potsdam, Germany

Kathleen CURRAN

School of Medicine
& Medical Science,
Dublin, Ireland

Milan DADO

University of Žilina,
Žilina, Slovakia

Jarmila DEDKOVA

Brno University of Technology,
Brno, Czech Republic

Andrzej DEMENKO

Poznan University of Technology,
Poznań, Poland

Józef DRESNER

EUROTEK International,
Warsaw, Poland

Pavel FIALA

Brno University of Technology,
Brno, Czech Republic

Vladimir FIRAGO

Belarusian State University,
Minsk, Belarus

Ryszard GOLEMAN

Lublin University of Technology,
Lublin, Poland

Jan GÓRSKI

AGH University of Science
and Technology,
Cracow, Poland

Stanisław GRATKOWSKI

West Pomeranian University
of Technology Szczecin,
Szczecin, Poland

Antoni GRZANKA

Warsaw University of Technology,
Warsaw, Poland

Jeni HEINO

Helsinki University of Technology,
Helsinki, Finland

Oleksandra HOTRA

Lublin University of Technology,
Lublin, Poland

Zenon HOTRA

Lviv Polytechnic National
University, Lviv, Ukraine

Mukhtar JUNISBEKOV

M.Kh. Dulaty Taraz
State University,
Taraz, Kazakhstan

Piotr KACEJKO

Lublin University of Technology,
Lublin, Poland

Krzysztof KLUSZCZYŃSKI

Silesian University of Technology,
Gliwice, Poland

Yurii KRAK

Taras Shevchenko National
University of Kyiv,
Kiev, Ukraine

Yurii KRYVONOS

V.M. Glushkov Institute
of Cybernetic of NAS of Ukraine,
Kiev, Ukraine

Piotr KSIĄŻEK

Medical University of Lublin,
Lublin, Poland

Piotr LESIAK

Kazimierz Pułaski
University of Technology
and Humanities in Radom,
Radom, Poland

Georgii LYSYCHENKO

Institute of Environmental
Geochemistry of the National
Academy of Sciences of Ukraine,
Kiev, Ukraine

Volodymyr LYTVYENKO

Kherson National
Technical University,
Kherson, Ukraine

Andrzej ŁOBZOWSKI

LAB-EL, Warsaw, Poland

Henryk MADURA

Jarosław Dąbrowski Military
University of Technology,
Warsaw, Poland

Artur MEDVIED

Riga Technical University,
Riga, Latvia

Paweł MERGO

Maria Curie-Skłodowska
University, Lublin, Poland

Andrzej NAFALSKI

University of South Australia,
Adelaide, Australia

Il Han PARK

Sungkyunkwan University,
Suwon, Korea

Sergey PAVLOV

Vinnitsia National
Technical University,
Vinnitsia, Ukraine

Viacheslav PETROV

Institute for Information Recording
of NAS of Ukraine,
Kiev, Ukraine

Liudvikas PRANEVICIUS

Vytautas Magnus University,
Kaunas, Lithuania

Denis PREMEL

CEA Saclay,
Gif-sur-Yvette, France

Jason RILEY

The Eunice Kennedy Shriver
National Institute of Child Health
and Human Development,
Bethesda, USA

Ryszard ROSKOSZ

Gdańsk University of Technology,
Gdańsk, Poland

Tomasz RYMARCZYK

Netrix Group,
Lublin, Poland

Przemysław SANECKI

Rzeszów University of Technology,
Rzeszów, Poland

Dominik SANKOWSKI

Lodz University of Technology,
Lodz, Poland

Jan SIKORA

Lublin University of Technology,
Lublin, Poland

Stanisław SŁOSARCIK

Technical University of Kosice,
Kosice, Slovakia

Jan SROKA

Warsaw University of Technology,
Warsaw, Poland

Bohdan STADNYK

Lviv Polytechnic
National University,
Lviv, Ukraine

Henryka Danuta

STRYCZEWSKA
Lublin University of Technology,
Lublin, Poland

Batyrbek SULEMENOV

Kazakh National Research
Technical University
after K.I.Satpayev,
Almaty, Kazakhstan

Jerzy SZYNDLER

Centrum Innowacji i Transferu
Technologii LPNT,
Lublin, Poland

Mirosław ŚWIERCZ

Białystok University
of Technology,
Białystok, Poland

Stanisław TARASIEWICZ

Université Laval,
Quebec, Canada

Murielle TORREGROSSA

University of Strasbourg,
Strasbourg, France

Sławomir TUMAŃSKI

Warsaw University of Technology,
Warsaw, Poland

Andrzej

WAC-WŁODARCZYK

Lublin University of Technology,
Lublin, Poland

Zygmunt WARSZA

Industrial Research Institute
for Automation and Measurements,
Warsaw, Poland

Grzegorz WOŹNIAK

Centrum Innowacji i Transferu
Technologii LPNT,
Lublin, Poland

Sotoshi YAMADA

Kanazawa University,
Kanazawa, Japan

Xiaoyi YANG

Beihang University,
Beijing, China

Mykola YERMOSHENKO

International Academy
of Information Sciences,
Kiev, Ukraine

Athanasios

ZACHAROPOULOS

University College London,
London, United Kingdom

Ivan ZHARSKI

Belarusian National
Technical University,
Minsk, Belarus

Cao ZHIHONG

Institute of Soil Science Chinese
Academy of Sciences,
Nanjing, China

Paweł ŻHUKOWSKI

Lublin University of Technology,
Lublin, Poland

EDITORIAL BOARD – KOMITET REDAKCYJNY

Editor-in-Chief
 Redaktor naczelny

Jan SIKORA
 Lublin University
 of Technology,
 Lublin, Poland
 sik59@wp.pl

Topical Editors
 Redaktorzy działówi

Computer Science
Informatyka

Dominik SANKOWSKI
 Lodz University
 of Technology,
 Lodz, Poland
 dsan@kis.p.lodz.pl

Electronics
Elektornika

Pavel FIALA
 Brno University
 of Technology,
 Brno, Czech Republic
 fialap@feec.vutbr.cz

Automatic
Automatyka

Waldemar WÓJCIK
 Lublin University
 of Technology,
 Lublin, Poland
 a.smolarz@pollub.pl

Mechtronics
Mechatronika

Krzysztof KLUSZCZYŃSKI
 Silesian University
 of Technology,
 Gliwice, Poland
 krzysztof.kluszczyński@polsl.pl

EDITOR STAFF – ZESPÓŁ REDAKCYJNY

Deputy Editors
 Zastępcy redaktora

Dominik SANKOWSKI
 Lodz University
 of Technology,
 Lodz, Poland
 dsan@kis.p.lodz.pl

Pavel FIALA
 Brno University
 of Technology,
 Brno, Czech Republic
 fialap@feec.vutbr.cz

Andrzej SMOLARZ
 Lublin University
 of Technology,
 Lublin, Poland
 a.smolarz@pollub.pl

Assistant Editor
 Sekretarz redakcji

Pavel KOMADA
 Lublin University
 of Technology,
 Lublin, Poland
 p.komada@pollub.pl

Technical Editor
 Redaktor techniczny

Tomasz ŁAWICKI
 Lublin University
 of Technology,
 Lublin, Poland
 t.lawicki@pollub.pl

EDITORIAL OFFICE – REDAKCJA

Redakcja czasopisma
Informatyka, Automatyka, Pomiary w Gospodarce i Ochronie Środowiska

CITT LPNT Sp. z o.o.

ul. Frezerów 3

20-209 Lublin

tel./fax: +48 81 479 09 17

redakcja@iapgos.pl

 www.e-iapgos.pl

PUBLISHER – WYDAWCA

Centrum Innowacji i Transferu Technologii LPNT Sp. z o. o.

ul. Frezerów 3

20-209 Lublin

tel./fax: +48 81 479 09 17

 www.citt.lublin.pl

OTHER INFORMATION – INNE INFORMACJE

Skład i łamanie: Centrum Innowacji i Transferu Technologii LPNT Sp. z o. o.

Druk: Drukarnia Rapida, ul. Piękna 8, 20-423 Lublin

Nakład: 300 egz.

Czasopismo jest indeksowane w bazach:

BazTech: baztech.icm.edu.pl

IC Journals Master List: www.journals.indexcopernicus.com

Czasopismo znajduje się w wykazie czasopism naukowych opublikowanym w Komunikacie Ministra Nauki i Szkolnictwa Wyższego z dnia 18 grudnia 2015 r. – część B, pozycja 686 – z liczbą punktów przyznawanych za publikację równą 7.

Zasady publikowania artykułów, przygotowania tekstów, zasady etyczne, procedura recenzowania, wykazy recenzentów oraz pełne teksty artykułów dostępne są na stronie internetowej czasopisma:
www.e-iapgos.pl

W celu zwiększenia oddziaływania czasopisma w środowisku naukowym redakcja zaleca:

- w artykułach publikowanych w IAPGOS cytować artykuły z renomowanych czasopism międzynarodowych (szczególnie indeksowanych w bazach Web of Science oraz Scopus) używając oficjalnych skrótów nazw czasopism,
- w artykułach publikowanych w innych czasopismach (zwłaszcza indeksowanych w bazach Web of Science oraz Scopus) cytować prace publikowane w IAPGOS – zwłaszcza posługując się numerami DOI, np.:
 Kluszczyński K. *Modelowanie – umiejętność czy sztuka?* Informatyka, Automatyka, Pomiary w Gospodarce i Ochronie Środowiska – IAPGOS, 1/2016, 4–15, DOI: 10.5604/20830157.1193833.

CONTENTS – SPIS TREŚCI

1. Oleksandr Huk, Orest Ivakhiv, Bohdan Stadnyk Metrology in Ukraine Metrologia w Ukrainie	4
2. Urszula Joanna Błaszczak, Andrzej Stanisław Zajac Selected metrology problems implied by the application of LED technology in lighting Wybrane problemy metrologiczne implikowane stosowaniem technologii LED w oświetleniu	6
3. Przemysław Piróg Application of flow graphs in the microwave measurements systems Zastosowanie grafów przepływu w pomiarach mikrofalowych wielkości elektrycznych.....	12
4. Joanna Walczak-Zlotkowska, Marek Starczewski, Jan M. Łysko Appropriate calibration intervals of laboratory test equipment in accordance with the international IECCE regulations and ITE PREDOM division activity Problem właściwych przedziałów czasowych dla wzorcowania przyrządów laboratoryjnych w aktualnych uregulowaniach międzynarodowych IECCE i praktyce ITE oddział PREDOM.....	16
5. Marcin Gosztyła Maintenance of time standards in the department of reference standards in Zielonka. Contribution into the creation of the polish atomic time scale TA (PL) Utrzymanie wzorców czasu w zespole wzorców odniesienia w Zielonce. Udział we współtworzeniu polskiej atomowej skali czasu TA (PL).....	20
6. Mariusz Janeczko Method comparison of statistical averaging on the Helmholtz coils calibration example Porównanie metod uśredniania statystycznego na przykładzie wzorcowania cewek Helmholtza	24
7. Ryszard Broda, Tomasz Dziel, Tomasz Ziemek, Anna Listkowska Realisation of radionuclides activity unit using the liquid scintillation counting (LSC) Odtwarzanie jednostki aktywności radionuklidów za pomocą techniki ciekłych scyntylatorów (LSC)	28
8. Grzegorz Śmigieński, Roman Dygdała, Michał Kaczorowski, Grzegorz Serejko Measurements of parameters of water aerosol obtained by explosive method Pomiary parametrów aerozolu wodnego wytwarzanego metodą wybuchową	32
9. Roman A. Tabisz Accuracy diagnostic of digital multimeters' indications Diagnostyka dokładności wskazań multimetrów cyfrowych	36
10. Igor Kisil, Olga Barna, Yuri Kuchirka Metrological analysis of different techniques for measuring interface tension between two fluids based on spinning drop method Metrologiczna analiza różnych technik pomiaru napięcia powierzchniowego na granicy faz pomiędzy dwoma płynami na bazie metody wirującej kropli	40
11. Leszek Wolski High frequency DC/DC converter based on SiC transistors for RES application Wysokoczęstotliwościowa przetwornica DC/DC oparta na tranzystorach SiC dla zastosowań z odnawialnymi źródłami energii.....	43
12. Volodymyr Drevetskiy, Vasyl Ivanchuk Computer modelling of automatic control process of distillation column Komputerowa symulacja kolumny destylacyjnej z automatycznym sterowaniem	47
13. Andreas Ahrens, André Sandmann, Kort Bremer, Bernhard Roth, Steffen Lochmann Improving optical fiber sensing by MIMO signal processing Poprawa właściwości czujników światłowodowych z użyciem przetwarzania MIMO	51
14. Łukasz Pietrzak, Łukasz Wąs, Marcin Wyczechowski Temperature distribution inside CVD reactor and its influence at carbon nanocontainers synthesis process Wpływ rozkładu temperatury w reaktorze do syntezy CVD nanozasobników węglowych na proces syntezy	56
15. Sebastian Bartel The algorithm of the pulsatile micropump drive control system Algorytm sterowania napędu mikropompy pulsacyjnej	60
16. Wojciech Matelski, Leszek Wolski, Stanisław Abramik Bidirectional DC/DC converter built with the use of SiC elements Dwukierunkowa przetwornica DC/DC z wykorzystaniem elementów SiC.....	64
17. Rafał Buczek, Andrzej Sikora Analysis and detection possibility of the partial discharges in air insulated medium voltage switchgear using transient earth voltage detection Analiza możliwości detekcji wyładowań niepełnych w aparaturze rozdzielczej średnich napięć w izolacji powietrznej metodą przejściowego napięcia doziemnego.....	70
18. Piotr Gumkowski, Wojciech Lecewicz, Wojciech Surtel Model of CTG apparatus in LabVIEW environment Model aparatu KTG w środowisku LabVIEW	75
Redakcja poleca.....	79

DOI: 10.5604/20830157.1212256

METROLOGY IN UKRAINE

Oleksandr Huk¹, Orest Ivakhiv², Bohdan Stadnyk²

¹Science and Production Company „Thermopyrad”, ²Lviv Polytechnic National University, Computer Technology, Automation and Metrology Institute

Abstract. *The structure of Ukrainian metrology service, tasks of everyone its unit, basic stages of development and transformation of national legislation are considered on metrology tasks and harmonization of basic concepts and organizational structure of nowadays national metrology service in Ukraine.*

Keywords: metrology service, legislation, structure, transformation, harmonization, nanometrology, standard, measure

METROLOGIA W UKRAINIE

Streszczenie. *W artykule są rozpatrywane pod względem zadań metrologicznych oraz harmonizacji podstawowych pojęć i struktur organizacyjnych w nowoczesnych dziejach państwowej służby metrologicznej w Ukrainie: struktura ukraińskiej służby metrologicznej, zadania jej każdej odrębnej jednostki, podstawowe etapy rozwoju i transformacji ustawodawstwa krajowego.*

Słowa kluczowe: służba metrologiczna, prawnictwo metrologiczne, struktura, harmonizacja, nanometrologia, wzorzec, miara

Introduction

The development of trade, industry and eventually caused the need to ensure traceability. At first, the Chamber of Weights and Measures of Venice Republic representation appears in the medieval city Lviv. She later it was formalized at the state level during the Austro-Hungarian and interwar Poland – in the West part of Ukraine, but from the early twentieth century in Kyiv and Kharkiv – in the under Russian ruled the Eastern part of Ukraine. New statement feature of metrological service was get already after the restoration of Ukrainian independence after the 1991 referendum.

Very important is the training of qualified personnel for metrology service. This contributed to the emergence of the first in Eastern Europe Lviv Polytechnic National University (1844), in east central Ukraine – Kyiv Polytechnic Institute (1898) and at the East Ukraine – Kharkiv Polytechnic (1885). The scientists of these institutions designed measuring equipment, worked out methods of measurement and testing and so on. The development of electrical metrology in Ukraine is closely linked with the works of Lviv Polytechnic scientists. In particular, in the interwar period in the department of electrical measurements was remained the state reference of electromotive force and the standard resistance. Subsequently, thanks to the academician Ivan Fedyk assistance Lviv was actively involved in the temperature measurement. So, design and scientific office "Thermodevice" was founded in 1956 and became the lead organization on this issue in Eastern Europe. It carries out research and design work in a variety of contact and non-contact primary temperature transducers and secondary facilities. Being established close scientific cooperation with the employees of the Lviv Polytechnic and Ivan Franko Universities, where successfully was prepared highly qualified personal.

Modern metrology is characterized by close collaboration and cooperation among all the countries in the world, since a single country cannot accomplish all the necessary metrological tasks alone. Metrology is a discipline in which the key element is a high degree of international, regional and national coordination [1 – 3]. Transforming national metrological legislation with the aim of effectively adapting the activity of the National Metrology Service to bring it into line with modern requirements in the framework of the Global Metrology System is an important and difficult task.

1. National legal metrology

The legislative basis of the *State Metrology System and the State Committee of Ukraine for Standardization, Metrology and Certification* was established in 1992. This was done via a decree of the Cabinet of Ministers of Ukraine entitled *On traceability assurance* (no. 40-93 dated 1993-04-26) with traceability assurance as one of its responsibilities [2, 3].

In 1996 a draft law entitled *On metrology and metrological activities* was developed which highlighted all the major aspects

of the organization and management of metrological activities. It was accepted by the Ukrainian Parliament (the Verkhovna Rada) and adopted as Ukrainian Law in 1998. The modern legislative basis of the National (State) Metrology Service of Ukraine includes the Law of Ukraine *On metrology and metrological activities* (no 113/98 of 1998-02-11), updated in 2004 (no 1765-IV of 2004-06-15). Present day activities of the State Metrology Service are based on this law on units of measurement, standards and measuring instruments. The main provisions of this law are harmonized with standards, rules on metrology as well as with the International Organization of Legal Metrology (OIML) publications, which are generally accepted throughout the world [2, 4].

The office was transformed into the State Committee of Ukraine for Technical Regulation and Consumers' Police in 2000. From 2011 its functions in the field of metrology were transferred to the Department of Technical Regulation of the Ministry of Economic Development and Trade of Ukraine.

Developing of a new Law *On metrology and metrological activities* draft has been ongoing since 2011. European experts are also involved in the drafting process.

2. National metrological organizational structures and the scope of its activities

The State (National) Metrology Service of Ukraine comprises [3, 5]:

- the Department of Technical Regulation of the Ministry of Economic Development and Trade of Ukraine,
- State Scientific Metrological Centers,
- the Service of Uniform Time and Etalon Frequencies,
- the Service of Reference Materials for the Composition and Properties of Substances and Materials,
- the Service of Standard Reference Data on Physical Constants and Properties of Substances and Materials,
- metrological centers,
- regional bodies.

The main objectives of the Department of Technical Regulation focus on implementing common scientific and technical policy in the field of metrology, including:

- organizing and carrying out fundamental research in the field of metrology and developing national measurement standards,
- determining procedures for the development, approval, registration and maintenance of measurement standards, as well as their comparisons with national and international measurement standards,
- determining general requirements for the verification, calibration and metrological evaluation of measuring instruments;
- participating in cooperative projects with international organizations etc.

The main Metrological Centers in Ukraine are the National Scientific Centre "Institute of Metrology" (Kharkiv), State Enterprises "All-Ukrainian State Scientific and Research Centre of Standardization, Metrology, Certification and Consumer Protection" (Kyiv) and Scientific and Research Institute "System" (Lviv).

The Kharkiv Institute of Metrology [6] is a leading center for assuring the uniformity of measurements in Ukraine. Its role is to

- carry out fundamental and applied research in the field of metrology,
- organize the development, maintenance and improvement of national and secondary measurement standards used in traceability schemes,
- carry out state testing of measuring instruments in designated fields of measurements,
- carry out verification and metrological certification of measuring instruments in designated fields of measurements,
- develop normative documents in the metrology field.

It should be noted that the leading world countries occupying key positions in microelectronics and implementation issues in the practice of metrology of linear measurements in micro- and nanometer ranges give paramount importance. The development of microelectronics, micromechanics, nanotechnology requires improved methods for measuring linear dimensions of the elements of the topology of the chip, analysis of surface structures, as well as measuring instruments confirming the validity of the measurements of the dimensions of real objects and their elements.

Measurements on linear dimensions in the micron and submicron range by scanning electron microscopy using today is considered as one of the most accurate and it is used in Kharkiv Institute.

Kyiv "Ukrmetrteststandard" [7] is designated as a leading center of the National Metrology Service of Ukraine. It performs the following functions:

- development, maintenance and improvement of measurement standards;
- maintenance of the national (state) register of approved types of measuring instruments;
- state testing verification and metrological certification of measuring instruments in designated fields of measurements;
- realization of state metrological supervision in designated regions;
- development of normative documents in the field of legal metrology (testing for type approval and verification of measuring instruments, etc.).

Lviv State Scientific and Research Institute "Systema" [8] has substantial achievements:

- in metrology supporting the measurement information and automatic control systems for industrial processes;
- in developing standards on measurement and reference measuring instruments, mobile laboratories;
- in creating information management systems for the purpose of quality assurance;
- in establishing systems of basic standards, technical and economic information classifications and appropriate manuals;
- in preparing organizational and methodological documents for the Ukr CEPRO system.

The important place in thermometry takes Lviv Scientific and Production Association "Thermopyrlad" named after V. Lakh as an enterprise specialized in the development and serial production of devices for monitoring temperature from minus 260°C to 4000°C, which are used practically in all branches of industry, agriculture, nuclear power plants, scientific research and medicine.

The high qualification, extensive experience of our specialists, advanced technology and complete sets allows us to develop modern temperature control devices, which are successfully used in nuclear power plants, steel mills and many other facilities. All products are certified by SERTATOM of Ukraine and are accep-

ted by representative of SERTATOM [9].

Precise instrumentation for verification needs is developed by the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine [10] that is used both by Ukrainian Metrology Service and by NIST, PTB, GUM etc.

The main objective of the metrological centres and the regional bodies are initial verification, reverification and metrological certification of measuring instruments, and the realization of state metrological supervision in designated regions [2–5, 11].

3. Summary

The new national law on metrology will allow national metrological legislation to be adapted to the requirements of the most recent standards and recommendations of the various international metrology organizations, and will allow the activity of the national metrology service in Ukraine to be effectively promoted.

References

- [1] Kochsiek M.: Trends in legal metrology towards a global measurement system. OIML Bulletin Vol. XLIV, No. 1, 2003, 7–9.
- [2] Velychko O.: Harmonization of the legislative acts and normative documents on metrology in Ukraine. OIML Bulletin, Vol. XLI, No. 2, 2000, 19–24.
- [3] Velychko O.: The Development and Transformation of National Metrology Legislation in Ukraine. OIML Bulletin, Vol. LV, No. 4, 2014, 26–31.
- [4] Velychko O., Gordiyenko T.: Implementation of the European Directive on Measurement Instruments in Ukraine. OIML Bulletin, Vol. LI, No. 2, 2010, 23–29.
- [5] Velychko O.: The optimization of multifunctional national metrological systems. OIML Bulletin, Vol. LI, No. 3, 2010, 11–16.
- [6] www.metrology.kharkov.ua
- [7] www.ukrcsm.kiev.ua
- [8] www.dndi-systema.lviv.ua
- [9] www.thermo.lviv.ua
- [10] www.ied.org.ua
- [11] www.ifdcsm.com.ua

Ph.D. Oleksandr Huk

e-mail: thermo@mail.lviv.ua

In 1976 he was graduated from the Physics Department of Ivan Franko Lviv National University, in radio physics and electronics. From 1981 he is with Lviv Science and Production Company "Termopyrlad", and from 2001 – its Director General. Under his leadership were created a number of modern devices for general industrial and special purposes, and regulatory and technical documents of metrology usage. He has published over 50 scientific papers.



Prof., D.Sc. Orest Ivakhiv

e-mail: oresti@polynet.lviv.ua

He is a faculty member at the Computer Technology, Automation and Metrology Institute of the Lviv Polytechnic National University. He is a Head of the Precision Mechanics Department. Orest Ivakhiv is the author more than 200 publications, and 11 patents. His research interests include electrical measurement and instrumentation, informative measurement theory, mechatronics, adaptive data processing, data compression, enumerative coding, communication theory and field data processing.



Prof., D.Sc. Bohdan Stadnyk

e-mail: stadnyk@polynet.lviv.ua

The Head of Information and measuring technology Department in the Institute of Computer Technologies, Automation and Metrology of Lviv Polytechnic National University. He is the leader of the scientific school of temperature measurement means, the Head of the specialized Scientific Council, the main editor of scientific and technical magazine "Measuring techniques and metrology". He has over 450 scientific papers, i.e. monographs, articles, patents and inventions.



DOI: 10.5604/20830157.1212257

SELECTED METROLOGY PROBLEMS IMPLIED BY THE APPLICATION OF LED TECHNOLOGY IN LIGHTING

Urszula Joanna Blaszcak, Andrzej Stanisław Zajac

Politechnika Białostocka, Katedra Elektroenergetyki, Fotoniki i Techniki Świetlnej

Abstract. High power LEDs replace traditional light sources in all possible lighting applications, causing significant problems in assessing the quality of lighting. This issue is not limited only to the construction aspects of the measuring equipment, but also has a cognitive dimension. The article presents an overview of the current state of knowledge on color rendering and evaluation of discomfort glare in relation to the widespread use of LEDs in lighting. Some selected parameters developed copyright sources with LED sets. Basic limitations in UGR measurement were indicated.

Keywords: light emitting diodes, measurement, lighting technology

WYBRANE PROBLEMY METROLOGICZNE IMPLIKOWANE STOSOWANIEM TECHNOLOGII LED W OŚWIETLENIU

Streszczenie. Diody świecące dużej mocy zastępują klasyczne źródła światła właściwie we wszystkich możliwych aplikacjach oświetleniowych, co powoduje znaczne problemy w ocenie jakości oświetlenia. Zagadnienie to nie sprowadza się wyłącznie do aspektów konstrukcyjnych aparatury pomiarowej, lecz także ma wymiar poznawczy. W artykule przedstawiono przegląd aktualnego stanu wiedzy na temat oddawania barw oraz oceny oświelenia przykrego w odniesieniu do powszechnego stosowania diod LED w oświetleniu. Omówiono wybrane parametry opracowywanych autorskich źródeł z zestawami LED. Wskazano podstawowe ograniczenia w technice pomiarów UGR.

Słowa kluczowe: diody elektroluminescencyjne, pomiary, technika świetlna

Introduction

Recent years have brought a rapid growth of the importance of light-emitting diodes (LEDs) in the widely understood light technology (lighting technology). High power LEDs replace traditional light sources in almost every possible lighting application – from the interior and exterior illumination [26], through medical applications [4] to the attempts of creating LED-based reference sources. Rationale for such actions is - first of all - extremely high luminous efficacy of LEDs, that allows to achieve significant savings of energy consumed, and sometimes additional benefits arising from the possibility of controlling the optical properties of such sources. However, in case of this kind of light efficacy not always comes together with quality defined in a way we understand it nowadays.

Until now there is no reliable research really to resolve the influence of LEDs on the man and his health and even reports on its harmfulness appeared [2]. It is known that using lighting based on light-emitting diodes the human circadian rhythm can be affected, which may also entail some health effects. It is also known that some of currently used measurement techniques [23, 28] and the criteria considered to be appropriate in the design of lighting [33] are mostly not reliable when applied to light-emitting diodes [27, 32]. Research groups around the world have consistently shown that the very rapid spread of LED technology in lighting is not correlated with adequately rapid development of measurement techniques, so there are a number of significant problems arising not only from the lack of measuring devices, but also the lack of appropriate indicators reflecting the real impact of lighting conditions, in which the visual work is performed and the influence on people. Discomfort glare and flicker are particularly important determinants of visual comfort. These are the two main phenomena accompanying the process of vision which impact on human health has been proven for the older generation sources [14] and measurements which are currently difficult, even impossible due to the lack on the cognitive level. Additionally, also applicable (normative) definition of the light quality indicator in the context of the proper color rendering is an important issue in the correct evaluation of the quality LED sources.

1. Color rendering and light emitting diodes

Color is one of the key attributes of objects. It is rooted in human perception that originates from the structure of our cornea photoreceptors and their spectral sensitivity to light. It results with

the system of color matching functions (Fig. 1) that are at the basis of the concept of color description.

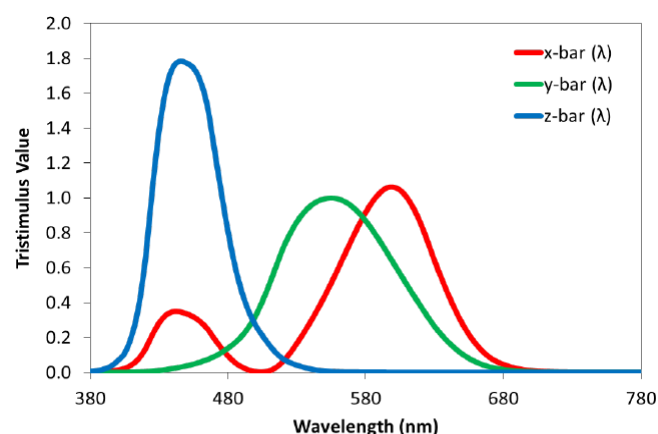


Fig. 1. XYZ color matching functions according to CIE system [26]

Appearance of color of an object is a result of its spectral reflectance, the way that human eye reacts and spectral composition of light used to illuminate the object. Considering only the last factor it is obvious that when various spectral power distributions (SPDs) are used, the appearance of the same object will be different. This problem becomes essential when color of the object is the main criterion of its evaluation, for example during the operation when the condition of the tissues is evaluated.

Light sources are characterized in terms of the color of light emitted and color rendering. The first feature is described by correlated color temperature CCT, coordinates on the chromaticity diagram (3 systems are possible), distance from the Planckian locus on the chromaticity diagram Duv and MacAdam ellipses (that were converted to binning parameters in case of LEDs). Color rendering evaluation is conducted according to the general color rendering index (CRI R_a) established by the Commission Internationale de l'Éclairage (CIE) and accepted by national standardization committees as the valid one. Limitations of this method are widely known [35, 40]. They are clearly visible when applied to light sources with highly-structured SPD (with sharp changes in slope, spikes, discontinuities, or some regions of smoothness and others that are spiky). The main problem is that it is very easy to obtain very high value of rendering indexes according to this system by specific construction of the SPD, even for light that in fact has a poor quality in terms of color rendering.

A good example of such light source is LED. Nevertheless, R_a has been used continuously for over 50 years and in practice of general illumination is still in use, also applied to LEDs.

CIE technical committee (TC1-62 Color Rendering of White LED Light Sources) established in 2002, concluded that R_a cannot even correctly rank-order the color-rendering ability of light sources when LEDs are included [13], the committee decided that it is necessary to recommend an alternative measure. Since that

time many research groups contributed with their proposals of new methods of evaluation of light quality in terms of color rendering.

The review of proposed measures of color rendition is collected in Table 1. It was ordered with consideration of the timeline of evolution of these indexes from the very beginning till recent years, when the research was visibly intensified.

Table 1. Evolution of color rendition measures [6, 9, 10, 16, 20, 29, 30, 31, 34, 36, 38, 39]

Measure (year) (Abbreviation)	Short description	Measure (year) (Abbreviation)	Short description
Former CIE Test Color Method (1965) (R_a)	Based on a different chromatic adaptation model	Gamut Area Index (2004) (GAI)	The gamut area for an equal-energy reference spectrum is assigned a GAI of 100. Other illuminants are normalized to this value, yielding either higher or lower values of GAI . The practical range is about 10 – 130. Suggested to be used in conjunction with R_a
Flattery Index (1967) (R_f)	Ten test-color samples considered with unequal weighting. Reference illuminant at the same CCT. The maximum value is 100 and the reference has a value of 90.	Full Spectrum Color Index (2004) (FSI)	Informs how much a light source's SPD deviates from an equal-energy spectrum. Equal energy reference receives a score of 100 and warm white fluorescent receives a score of 50. Negative values are set to zero. It is intended to be a measure of fidelity. Linear transformation from the Full-Spectrum Index (FSI).
Color Discrimination Index (1972) (CDI)	Higher CDI is associated with a larger gamut in the CIE 1960 UCS chromaticity diagram. The gamut is normalized to 100 based on CIE illuminant C. The practical range is 10-130.	Feeling of Contrast Index: CIE CAT94 (2007) ($FCI94$)	Derived from a transformation of gamut area formed by a four-color combination of red, green, blue, and yellow in CIELAB. D65 always employed. Corresponds to a ratio of D65 illumination to the test illuminant illumination for equal "feeling of contrast". For D65 $FCI94=100$, higher and lower values are possible; the practical range is about 20 – 200.
CIE Test Colour Method (1974) (CRI , R_a)	Represents the mean color shift of eight test color samples under an illuminant in comparison to a reference illuminant of the same CCT in the CIE 1960 UCS. The maximum value is 100 and the reference always has a value of 100, irrespective of CCT. Negative values are possible.	Feeling of Contrast Index: CIE CAM02 (2007) ($FCI02$)	Conceptually similar to $FCI94$, but computed using the CIECAM02 color appearance model and CIECAT02 chromatic adaptation formulae. D65 has a value of 100; the practical range is about 20 – 150.
Special Index 9 of CIE Test Colour Method (1974) (R_9)	Characterizes the resultant color shift of saturated red. The maximum value is 100 and the value of R_9 for the reference illuminant is always 100, irrespective of CCT. Negative values are possible.	Color Preference Scale of CQS version 7.5 (2009) (QP)	Scaled from 0 – 100 and so that 12 reference fluorescent lamp spectra have equivalent values of Q_p and R_a .
Color Preference Index (1974) (CPI)	Array of test-color samples is used. Equally weights the 8 test-colors. Has a reference illuminant The maximum value is 156 and the reference has a value of 100.	Rank-Order Color Rendering Index (2010) ($RCRI$)	Computed using CIE CAM02 formulae and 17 test-color samples. Scale is defined with reference to a predicted number of excellent and good ratings of the test-sample colors. Range of 0 – 100.
Farnsworth-Munsell Gamut (1977) (FMG)	The area enclosed by a line joining the positions of all 85 testcolor samples of the Farnsworth-Munsell 100 Hue Test computed in the CIE 1960 UCS. Index normalized to 100, based on CIE illuminant C. Values greater than 100 possible.	Memory Color Rendering Index (2010) ($MCRI$)	Based on observers' memory of the preferred color of 10 familiar objects. No reference illuminant; the reference is color memory. Tristimulus values for the objects are transformed to corresponding colors under D65 illumination using CIECAT02 and then transformed to the IPT color space has a range of 0 – 100. The result affected by the degree of adaptation and illuminance.
Color Rendering Capacity (1984) ($CRC84$)	Based on the number of object colors that an illuminant can theoretically render. Based on computation in the CIE 1960 (u, v, Y) space. Theoretical range of 0.0 – 1.0, usually 0.15 – 0.40.	Color Fidelity Scale of CQS version 9.0c (2012) (Qf)	Computed the same way as Q_a except the saturation factor is excluded. Similar function to R_a . Scaled from 0 – 100 and so that 12 reference fluorescent lamp spectra have equivalent values of Q_f and R_a .
Pointer's Index (1986) (PI)	Based on 16 sub-indices related to hue, lightness and chroma for red, yellow, green and blue. The sub-indices can be combined to produce an overall index. 18 test color samples in the Macbeth color checker. Any illuminant can be employed as the reference. The scale is 0 – 100.	CRI2012 Colour Rendering Index (2012) ($Ra2012$, $nCRI$, $Ra12$)	$Ra2012$ is a scale of 0 – 100 that maintains a similar computational structure as R_a while employing fundamental improvements: computations are done using CIE CAM02-UCS, an (imaginary) set of test-color samples was developed and optimized, and color differences are combined with a root mean square. Like Q_a , it is scaled so that 12 reference fluorescent lamp spectra have equivalent values of $Ra2012$ and R_a . Like Q_a , it also employs the same reference illuminants as R_a .
Color Rendering Capacity (1993) ($CRC93$)	Index calculated in CIELUV as a ratio of the color solid volume obtained under a test illuminant to that obtained with an equal-energy spectrum. The minimum value is 0.0 and the maximum value can exceed 1.0.	Color Quality Scale version 9.0c (2012) (CQS , Qa)	Scale of 0 – 100 that maintains a similar computational structure as R_a while employing fundamental improvements: a better chromatic adaptation model (CMCCAT2000), 15 saturated test-color samples, illuminants are not penalized for increases in chroma, computations are performed in the CIELAB color space, color differences are combined with a root mean square, and sources with extremely low CCTs are penalized because they have smaller gamut areas. It is scaled so that 12 reference fluorescent lamp spectra have equivalent values of Q_a and R_a . Like R_a , all CQS indices (i.e., Q_a , Q_f , Q_p , Q_g) are based on comparison to a reference illuminant at the same CCT. Note that the reference cited is for an earlier version of CQS that employed a somewhat different formulation that described in this paragraph and employed in this paper (e.g., seven of the 15 test-color samples have been changed, the CCT factor was removed, and Q_g in v9.0 is scaled based on a reference illuminant with equal CCT.
Cone Surface Area (1997) (CSA)	The base of a cone formed using the gamut of the eight CRI test-color samples within the CIE 1976 UCS diagram (u^* , v^*) and the height is determined from the chromaticity of the test illuminant. Combines a measure of gamut with source chromaticity. Not normalized to any reference illuminant.	Relative Gamut Area Scale of CQS version 9.0c (2012) (Qg)	Computed as relative gamut area formed by the (a^* , b^*) coordinates of the 15 test-color samples in CIELAB normalized by the gamut area of a reference illuminant at the same CCT and multiplied by 100. Scaling is different from Q_a , Q_f , and Q_p and can be greater than 100. Q_g does not employ a chromatic adaptation transform.

Comparative analysis of all indexes conducted in [21] concludes that the newer indices are not remarkably different from the older ones. Many of the newer measures have stronger theoretical foundation, for example by employing different sets of test-color samples, improved CIE color appearance models, chromatic adaptation models or color spaces. Nevertheless, when the result of calculations is a single number, frequently on a scale from 0 to 100, these improved computational approaches yield results that are highly similar to longstanding measures that were based on essential models.

In practical applications still the R_a method is used and only 8 samples of 14 (Fig. 2) are taken into account as this solution is mentioned in the illumination standard PN-EN 12464-1. For given sample, the color under the tested source is compared to the one it would have with a reference light. The R_a is given by the calculation of the color differences. It decreases when the differences increase. In principle, the reference light needs to have the same color temperature as the tested source and the best possible color rendering. The Planck's radiator is chosen below the color temperature of 5000 Kelvins and the appropriate daylight

above 5000 Kelvins. The calculation of the difference ΔE_i between the color of the sample under the tested source and the adjusted color under the reference light is done. Each color difference corresponding to the sample (i) is used to calculate the R_i

$$R_i = 100 - 4,6 \cdot \Delta E_i \quad (1)$$

The average CRI R_a obtained by averaging the indexes (R_i) for all the eight samples is

$$R_a = \frac{1}{8} \sum_{i=1}^8 R_i \quad (2)$$

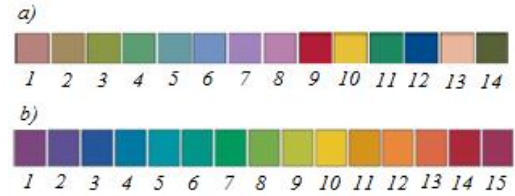


Fig. 2. Samples used in a) CRI R_a Scale, b) Color Quality Scale (CQS) (sample number increasing from left to right)

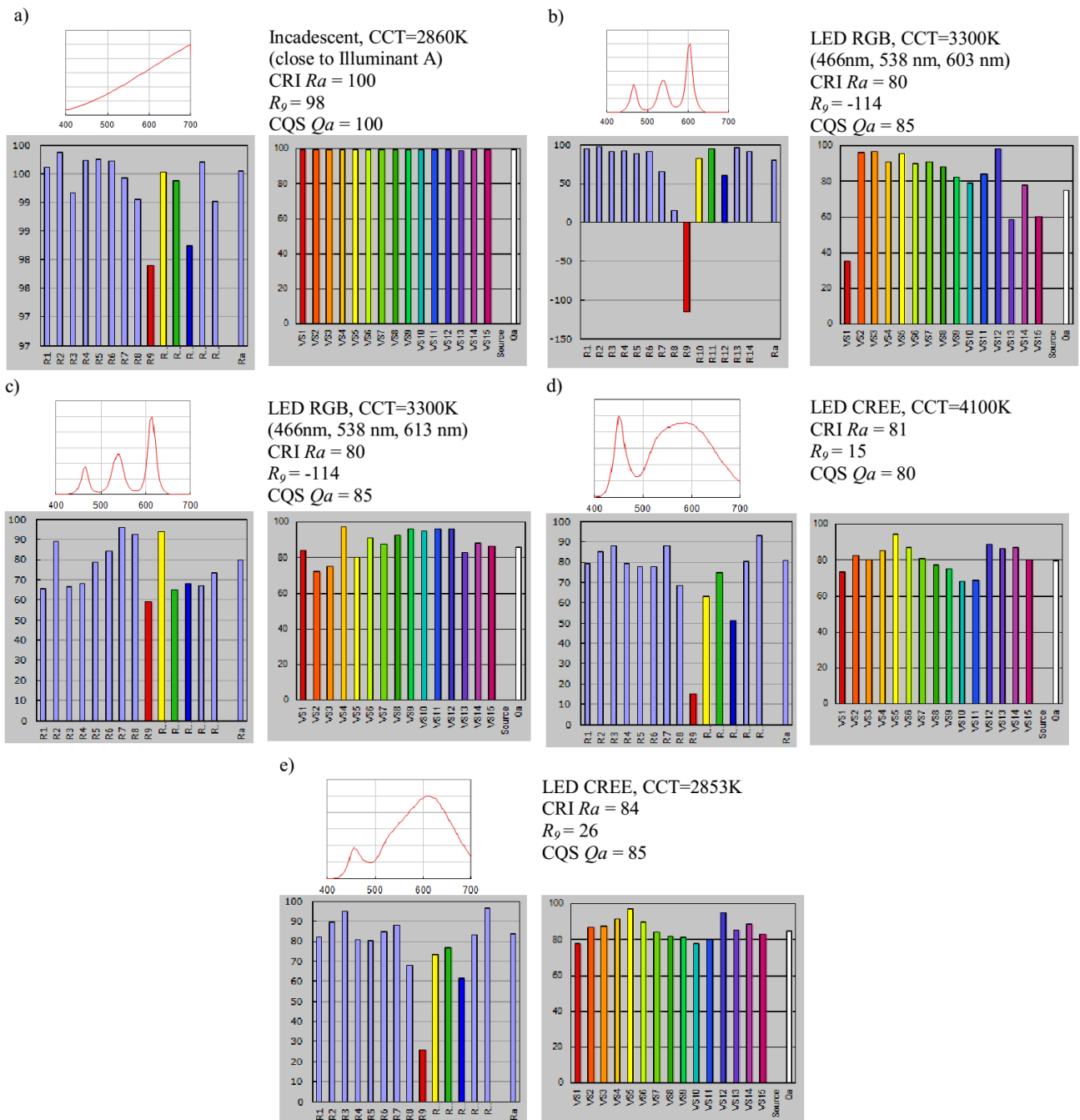


Fig. 3. Comparison of calculations of CRI R_a and CQS Q_a for exemplary light sources

One of the leading color research groups, representing National Institute of Standards and Technology (NIST), showed [16] that light sources can perform poorly with saturated test-color samples even when they perform well with the 8 desaturated test-color samples employed in the computation of R_a and Gammut Area Index GAI (Fig. 2). Comparing the calculated color rendering index and the deviation calculations in CIELAB to visual observations, the CRI was shown to inaccurately predict the visual observation when exposed by LEDs. The conclusion appeared that the choice of test samples is often critical for modeling the color rendering. Some can obtain excellent values, whereas others obtain poor indexes. Following this work, the authors have developed a single index called Color Quality Scale Q_a (CQS Q_a), which reflects the impression of an observer more accurately than the CRI [17]. The scale is adjusted so that the average of CIE source F1 through F12 (CIE 15.2) is the same as that of CRI R_a . It involves different set of 15 saturated color samples with carefully balanced tonality (Fig. 2) and is calculated as root mean square of all factors obtained for each sample. Examples of calculations results for selected SPDs are presented in figure 3. They were calculated according to NIST CQS version 9.0.3. (2013) [29].

In the beginning of 2016 CIE has introduced the report that presents a new method to evaluate the strength of the relationship between visually-perceived color differences in a given set of color pairs and their corresponding predictions made by a color-difference formula. This method is based on the Standardized Residual Sum of Squares (STRESS) index and tests if two color-difference formulae are or are not statistically significantly different. In recent years significant advances have been made in the field of color-difference evaluation using different visual datasets currently available. The results achieved from the STRESS index indicate, that it is not possible to recommend a more uniform color space with a Euclidean color-difference formula that is statistically significantly better than CIEDE2000 [15]. Nevertheless until the industrial standards are changed, the mismatch between application requirements and the state of art in the area of color rendition will be distant, which may cause various problems originating from the effects of light on human.

1.1. Examples of applications of tunable sources

Daylight is an outstanding light that renders colors naturally and with high fidelity. This is the reason why tunable, multi-emitter light sources are one of the directions in current research in applications where perfect color rendering is necessary. Multi-emitter LED systems are more and more often used as semiconductor models of the illuminants, however their great practical potential is still to be used, especially for the construction of energy-efficient systems allowing to stimulate alertness of the worker or building tunable sources for use in special illuminating systems eg. medical [4]. At the Faculty of Electrical Engineering, Białystok University of Technology (Politechnika Białostocka, Wydział Elektryczny) two projects focused on applications of LEDs in order to improve conditions of visual work are provided. Although their main aims are joint – to build tunable sources based on LEDs that allow to follow different correlated color temperatures with high rendition indexes obeying current requirements – applications of those sources will be different. For this reason different research and engineering problems occur.

The aim of one of the projects is to build a modular luminaire for general illumination. The task includes both the selection of emitters for the emitted spectrum forming within assumed CCT range with high quality color rendering maintained and the lumen output stability, as well as spatial aspects (glare control by the appropriate formation of photometric solid). Slightly different issues arise when dedicated to medical applications lighting are taken into account, in case of the second project the endoscope illuminating system. During medical procedure it is very

important to perceive colors correctly, therefore spectral characteristics and color rendering are the priority in the design of such light source. Practice shows that in this case, the luminous flux is of secondary importance – even a single white LED can provide the illumination of the tissue sufficient to observe. Thus, the key issue is to choose and control the set of LEDs that together can create stable over time source with very good colorimetric properties. Radiation from such a set should be mixed and brought to the vicinity of the examined tissue – optical fibers are usually used for this purpose.

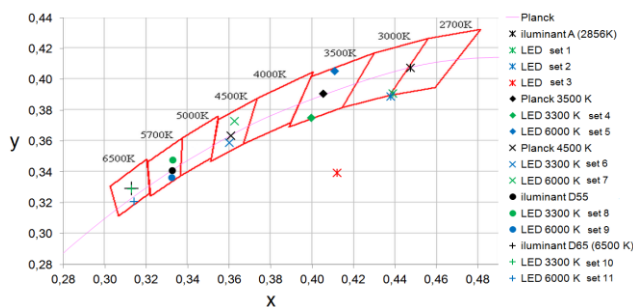


Fig.4. Chromaticity diagram (x, y) of reference sources (illuminants) and multi-emitter sets of LEDs in comparison to the binning parameters of white LEDs according to ANSI C78.377-2011 [19]

Selection of LEDs for both applications has been carried out on the basis of available literature models of optical radiation emission for LEDs. Then the sets of LEDs were tested to prepare their real models that were the basis for SPDs modeling. Exemplary results of calculations are presented on the chromaticity diagram of obtained spectra based on one set of LEDs composed of 13 emitters (Fig. 4). It must be underlined, that for all sets very high CRI R_a (more than 90) values were obtained and R_g was over 95.

The total spectral characteristics of sources based on LEDs can be modified depending on the lighting requirements by turning on or off selected emitters and control the operation conditions of each element. The advantage of this solution is its simplicity, low power consumption, lack of ultraviolet and infrared radiation and especially the ability to influence the correlated color temperature of the source while maintaining high color rendering parameters.

2. Glare and light emitting diodes

Another significant problem in modern metrology of lighting are measurements of luminance, luminance distribution and associated with them discomfort glare, when small sources appear within the field of view. Commonly used method to evaluate glare is to calculate the UGR factor according to the CIE recommendation [11]:

$$UGR = 8 \cdot \log \left(\frac{0,25 \sum L_i^2 \omega_i}{L_b \cdot p^2} \right) \quad (3)$$

where L_b is a background luminance within the observer's field of view, L is luminance of the glares source in the direction of the observer, ω is the angular size of the glare source and p is the Guth position index. This method is also normative method in Poland mentioned in [33]. Another formulas are also known. For example in case of small sources - with the apparent surface area of not more than $0,005 \text{ m}^2$ and located at least 5° away from the line of sight, glare caused by the source is determined by its luminous intensity I , so the following relationship can be written [12]:

$$\frac{L^2 \omega}{p^2} = 200 \cdot \frac{I^2}{r^2 \cdot p^2} \quad (4)$$

In this formula it was assumed that the luminance of the light source should be expressed by the ratio of luminous intensity of the source and its apparent luminous surface (both in reference to

the location of the observer's eyes). However, this size limitation does not solve the problem of assessing glare from the LED sources. In this case the situation is more complex because - apart from extremely small light sources - there is a problem of the luminance non-uniformity of the luminaire, which can be composed of a large number of LEDs arranged in different layouts.

Both relations mentioned above were obtained from many experiments with big groups of volunteers, but not using LEDs as glare sources. Consequently it is not obvious that glare caused by solid state light sources can be described in the same way. These problems were recognized together with the rapid increase of LEDs' in everyday lighting applications. Group of researchers that are authors of the CIE publication [14] indicate glare caused by LEDs as one of the most important investigation directions in current lighting technology. There have already been some projects focused on some parts of this problem [14]. Their conclusions prove that:

- for the same average value of the *UGR* index derived from sources located on the line of sight from the glare source of non-uniform distribution appears to be greater than for a uniform stimulus [37],
- intensity of glare decreases in both cases, the farther upwards the line of sight [25].

The question of the need for new indicators of glare caused by non-uniform luminance distributions is discussed in [8], which authors found that all current models are inadequate to assess the glare from these sources. Other studies prove that the assessment glare of complex scenes (with both small or large sources) may require fundamental changes in the development of illumination models [18]. Apart from spatial arrangement of sources also the spectral considerations are poorly recognized. Deep, careful investigation of influence of the color and spectral composition of the glare source, especially now, when different SPDs of LEDs are available, should be carried out.

Considering above problems it can be concluded, that currently legally formalized glare evaluation method is based on wrong premises and should be made the subject of extensive, substantive discussion.

2.1. Selected problems of luminance distribution and glare measurements with light emitting diodes

Luminance meters are constructed according to the CIE definitions and requirements. For this reason measurement area in most cases is defined by angles 1° , $1/3^\circ$ and sometimes even 0.1° , which gives the minimum measuring area to 0.4 mm diameter in the recently developed meters. However, operation of these meters is based on integration of light, so they give an average luminance of the area. In some cases this kind of measurement is enough, but there are many applications where precise information about luminance distribution is required, for example the above mentioned glare measurement. In this situation integrating detector is useless. *UGR* factor - as one of the parameters mentioned in the lighting standard defining quality of lighting system - although is known from many years, is still analyzed mostly during the design process. Practical verification of this parameter is conducted rarely. The main reason is low availability of measuring devices - in fact only one company offers such meters and their price is very high, but research on method of measurement were and are conducted by several researchers, for example [3]. The construction of such meter is always based on the CMOS (or CCD) detector as in fact this meter should be a geometrically calibrated luminance meter.

Operation of the CMOS detector as a luminance distribution meter is based on the transmission of light reflected from or produced by the objects within the field of view. Assuming that the elementary area of the object which luminance is L_{ij} (measured from the position of the observer's eye) is imaged onto a single

element of light-sensitive area S_{ij} of the matrix, the illuminance of the surface of this photoelement is

$$E_{ij} = \frac{\tau \cdot \Phi_{ij}}{S_{ij}} \quad (5)$$

where Φ_{ij} is the luminous flux incidenting the surface of the photoelement and τ is transmission coefficient of the optical system (lens, filters etc.). Luminous flux Φ_{ij} depends on the luminance (in the direction α) of the elementary area of the object $L_{\alpha ij}$, so if the illuminance E_{ij} is known, luminance of each part of the object imaged on the detector can be measured:

$$L_{\alpha ij} = \frac{\tau \cdot E_{ij}}{\omega_{ij} \cdot \cos \alpha_{ij}} \quad (6)$$

where ω_{ij} is a solid angle correlated with the single photoelement of the detector.

Single photoelement captures a certain amount of radiant power (correlated with the luminous flux by the luminous efficiency factor). This radiant power is dependent on the SPD of the object, aperture and focal length of the imaging lens, the construction of the detector (the fill factor, whether it is front- or back-illuminated etc.). Then, considering the quantum efficiency of the detector and its varying spectral sensitivity to different wavelengths of incident light, photons are converted to electrons and produce the output signal. As a result the correlation between the possibility of detection of certain amount of light incident from areas of various luminance can be calculated in reference to the size of the single photoelement. Correlation of these parameters exceeds the intended content of this article, but is the subject of current analysis. Nevertheless it is obvious, that there is an upper and lower energy limit when light detection is considered. In short the upper limit is connected with the capacity of single potential well of the matrix and the lower limit comes from the size of the single photoelement together with signal to noise ratio (SNR).

The size of the single photoelement has to be taken into account also when resolution of the camera-based meter is analyzed (together with the parameters of the lens). In case of luminance distribution or glare measurements the human anatomy has to be taken into account as it defines the expected values. The resolution of the human eye is various depending on the position on the cornea - it starts from 0.5 min arc for a majority of the population [7] which should be considered when such meter is constructed, especially if precise luminance distribution measurements of small objects are required. Such necessity appeared together with LEDs as their dimensions are very small when compared to the traditional light sources, thus the solid angle ω , that encloses the light source, for the typical lens used with the luminance distribution meters is - for most real distances light source-eyes - below the limit allowing proper measurement of luminance distribution of such source. This problem didn't exist in fact till the moment when LEDs appeared in lighting. It can be stated that before the luminance distribution and glare measurements were widely understood and applied, a new challenge has grown.

3. Conclusions

In the paper some considerations of current problems in lighting metrology were presented. They show that it is appropriate to carry out the verification of existing normative criteria for assessing the lighting quality, their modification or introducing new indicators defining the conditions that must be fulfilled by lighting system so that it could be regarded as correct, but also safe for humans. While in case of color rendering index works are fairly advanced and in the near future attempts to replace CRI *Ra* index with another one can be expected, whereas in the case of mentioned in the article glare the problem is at the level of recognition and requires much research.

Considering problems mentioned in the paper it can be concluded, that two of four parameters mentioned in the standard for interior lighting, are currently based on the wrong premises and should be made the subject of extensive, substantive discussion. Flicker, which is a very important quality parameter of lighting system, in case of LEDs is unrecognized in terms of its influence on human beings, thus also in this area of light metrology new research issues have grown.

Color-difference formulas are currently used in many applications, for example automotive industry, printing, textiles, medical images, food and agriculture. It should be recognized that, with an average accuracy of around 65–75% [22], all modern color-difference formulas are unfortunately not very accurate in predicting perceived color differences. That is, modern color-difference formulas need improvements in order to be more reliable in automatic quality control and industrial applications. It is obvious that products, also lighting products, are designed according to evaluating metrics. In case of color rendering metrics that is still valid is based on CRI method although scientist and industry representatives are aware of its disadvantages. As inadequate metrics can lead to poor products changes in metrology legislation related to color rendition is only a matter of time.

Prepared on the basis of the results of statutory work S/WE/4/13 realized in the Department of Electric Power Engineering, Photonics and Lighting Technology and the third stage of the multiannual program "Poprawa bezpieczeństwa i warunków pracy" (Improvement of the safety and work conditions), financed in years 2014–2016 in terms of research and development founded by the Ministry of Science and Higher Education/ National Center for Research and Development – project III.P.17. Coordinator of the programme: Central Institute for Labor Protection – National Research Institute, Executor: Białystok University of Technology.

Bibliography

- [1] Ayama M.: Assessing Glare Based on LED Lighting, ChinaSSL, Beijing 2013 w IEEE [DOI: 10.1109/SSLCHINA.2013.7177354].
- [2] Behar-Cohen F, Martinsons C., Vienot F., Zissis G., Barlier-Salsi A, Cesarini JP, Enouif O., Garcia M., Picaud S., Attia D.: Light emitting diodes (LED) for domestic lighting: Any risks for the eye?, *Progress in Retinal and Eye Research*, 30/2011, 239-257, [DOI: 10.1016/j.preteyeres.2011.04.002].
- [3] Błaszczak U.J.: Method for evaluating discomfort glare based on the analysis of digital image of an illuminated interior. *Metrology and Measurement Systems*, 20/2013, 623–634, [DOI: 10.2478/mms-2013-0053].
- [4] Błaszczak U., Gilewski M., Gryko L., Zając A., Kukwa W., Kukwa A.: Applications of optical fibers and miniature photonic elements in medical diagnostics, *Proceedings of SPIE*, 9228/2014, [DOI: 10.1117/12.2065134].
- [5] Błaszczak U.J., Gryko Ł., Zając A., Szczesik E.: Wybrane zagadnienia dotyczące projektowania charakterystyki spektralnej układu oświetlającego do zastosowań medycznych na przykładzie oświetlacza endoskopu. *Przegląd Elektrotechniczny*, 91(11)/2015, 326-329, [doi:10.15199/48.2015.11.74].
- [6] Bodrogi P., Brückner S., Khanh T. Q.: Ordinal scale based description of color rendering, *Color Research and Application*, 36(4)/2011, 272–285, [DOI: 10.1002/col.20629].
- [7] Cai H.: Luminance gradient for lighting evaluation. *Lighting Research and Technology*, 48(2)/2016, 155-175, [DOI:1477153513512501].
- [8] Cai H., Chung T.: Evaluating discomfort glare from non-uniform electric light sources. *Lighting Research & Technology*, 45/2013, 267-294, [DOI: 10.1177/1477153512453274].
- [9] CIE 13:1965: Methods of measuring and specifying colour rendering properties of light sources. CIE, Vienna Austria 1965.
- [10] CIE 13.2:1995: Method of measuring and specifying color rendering properties of light sources. CIE, Vienna, Austria 1995.
- [11] CIE 117:1995: Technical Report: Discomfort Glare in Interior Lighting. CIE, Vienna Austria 1995.
- [12] CIE 146, 147:2002: CIE Collection on Glare. CIE, Vienna Austria, 2002.
- [13] CIE 177:2007: Color rendering of white LED light sources. CIE, Vienna Austria 2007.
- [14] CIE 205:2013: Review of lighting quality measures for interior lighting with LED lighting systems. CIE, Vienna Austria 2013.
- [15] CIE 217:2016: Recommended Method for Evaluating the Performance of Colour-Difference Formulae. CIE, Vienna Austria 2016.
- [16] Davis W., Ohno Y.: Color quality scale. *Optical Engineering* 49(3)/2010, 033602, [doi:10.1117/1.3360335].
- [17] Davis W., Ohno Y.: Toward an improved color rendering metric. *Proceedings of the SPIE* 5941/2005, 1G1-6, [doi:10.1117/12.615388].
- [18] Geedrinck LM, Van Gheluwe JR, Vissenberg MCJM: Discomfort glare perception of non-uniform light sources in an office setting. *Journal of Environmental Psychology* 39/2014, 1-9 [doi:10.1016/j.jenvp.2014.04.002].
- [19] Gryko L., Błaszczak U., Zając A., Palkowska A.: Ocena możliwości modelowania temperatury barwowej najbliższej zestawu diod elektroluminescencyjnych dużej mocy, przyjęte do druku w 2016 w *Przeglądzie Elektrotechnicznym*.
- [20] Hashimoto K et al.: New method for specifying color-rendering properties of light sources based on feeling of contrast. *Color Research and Application* 32(5)/2007, 361–371, [DOI: 10.1002/col.20338].
- [21] Houser K.H., Wei M., Aurélien D., Krames M.R., Shen X.S.: Review of measures for light-source color rendition and considerations for a two-measure system for characterizing color rendition, *OPTICS EXPRESS* 21(8)/2013, 10393-10411, [DOI:10.1364/OE.21.010393].
- [22] Huang M., Cui G. et al.: Power functions improving the performance of color-difference formulas. *OPTICS EXPRESS* 23(1)/2015, 597-610, [DOI:10.1364/OE.23.000597].
- [23] Iacomussi P., Radis M., Rossi G., Rossi L.: Visual comfort with LED lighting. *Energy Procedia* 78/2015, 729-734, [DOI: 10.1016/j.egypro.2015.11.082].
- [24] Judd D.B.: A flattery index for artificial illuminants. *Illuminating Engineering* 62/1967, 593–598, [DOI:10.1177/1477153514532122].
- [25] Kasahara T. et al.: Discomfort glare caused by white LED light sources, *Journal of Light and Visual Environment*, 30(2)/2006, 95-103
- [26] Khanh T.Q. et al.: LED lighting, Wiley-VCH, Weinheim 2015.
- [27] Malovrh Rebec K, Klanjek Gunde M., Bizjak G., Kobav M.: White LED compared to other light sources – age dependent photobiological effects and parameters for evaluation, *International Journal of Occupational Safety and Ergonomics JOSE* 21(3)/2015, 391–398, [DOI: 10.1080/10803548.2015.1085163].
- [28] Nonne J., Renoux D., Rossi L.: Metrology for solid-state lighting quality. 16th International Congress of Metrology, 2013; 14004, p-8.
- [29] Ohno Y., NIST, CQS 9.0.c (Win XLS), 2013.
- [30] Pointer M. R.: Measuring colour rendering—a new approach, *Lighting Research and Technology* 18(4)/1986, 175–184, [DOI: 10.1177/096032718601800404].
- [31] Pointer M. R.: Measuring colour rendering—a new approach II, NPL Report: DQL-OR 007, 2004.
- [32] Poplawski M.E., Miller N.M.: Flicker in solid-state lighting: Measurement techniques and proposed reporting and application criteria. *Proceedings of CIE Centenary Conference "Towards a new century of light"*. Paris, France 2013.
- [33] PN-EN 12464-1:2012 Światło i oświetlenie – Oświetlenie miejsc pracy. Część 1: Miejsca pracy we wnętrzach. Polski Komitet Normalizacyjny 2012.
- [34] Rea M. S., Freyssinier-Nova J. P.: Color rendering: a tale of two metrics, *Color Research and Application* 33(3)/2008, 192–202, [DOI: 10.1002/col.20399].
- [35] Seim T.: In search of an improved method for assessing the colour rendering properties of light sources, *Lighting Research and Technology*, 1985, 17(1), 12–22 [DOI: 10.1177/14771535850170010401].
- [36] Smet K. A. G., Ryckaert W. R., Pointer M. R., Deconinck G., Hanselaer P.: Memory colours and colour quality evaluation of conventional and solid-state lamps, *Optics Express* 18(25)/2010, 26229–26244, [DOI: 10.1364/OE.18.026229].
- [37] Takahashi H. et al.: Position index for the matrix light source, *Journal of Light and Visual Environment* 31(3)/2007, 128-133, [doi: 10.2150/jlve.31.128].
- [38] Thornton W.A.: A validation of the color-preference index. *Journal of Illuminating Engineering Society*, 1(4)/1974, 48–52, [DOI: 10.1080/00994480.1974.10732288].
- [39] Xu H.: Colour rendering capacity and luminous efficiency of a spectrum. *Lighting Research and Technology*, 25(3)/1993, 131–132.
- [40] Worthey J.A.: Color rendering: asking the question, *Color Research and Applications* 28(6)/2003, 403–412, [DOI: 10.1002/col.10193].

Ph.D. Eng. Urszula J. Błaszczak
e-mail: u.blaszczak@pb.edu.pl



Urszula Błaszczak is an assistant professor in the Department of Electric Power Engineering, Photonics and Lighting Technology, Białystok University of Technology. Research connected with applications of LEDs in illumination, medical equipment and photometry. Over 50 articles and conference papers. Gold medal with mention at Brussels INNOVA in 2014.

Prof. Andrzej Stanisław Zając
e-mail: andrzej.zajac@wat.edu.pl



Andrzej Zając is a professor in the Department of Electric Power Engineering, Photonics and Lighting Technology, Białystok University of Technology. Research connected with applications of lasers and LEDs in, medical equipment, and optoelectronics systems. Over 350 articles and conference papers.

DOI: 10.5604/20830157.1212258

APPLICATION OF FLOW GRAPHS IN THE MICROWAVE MEASUREMENTS SYSTEMS

Przemysław Piróg

Central Military Calibration Laboratory, Warsaw

Abstract. Flow graphs are the effective tool for description of the complicated microwave measurement systems and usually are used in the process of creating measurement equation. The algorithm which can find this equation is known as the Mason's gain formula (MGF). This operation needs to perform a lot of symbolic computations so performing of this algorithm without proper software is heavy and is vulnerable to appearing some errors. This paper shows which existing scripts for MATLAB can be use to perform this task.

Keywords: flow graphs, Mason's gain formula (MGF), scattering parameters, microwave measurement

ZASTOSOWANIE GRAFÓW PRZEPŁYWU W POMIARACH MIKROFALOWYCH WIELKOŚCI ELEKTRYCZNYCH

Streszczenie. Grafy przepływu są skutecznym narzędziem umożliwiającym opis skomplikowanych układów pomiarowych w technice mikrofalowej i zwykle są stosowane w procesie tworzenia równania pomiaru. Algorytm umożliwiający znalezienie takiego równania jest znany jako reguła wzmocnienia Masona. Wymaga on znacznej liczby obliczeń symbolicznych toteż jego realizacja bez zastosowania oprogramowania jest uciążliwa oraz podatna na wystąpienie błędów podczas wykonywania przekształceń. W niniejszym artykule wskazano możliwość zastosowania istniejących już skryptów programu MATLAB do realizacji tego zadania.

Słowa kluczowe: grafy przepływu, reguła Masona, macierz rozproszenia S, pomiary mikrofalowe

Introduction

Microwave measurement is the branch of metrology in which some physical phenomena uncommon for other areas are occurred. Voltage and current values can't be used for description of the signals because high frequency signals must be analyzed as the waves.

The reason of it is the fact that in microwave measuring systems the wave is reflected many times between planes (connectors) with different characteristic impedance. Similar situation occurs in optics where rays are reflected between media with a varying index of refraction. In the microwave systems transmitted wave is attenuated and delayed many times. All these operations can change magnitude and phase of the signal. Consequence of it is the fact that measured energy of the wave for each part of measuring system depends on vector sum of all transmitted and reflected voltage waves. One of the difference between optical and microwave systems is that in optical systems usually only one wavelength parameters are analyzed but in the microwave systems parameters for all frequencies of bandwidth have to be found separately.

1. Scattering matrix

The microwave systems can be characterized as n-port network, where n is the sum of numbers of inputs and outputs [6]. For example termination loads or power sensors are characterized as one-port network, attenuator as two-port Fig. 1, splitters or dividers as three-port, directional couplers as three or four-port networks.

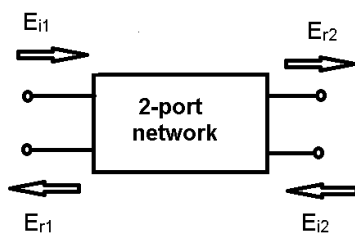


Fig. 1. Sample two-port network diagram, wherein: E_{i1} – complex value of voltage wave incident to the port 1, E_{r1} – complex value of voltage wave reflected from the port 1, E_{i2} – complex value of voltage wave incident to the port 2, E_{r2} – complex value of voltage wave reflected from the port 2

Parameters of the n-port network can be characterized by n x n size S-matrix (1). The network can be created from splitters, terminations, attenuators, power sensors and other components and can be described as one n-port network. Number of components which form the network has no influence on the size of substitute S-matrix.

Scattering matrix called S-matrix is very common form used for describing microwave networks. The S_{xy} elements reflect the physical characteristic of the whole system. These coefficients are complex numbers, magnitude represents attenuation or amplification, phase represents signal delay.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & & S_{2n} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & \cdots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \quad (1)$$

wherein:

$$a_j = \frac{E_{ij}}{\sqrt{Z_o}} \quad (2)$$

$$b_j = \frac{E_{rj}}{\sqrt{Z_o}} \quad (3)$$

Z_o – characteristic impedance of system (typically 50 Ω),

$|a_j|^2 = P_{ij}$ – power incident to the port j,

$|b_j|^2 = P_{rj}$ – power reflected from the port j.

For the microwave networks S-matrix coefficients are usually different for different frequencies and need to be measured for every specified frequency because there is no global rule to describe relationship between values for separate frequencies.

All these reasons cause that calculations are complicated and it can be difficult to predict behavior of the expanded systems when all S-matrixes of components are available. The tool which can improve process of analysis is flow graph.

2. Flow graphs

Flow graph is the graphical method for presenting system of equations [3]. It is widely used in the theory of control. The transmittance in control systems describes dependencies similarly like S-matrix for microwave system, feedback has similar function to repeated reflection of voltage wave. Fig. 2 shows sample conversion from system of equation (4) to flow graph.

$$Z = (X \cdot A + Y \cdot B) \cdot C \quad (4)$$

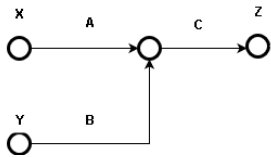


Fig. 2. Conversion from equation to flow graph

Fig. 3 presents flow graph of 2-port network (green) connected to the power source (blue) and termination load (red).

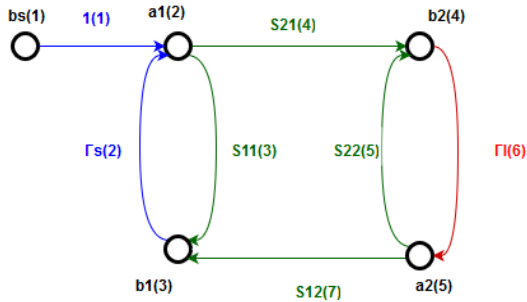


Fig. 3. Flow graph of 2-port network connected to power source and load, wherein: $\Gamma_s(2)$ – equivalent source match, branch 2, $\Gamma_1(6)$ – reflection coefficient of load, branch 6, $b_s(1)$ – internally generated wave in power source, node 1

Using of flow graphs brings very important advantage during process of designing microwave system. Connecting of two microwave components is equal to connecting their flow graphs, output node of the first flow graph becomes input node of the second.

The representation of microwave system as flow graph gives ability to apply algorithm which is known in control theory as the Mason's gain formula MGF [4].

3. Mason's gain formula (MGF)

MGF is the algorithm which provides the way to find the gain between any specified nodes of flow graph [1]. This gain is expressed by equations:

$$G = \frac{\sum_{k=1}^N G_k \cdot \Delta_k}{\Delta} \quad (5)$$

$$\Delta = 1 - \sum L_i + \sum L_i L_j - \sum L_i L_j L_k + \dots + (-1)^m \sum \dots + \dots \quad (6)$$

wherein:

- Δ – determinant of the flow graph,
- G – total gain between input (IN) and output node (ON),
- N – number of possible forward paths between IN and ON,
- G_k – gain of k-th forward path between IN and ON,
- L_i – loop gain of each closed loop in the graph,
- $L_i L_j$ – product of the loop gains of any two non-touching loops,
- $L_i L_j L_k$ – product of the loop gains of any three pairwise two non-touching loops,
- Δ_k – the cofactor value of Δ for the k-th forward path, with the loops touching the k-th forward path removed.

Definitions:

- path* – a continuous set of branches traversed in the direction that they indicate;
- forward path* – a path from an input node to an output node in which no node is touched more than once;
- loop* – a path that originates and ends on the same node in which no node is touched more than once;
- path gain* – the product of the gains of all the branches in the path;
- loop gain* – the product of the gains of all the branches in the loop.

4. No-automatic realization of MGF

Fig. 4 presents sample flow graph of power splitter connected to power source and two power sensors.

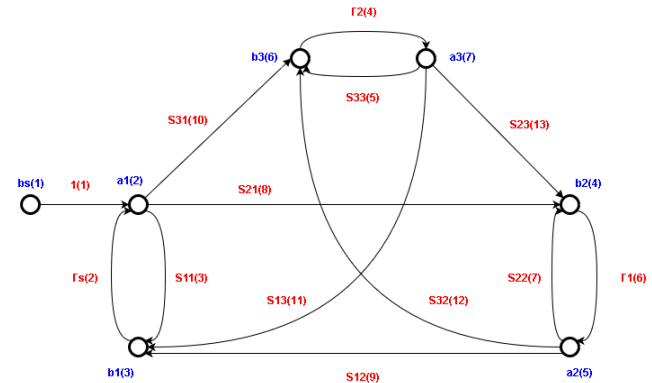


Fig. 4. Flow graph of power splitter connected to power source and two power sensors, wherein: S_{xy} – complex coefficients of power splitter S-matrix, $\Gamma_{1(2)}$ – complex reflection coefficient of power sensor 1(2), Red color – name and number of branch, Blue color – name and number of node

The practical calculation of the gain between input node $b_s(1)$ and output node $b_2(4)$:

Step 1 (find all the forward paths between $b_s(1)$ and $b_2(4)$)

- Path 1: 1(1)S21(8)
- Path 2: 1(1)S31(10)Γ2(4)S23(13)

Step 2 (find all closed loops)

- $\Gamma_s(2)S11(3)$
- $S21(8)\Gamma(6)S12(9)\Gamma_s(2)$
- $S21(8)\Gamma(6)S32(12)\Gamma2(4)S13(11)\Gamma_s(2)$
- $S31(10)\Gamma2(4)S13(11)\Gamma_s(2)$
- $S31(10)\Gamma2(4)S23(13)\Gamma(6)S12(9)\Gamma_s(2)$
- $\Gamma(6)S22(7)$
- $\Gamma(6)S32(12)\Gamma2(4)S23(13)$
- $\Gamma2(4)S33(5)$

Step 3 (find product of any two non-touching loops)

- $\Gamma_s(2)S11(3) \cdot \Gamma(6)S22(7)$
- $\Gamma_s(2)S11(3) \cdot \Gamma(6)S32(12)\Gamma2(4)S23(13)$
- $\Gamma_s(2)S11(3) \cdot \Gamma2(4)S33(5)$
- $S21(8)\Gamma(6)S12(9)\Gamma_s(2) \cdot \Gamma2(4)S33(5)$
- $S31(10)\Gamma2(4)S13(11)\Gamma_s(2) \cdot \Gamma(6)S22(7)$
- $\Gamma(6)S22(7) \cdot \Gamma2(4)S33(5)$

Step 4 (find product of any three non-touching loops)

- $\Gamma_s(2)S11(3) \cdot \Gamma(6)S22(7) \cdot \Gamma2(4)S33(5)$

The microwave system which was presented at Fig. 4 is relatively simple (it's typical system for calculating power sensor cal factor) however when all path gains and loop gains are substituted to equation (5) and (6) calculation becomes very complicated. This is the reason why some publications [5,6] show simplified method for creating measuring equation and uncertainty estimation. Taking all these aspects into consideration it's obvious that full analysis of microwave system in all frequency bandwidth without adequate software is unreasonable. To solve this problem is possible to use MATLAB.

5. Automatic realization of MGF

The MATLAB software offers script which provides realization the Mason's gain formula algorithm [9]. This script named *mason.m* is very easy for use. It needs only net-file with defined microwave system and m-file with information which gain should be find. If MATLAB has Symbolic Math Toolbox it's possible to simplify result and use equations for further calculation. The syntax of net-file is:

[Coefficient #][Start Node #][Stop Node #][Coefficient Name]

Every line of code contains start node, stop node and coefficient name for every branch of flow graph.

Figure 5 shows net-file which describes the microwave system presented at Fig. 4 in the form acceptable for *mason.m* script:

```

1 1 2 1
2 3 2 G5
3 2 3 S11
4 6 7 G2
5 7 6 S33
6 4 5 G1
7 5 4 S22
8 2 4 S21
9 5 3 S12
10 2 6 S31
11 7 3 S13
12 5 6 S32
13 7 4 S23

```

Fig. 5. MATLAB net-file for Fig. 4 flow graph

The script which calculates symbolically gain between input node $b_s(1)$ and output node $b_2(4)$ is presented at Fig. 6. The start and stop node during the gain calculation process can be changed very easily by setting integer numbers in the formula:

```

[G_Numerator,G_Denominator] = mason('splitter.net',1,4);
G_Numerator=sym(G_Numerator);
b2_Denominator=sym(G_Denominator);
G=G_Numerator/G_Denominator

```

Fig. 6. The code to calculate gain G between node no. 1 and 4

The script automatically finds all paths and both single loops and non-touching loops. The result is as below:

```

----- Paths -----
P1 : 1 8
P2 : 1 10 4 13
- Order 1 Loops -
L11 : 3 2
L12 : 8 6 9 2
L13 : 8 6 12 4 11 2
L14 : 10 4 11 2
L15 : 10 4 13 6 9 2
L16 : 6 7
L17 : 6 12 4 13
L18 : 4 5

- Order 2 Loops -
L21 : 3 2 6 7
L22 : 3 2 6 12 4 13
L23 : 3 2 4 5
L24 : 8 6 9 2 4 5
L25 : 10 4 11 2 6 7
L26 : 6 7 4 5

- Order 3 Loops -
L31 : 3 2 6 7 4 5

```

$$G = (S21*(G2*S33 - 1) - G2*S23*S31) / (G1*S22 + G2*S33 + Gs*S11 - G1*G2*S22*S33 + G1*G2*S23*S32 - G1*Gs*S11*S22 + G1*Gs*S12*S21 - G2*Gs*S11*S33 + G2*Gs*S13*S31 + G1*G2*Gs*S11*S22*S33 - G1*G2*Gs*S11*S23*S32 - 1*G2*Gs*S12*S21*S33 + G1*G2*Gs*S12*S23*S31 + G1*G2*Gs*S13*S21*S32 - G1*G2*Gs*S13*S22*S31 - 1)$$

Fig. 7. Gain computed by the *mason.m* script

The gain equation (Fig. 7) allows to model the microwave system. All the coefficients are complex because of the scattering matrix properties. Fig. 7 measuring equation can be used for estimation of uncertainty by the Monte Carlo method.

It's possible to modify magnitude, phase and probability distribution of each coefficient, what can be useful for assessing how specific components have influence on expanded uncertainty of the measurement.

6. MGF for power splitter ratio measurements

Power splitter is typical microwave element used for power ratio measurements. For power splitter ratio measurements the value of the ratio R of two output voltage waves Fig. 4, $b_2(4)$ and $b_3(6)$ is key. The *mason.m* script can be used for this purpose.

$$R = \frac{b3(6)}{b2(4)} = \frac{bs(1) \cdot G16}{bs(1) \cdot G14} \quad (7)$$

wherein:

$G16$ - gain between node $b_s(1)$ and $b_3(6)$

$G12$ - gain between node $b_s(1)$ and $b_2(4)$

```

[G14_Numerator,G14_Denominator] = mason('splitter.net',1,4);
G14_Numerator=sym(G14_Numerator);
G14_Denominator=sym(G14_Denominator);
b2='bs'*G14_Numerator/G14_Denominator;
[G16_Numerator,G16_Denominator] = mason('splitter.net',1,6);
G16_Numerator=sym(G16_Numerator);
G16_Denominator=sym(G16_Denominator);
b3='bs'*G16_Numerator/G16_Denominator;
R=b3/b2

```

Fig. 8. Script for calculating power ratio of power splitter

Fig. 8 shows how fast and how easy the gain between nodes and symbolic computations on partial results can be done. The result of code above is presented at Fig. 9

$$R = (S31*(G1*S22 - 1) - G1*S21*S32) / (S21*(G2*S33 - 1) - G2*S23*S31)$$

Fig. 9. Automatically calculated power ratio

7. Summary

The microwave measurement in some aspects needs specific approach in the process of creation measurement equation and uncertainty estimation [2]. Even relatively simple measuring system in many cases has complicated measuring equation.

For the people who are novice in microwave technique some clues can be useful:

- elements of scattering matrix (reflection coefficient, transmission coefficient) are complex, be sure when in equations occurs complex value or the magnitude of the value;
- the probability distribution of reflection coefficient isn't normal distribution [2];
- never average measurements in magnitude - phase form, use only real - imaginary form. The result is completely different for these two methods. The reason becomes obvious while

considering the example, why average value of 160° and -160° is 0° but it should be value 180° for this case;

- when derivatives are calculated during uncertainty estimation process in some cases the ones don't exist in specified ranges. Software can often find the result but it has no physical sense. For example, reflection coefficient $\Gamma = 0,001$, standard uncertainty $u(\Gamma) = 0,006$. For converting Γ to return loss RL and estimating standard uncertainty $u(RL)$ equations below are frequently used:

$$RL(\Gamma) = 20 \cdot \log_{10}(\Gamma) \tag{8}$$

$$RL(\Gamma) = -20 \cdot \log_{10}(0,001) = 60 [dB] \tag{9}$$

$$\frac{\partial RL(\Gamma)}{\partial \Gamma} = \frac{-20}{\Gamma \cdot \ln(10)} \tag{10}$$

$$u(RL) = \sqrt{\left(\frac{\partial RL(\Gamma)}{\partial \Gamma}\right)^2 \cdot (u(\Gamma))^2} [dB] \tag{11}$$

$$u(RL) = \sqrt{\left(\frac{-20}{0,001 \cdot \ln(10)}\right)^2 \cdot (0,006)^2} = 52,11 [dB] \tag{12}$$

The result $RL = 60$ dB with standard uncertainty $u(RL) = 52,11$ dB is completely useless. This result is the consequence of fact that logarithmic function and its derivative don't exist for negative values ($0,001 - 0,006 < 0$). For many other branches of metrology fact of discontinuity of the derivative of the function does not have practical importance for uncertainty estimation;

- in some cases reflection coefficient can be converted directly into its standard uncertainty according to equations [3]:

$$u(\Gamma) = \frac{|\Gamma|}{\sqrt{2}} \text{ (for uniform ring assumption)} \tag{13}$$

$$u(\Gamma) = \frac{|\Gamma|}{2} \text{ (for uniform disk assumption)} \tag{14}$$

The methods, software and clues indicated in this paper can improve process of measuring in daily practice and let avoid some basic errors which can be very difficult to detect. The ones can be used in high-precision calibration as well as routine low-precision calibration.

Table 1. The result of averaging in magnitude degree form and real imaginary form

Measurement no.	r (magnitude)	fi (degrees)	X (real part)	Y (imaginary part)
1	0,9	135	-0,64	0,64
2	0,9	-145	-0,74	-0,52
3	0,6	190	-0,59	-0,10
4	0,9	150	-0,78	0,45
5	0,7	-145	-0,57	-0,40
Mean:	0,8	37	-0,66	0,01
X_converted=	0,64	X_direct=	-0,66	
Y_converted=	0,48	Y_direct=	0,01	

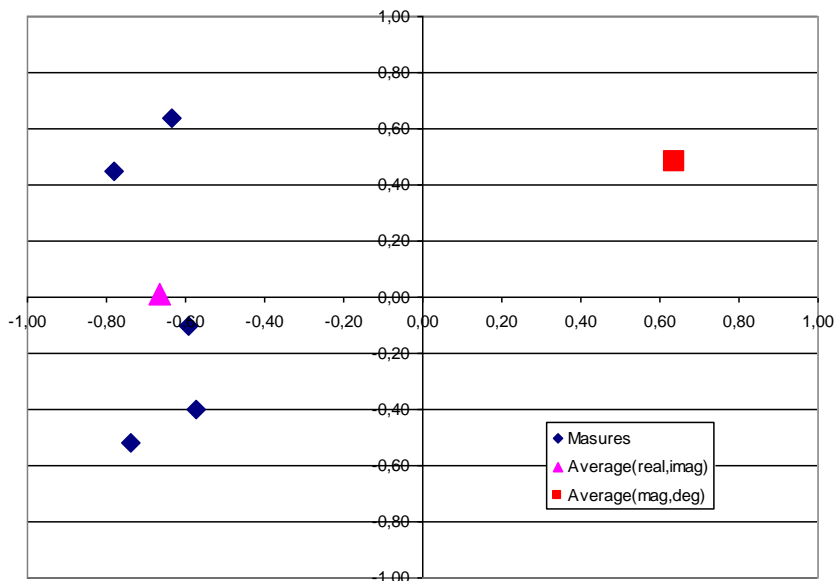


Fig. 10. Completely different result of two averaging methods

References

- Beillahi S. M., Siddique U., Tahar S.: Towards the Application of Formal Methods in Process Engineering, Department of Electrical and Computer Engineering, Concordia University, 2014.
- Hall B. D.: Notes on complex measurement uncertainty, Measurements Standards Laboratory of New Zealand, 2010.
- Lorens C. S.: Theory and application of flow graphs, Technical Report 317, MIT, 1956.
- Mason S. J.: Feedback theory – further properties of signal flow graphs, Technical Report 303, MIT, 1955.
- Fundamentals of RF and Microwave Power Measurements, Agilent, Application Note 64-1C, 2001.
- Guidelines on the Evaluation of Vector Network Analysers (VNA), EURAMET cg-12, 2011.
- S-parameter design, Agilent, Application Note AN154, 2006.
- <https://www.draw.io/> - flow chart maker [20.04.2016]
- <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/22-mason-m>, Walton R. TRILabs, Calgary, Alberta, Canada, [25.03.2016]

M. Sc. Przemysław Piróg
e-mail: przemekpirog@gmail.com

The author has graduated metrology specialization in Military University of Technology. He works as senior engineer in Central Military Calibration Laboratory in Warsaw. In his work he deals with the issues in the field of microwave measurements, automatization of measurements and software engineering. His scientific interests include modeling of microwave systems and their uncertainty budgets.



otrzymano/received: 22.04.2016

przyjęto do druku/accepted: 01.07.2016

DOI: 10.5604/20830157.1212259

APPROPRIATE CALIBRATION INTERVALS OF LABORATORY TEST EQUIPMENT IN ACCORDANCE WITH THE INTERNATIONAL IECEE REGULATIONS AND ITE PREDOM DIVISION ACTIVITY

Joanna Walczak-Złotkowska, Marek Starczewski, Jan M. Łysko

Institute of Electron Technology, PREDOM Division, 53, Krakowiaków Str., 02-255 Warsaw, Poland, jmlysko@ite.waw.pl

Abstract. Requirements for traceability of calibrations and calibration intervals contained in the document IECEE OD-5011 for the testing laboratories IECEE members are presented. Among the others, the issues related to selection of a calibration laboratory, calibration intervals for particular group of test equipment, requirements for traceability of calibrations as well as the matters of test equipment on the status of "Initial Calibration Only" were overviewed. Information about the IECEE OD-5011 application in the laboratory practice of ITE PREDOM Division is presented as well.

Keywords: metrology, calibration, accredited laboratory

PROBLEM WŁAŚCIWYCH PRZEDZIAŁÓW CZASOWYCH DLA WZORCOWANIA PRZYRZĄDÓW LABORATORYJNYCH W AKTUALNYCH UREGULOWANIACH MIĘDZYNARODOWYCH IECEE I PRAKTYCE ITE ODDZIAŁ PREDOM

Streszczenie. W artykule przedstawiono wymagania zawarte w dokumencie IECEE OD-5011 dotyczące spójności pomiarowej i wzorcowania wyposażenia badawczego w laboratoriach zrzeszonych w IECEE. Omówiono m.in. sprawy wyboru laboratorium wzorcującego, okresów między kolejnymi wzorcowaniami dla poszczególnych grup sprzętu pomiarowego, wymagań dotyczących spójności pomiarowej. Omówiono zagadnienia wyposażenia badawczego podlegającego jedynie wzorcowaniu wstępnemu. Przedstawiono również informację o stosowaniu IECEE OD-5011 w bieżącej praktyce laboratoryjnej ITE Oddział PREDOM.

Słowa kluczowe: metrologia, wzorcowanie, laboratorium akredytowane

Introduction

Appropriate calibrations of the test equipment is particularly essential for the cases when on the basis of the laboratory test results the consistent decisions are taken, for example the decisions on compliance by the tested product with detailed certification or conformity assessment requirements. For that reason the international organization IECEE (*ang. IEC System of Conformity Assessment Schemes for Electrotechnical Equipment and Components*) attaches great importance to ensure that the testing laboratories - IECEE members (336 Testing Laboratories CBTL (*ang. CB Testing Laboratory*) from 52 countries) use the uniform rules related to the test equipment and uniform requirements for traceability of calibrations and calibration intervals to ensure consistent and repeatable test results.

1. Document IECEE CD 5011 – general information

In 2014 CTL (*ang. Committee of Testing Laboratories*) decided to convert the CTL Operational Procedure (OP) into the IECEE Operational Document (OD) structure, [1].

The content of the former procedure has not been essentially changed; only some editorial adjustments have been made in some clauses. The scope of the document applies to testing laboratory equipment (excluding chemical testing) required to be calibrated under the requirements of the standard ISO/IEC 17025 "General requirements for the competence of testing and calibration laboratories".

Amended document IECEE OD-5011 Edition 1.0 2015-06-03 „Requirements for Traceability of Calibrations and Calibration Intervals”, Fig. 1, covers as follow:

- Purpose,
- Scope,
- Normative References,
- Definitions,
- Responsibility of the laboratory,
- General,
- Requirements.

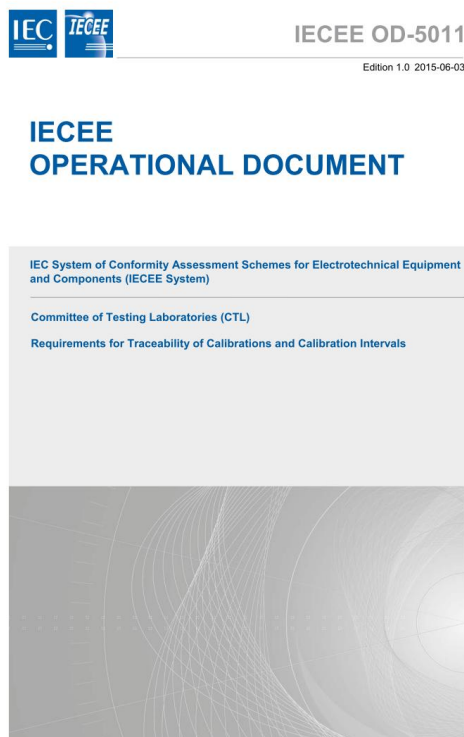


Fig. 1. Cover page of the document: IECEE OD-5011 Edition 1.0 2015-06-03 – source: www.iecee.org [1]

2. Essential requirements for calibration according to IECEE OD-5011

2.1. Traceability of calibrations

Calibrations shall be provided by an unbroken chain of comparisons to:

- a) Units of measure of The International System of Units (SI),
- b) Fundamental physical constants,
- c) Certified Reference Materials, in the case where (a) and (b) do not exist for the measurement property.

Calibrations shall be recognized as traceable if the calibrations are performed according to the requirements of ISO/IEC 17025 standard and carried out by:

- a) National Metrology Institute,
- b) calibration laboratory with ISO/IEC 17025 standard accreditation,
- c) calibration laboratory (internal or external) annually assessed by the CBTL, NCB (National Certification Body) or authorized department within the CBTL or NCB, and found to comply with the requirements of the ISO/IEC 17025 standard. The assessments shall be conducted by a qualified ISO/IEC 17025 assessor or metrologist.

Services delivered by an external calibration laboratory without accreditation is allowed only in the case when a calibration services from accredited laboratory are not available. For highly specialized test equipment case, when no accredited calibration laboratory services are available, the equipment may be calibrated by the equipment manufacturer provided that:

- the applied calibration standards are traceable to national or international units of measurement,
- the traceability chain is identified and estimation of uncertainty of measurement is included on the calibration certificate.

2.2. Calibration intervals

Every test equipment should be calibrated before its first use. Next calibration periods shall be no longer than:

- a) one year for every electrical, electronic and mechanical test equipment,
- b) three years for every mechanical test equipment made of solid materials, which not subject to any kind of deterioration,
- c) appropriate recommendations according to the manufacturer instructions.

Maximum interval time between consecutive calibrations shall be appropriate to assure, that accuracy of the equipment remains within the specifications stated by the laboratory.

These calibration intervals may be changed only after detailed analyses by the testing laboratory. In such analysis one should consider, as a minimum, results obtained during previous calibrations, possible environmental and handling impacts to which tested equipment was exposed. Certified laboratory should establish procedures regarding adjustment of calibration intervals for each device in use. Reduction of calibration intervals shall be made, if necessary (for example the test equipment is very often used) to keep equipment within the accuracy ranges indicated by the laboratory. Also if the testing laboratory has well established and documented procedures for the adjustment of calibration intervals for test devices it may establish other limits within the maximum equipment tolerance to determine whether to extend the calibration interval on prior calibration results.

According to the IEC 60770 clause 8.3 the calibration intervals may be extended when there are sufficient data from the previously done calibrations that assure that the instrument will maintain stated accuracies over the extended calibration interval. Time extension of the calibration intervals shouldn't exceed 50% of the primary calibration interval. Calibration data base may be used to legitimate longer calibration intervals if stability of the instrument can be demonstrated. Historical calibration data may be used to support longer calibration intervals where stability of the instrument is demonstrated.

Risks associated with the extension of calibration intervals shall be considered with regard to test results and the ability to review all work affected by nonconforming equipment. Such a factors like use duration and frequency, influence of environment and transport conditions shall be considered too.

According to the Annex A, IEC 60770 document, proper flow chart of the calibration intervals adjustment should be consistent with the diagram on Fig. 2.

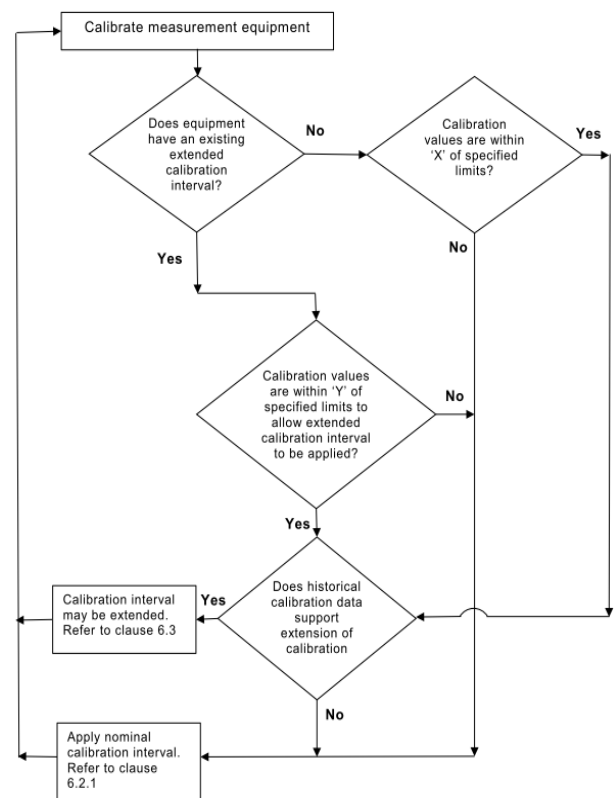


Fig. 2. Diagram of the calibration interval extension (example), [1]

Calibration data obtained from the nominal calibration intervals of equipment, that was applied by the testing laboratory, provides an indication that all calibrated parameters remain within 'X' tolerance limits. The laboratory is allowed to extend calibration intervals when calibrations carried out at the end of the extended calibration interval continue to be within 'Y' tolerance limits, Fig. 3.

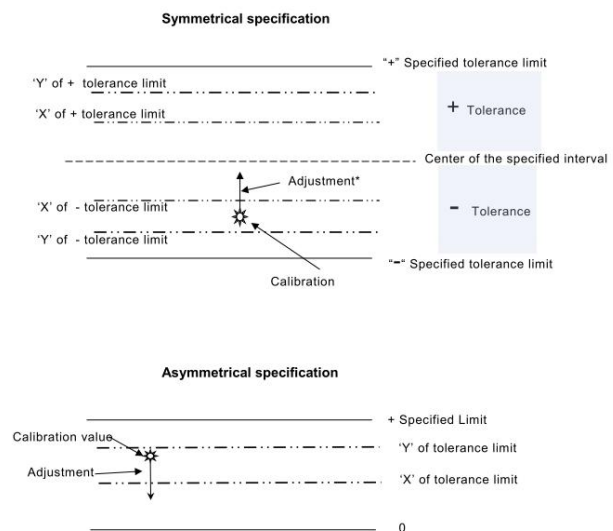


Fig. 3. Illustration of the 'X' and 'Y' tolerance limits in two possible cases: symmetrical and asymmetrical specifications, [1]

2.3. Initial Calibration Only (ICO)

Test equipment in that failure is evident to a user (with laboratory procedures requiring the user to check the equipment before use) may be put on the status of "Initial Calibration Only" (ICO). The laboratory shall carry out periodic inspections of the test equipment to determine that it is still in sufficiently condition. Examples of the ICO equipment are steel rules, tape measures, weights 4,5 kg or more, calibrated to +/-1% tolerance, single piece steel probes, greater than or equal to 3 mm

in diameter with blunt ends, graduate cylinder, thermometers, steel impact balls, steel or plastic probes with no moving parts and sufficient structural integrity so as to not deform.

Weights do not need to be calibrated if are verified by the laboratory with a calibrated scale before each use. The verification must be documented.

In the case of infrequently used test equipment – it can be assigned the status of "calibrate before use". For such equipment the periodic calibration is not necessary.

3. Accuracy and tolerances of measurement instruments

The matters related to accuracy and tolerances of measurement instruments are very important for testing quality.

Up to now the matters are included in the CTL DSH 251 E decision as a guidance document only.

During the last 53rd CTL meeting (March 2016, Prague, Czech Republic, the members propose to extended document IEC EE OD-5011 to the matters concerned accuracy and tolerances of measurement instruments.

Because the accuracy and tolerances of measurement instruments matters have directly affect the quality of test results CTL proposed to give them greater importance and to merge into the IEC EE OD-5011 as an Annex B.

The Annex B defines the instrument accuracy limits for measurement parameters and measuring ranges. Among the other the Annex covered such parameters as voltage, current, leakage (touch) current, power, frequency, resistance, temperature, linear dimensions, mass, force, mechanical energy, torque, angles, relative humidity, barometric air pressure, gas & fluid pressure. Excerpt of the proposal is shown on Fig.4.

Instrument Accuracy Limits

Measurement values stated in a CB Test Report shall be made with instruments with accuracies within the limits stated below. These values apply unless more stringent requirements are given in the reference standard.

Parameter	Range	Instrument accuracy of Measuring Range
Voltage		
- Up to 1000 V	up to 1 kHz	± 1,5%
	1kHz up to 5 kHz	± 2%
	5 kHz up to 20 kHz	± 3%
	20 kHz and above	± 5%
- 1000 V and above	dc up to 20 kHz	± 3%
	20 kHz and above	± 5%
Current		
- Up to 5 A	dc up to 60 Hz	± 1,5%
	above 60 Hz up to 5 kHz	± 2,5%
	5 kHz up to 20 kHz	± 3,5%
	20 kHz and above	± 5%
- Above 5 A	dc up to 5 kHz	± 2,5%
	5 kHz up to 20 kHz	± 3,5%
	20 kHz and above	± 5%
Leakage (Touch) current¹		
	50 Hz up to 60 Hz	± 3,5%
	greater 60 Hz up to 5 kHz	± 5%
	greater 5 kHz up to 100 kHz	± 10%
	greater 100 kHz up to 1 MHz	under consideration
Power (50/60 Hz)		
	up to 3 kW	± 3%
	above 3 kW	± 5%
Power Factor (50/60 Hz)		
		± 0,05

Fig. 4 Excerpt of the CTL proposal related to accuracy and tolerances of measurement instruments in the Annex B of IEC EE OD-5011

The CTL proposal has been sent to the IEC EE working group for discussion and approval.

4. IEC EE OD-5011 in laboratory practice of ITE PREDOM Division

ITE PREDOM Division is accredited by Polish Centre of Accreditation for:

- testing laboratory (certificate AB 003)
- calibration laboratory (certificate AP 153)
- body for product certification (certificate AC 044)
- body for quality system certification (certificate AC 134)

ITE PREDOM Division is a member of IEC EE CB Scheme as the testing laboratory CBTL and the National Certification Body. Also it is a member of European organization ETICS (*ang. European Testing, Inspection and Certification System*)

ITE PREDOM Division has several laboratories with appropriate equipment and experienced staff dealing with calibration and testing of electrical, electronic devices as well as household gas equipment.

Selected testing items are shown on Fig. 5(a-d).



Fig. 5 Selected items in the ITE PREDOM Div. accredited laboratories: a) anechoic chamber with set of antennas applied in EMC tests, b) goniometer for light distribution testing c) spectroradiometer system for tests of photobiological safety of lamps and lamp systems (measuring range 900 – 2200 nm) d) reference multimeter for calibration of electrical test equipment

System described in the document IECEE OD-5011 is applied in the testing laboratory practice.

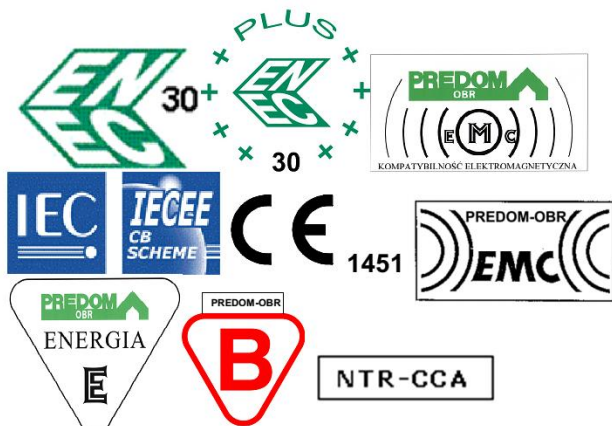
The requirements of the CTL DSH 251 E decision related to accuracy and tolerances of measurement instruments are fully executed too.

There are well established and documented procedures for monitoring the testing equipment. ITE PREDOM Division observes the calibration periods without extensions.

All testing equipment is regularly calibrated by the accredited laboratories among the others by the accredited Calibration Laboratory ITE PREDOM Division.

Also the ITE PREDOM Division participates in Proficiency Testing Programs. It gives possibility to ensure the used testing procedures, including procedures of uncertainty of measurement as well as testing equipment and testing personnel are in the high level. The high level is confirmed by the results of assessments carried out by IECEE and ETICS assessors.

Testing carried out by ITE PREDOM Division is used, among the other, for certification according to the following international and national schemes:



as well as for the conformity assessment, according to the following directives:

- 2014/30/EU (EMC electromagnetic compatibility, former the directive 2004/108/EC),
- 2014/53/EU (RED - radio equipment),
- 1999/5/EC (radio and telecommunication devices),
- 2009/142/EC (gas ovens and cookers),
- 92/42/EEC (boiler efficiency),
- 2006/42/EC (machinery),
- 2000/14/EC (noise emissions),
- 2014/35/EU (LVD - electrical devices, former the directive 2006/95/EC).

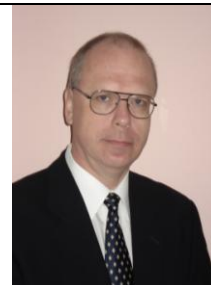
Bibliography

- [1] IECEE OD-5011 Edition 1.0 2015-06-03 IECEE OPERATIONAL DOCUMENT IEC System of Conformity Assessment Schemes for Electrotechnical Equipment and Components (IECEE System). Committee of Testing Laboratories (CTL). Requirements for Traceability of Calibrations and Calibration Intervals International Electrotechnical Commission, www.iecee.org
- [2] IECEE-CTL/529/INF IECEE-CTL/529/INF-Info, 2016-03-09/10, documents 53rd Meeting of the IECEE Committee of Testing Laboratories, www.iecee.org

Jan M. Łysko

e-mail: jmlysko@ite.waw.pl

Since 1979 with the Institute of Electron Technology (ITE) in Warsaw, at present holding position of associate professor, head of the ITE Department of Devices, Components and Systems Research. M.Sc. in 1979 from the Warsaw University of Technology, spec. materials science, PhD. in 1990 and D.Sc. in 2006 from the ITE in electronics, B.Sc. in 1983 from the Warsaw School of Economics, spec. international trade. More than 150 publications and 15 patents. Expert EU, Polish National Centre for Research and Development (NCBR), National Science Centre (NCN) and other national agencies. Membership: SM IEEE ED Soc. (1986-2006), Polish Society for Sensor Technology (PTTS), World Federation of Scientists.



Marek Starczewski

e-mail: metrologia@predom.com.pl

Since 1984 with the ITE PREDOM in Warsaw, at present holding position of head of metrology laboratory, graduated in 1982 (Warsaw University of Technology, spec. electronics).



Joanna Walczak-Zlotkowska

e-mail: obr@predom.com.pl

Since 1973 with the ITE PREDOM in Warsaw, at present holding position of head of certification office, graduated in 1973 (Warsaw University of Technology, spec. metrology). Since 2003 IECEE Registered Assessor. Since 2003 European Electrical Products Certification Association (EPECA) Registered Assessor. Since 2015 – Member of the Board of Directors of ETICS – European Testing, Inspection and Certification System.



otrzymano/received: 22.04.2016

przyjęto do druku/accepted: 01.07.2016

DOI: 10.5604/20830157.1212260

MAINTENANCE OF TIME STANDARDS IN THE DEPARTMENT OF REFERENCE STANDARDS IN ZIELONKA. CONTRIBUTION INTO THE CREATION OF THE POLISH ATOMIC TIME SCALE TA (PL)

Marcin Gosztyła

Central Military Calibration Laboratory, Department of Reference Standards

Abstract. The article includes information about time standards in the Department of Reference Standards in Zielonka. The department is part of the Central Military Calibration Laboratory, which performs tasks related to the calibration standards of the other military calibration laboratories in Poland. The first part discusses components of a time standards station, which is involved in the creation of an Independent Polish Atomic Time Scale TA (PL), and its maintenance process. The second part is related to the analysis of the benefits of the inclusion of standard time calibration laboratory into the TA (PL). Last part presents the method of determining the parameters of the Relative Frequency Deviation (RFD), the prediction and uncertainly estimate of RFD

Keywords: time and frequency metrology, time and frequency standards, Time Atomic International

UTRZYMANIE WZORCÓW CZASU W ZESPOLE WZORCÓW ODNIESIENIA W ZIELONCE. UDZIAŁ WE WSPÓŁTWORZENIU POLSKIEJ ATOMOWEJ SKALI CZASU TA (PL)

Streszczenie. W artykule zawarto informacje dotyczące wzorców czasu utrzymywanych w Zespole Wzorców Odniesienia (ZWO) w Zielonce. Zespół jest częścią Centralnego Wojskowego Ośrodka Metrologii, i realizuje zadania związane z kalibracją (wzorcowaniem) wzorców roboczych pozostałych jednostek metrologicznych w Wojsku Polskim. W pierwszej części omówiono elementy stanowiska wzorców czasu, które bierze udział we współtworzeniu niezależnej polskiej atomowej skali czasu TA (PL), oraz sposób jego utrzymania. Druga część związana jest z analizą korzyści jakie daje włączenie wzorca czasu laboratorium wzorcującego do TA (PL). W ostatniej części, przedstawiono sposób wyznaczania Odstrojenia Względego Częstotliwości wzorca, prognozowanie odstojenia i jego niepewność.

Słowa kluczowe: metrologia czasu i częstotliwości, wzorce czasu i częstotliwości, Międzynarodowy Czas Atomowy

Introduction

Time and frequency are among most accurately reproduced quantities serving as a basic units of measurement in the International System of Units (SI). The second most precisely measured units is a meter. The definition and implementation of this unit is based on the passage of time. It is not only primary standards such as cesium fountains bases on the (SI) unit of time, but also cheaper solutions such as rubidium standards achieve excellent metrological parameters. Therefore, calibration laboratories, such as Central Military Calibration Laboratory (CMCL) built the calibration station based on atomic cesium time and frequencies standards (with high-performance cesium beam tube). In table 1 are shown two popular commercial time standards.

Table 1. Comparison two popular reference standards

Parameter	Type of standard		
	Rubidium 910(R)	Cesium 5071A standard	Cesium 5071A op. 001
RFD	2×10^{-12}	1×10^{-12}	5×10^{-13}
Allan dev ($\tau=1s$)	3×10^{-11}	$1,2 \times 10^{-11}$	5×10^{-12}
Allan dev ($\tau=100s$)	3×10^{-12}	$2,7 \times 10^{-12}$	$8,5 \times 10^{-13}$
Aging	$2 \times 10^{-12}/day$	-	-

The Table 1 shows the low-cost rubidium calibration standard need to use the standard cesium from the highly stable frequency playback option. Unfortunately, using of this standard causes difficulties with the binding standard to the international system of units SI with satisfactory measurement uncertainty deviation frequency. Using the services of laboratories that do not have the primary standard is pointless, because calibration results will have a very large measurement uncertainty. Therefore, the best solution for laboratory having the aspiration to have in its offer calibration of atomic time and frequency standards, is linking to the local atomic time scale TA (k).

Participation in the creation of TA (k) and UTC (k) (where PL stands for Polish), brings both benefits and responsibilities as well. The benefits are linking standard involved in the creation of TA (PL) / UTC (PL) to the International System of Units SI, the ability to determine the time and frequency deviation, forecasting standard parameters and monitoring the standard's efficiency.

Responsibilities are associated with maintaining the time standard in constant good shape in a stable climate condition and guaranteeing the continuity of comparisons.

These requirements seem to be a necessity with the possession of the standards in this class, therefore, they should not be an obstacle to joining the TA (PL), under the auspices of the President of the Central Office of Measures.

Additionally, participation in the creation Polish Atomic Time Scale means adds to the reputation of laboratory. This is because the data from the TA (PL) are taken to create of the International Time Coordinated UTC and the standards (identifiable by the type and piece of serial number) receive the weights which are calculated by the International Bureau of Weights and Measures (BIPM), which indirectly represent their metrological quality.

1. Station of time and frequency standards in Department of Reference Standards

Calibration measuring instruments as well time and frequency standards with a better class of oscillators OXCO was the purpose of building measuring station at the Central Military Calibration Laboratory. The station based on two standards: time and frequency. This solution increases the reliability of the measuring station. Additionally military laboratory has joined to the program of co-creation an independent Polish atomic time scale TA (PL), which also increases the reliability of measuring stand and ensures uninterrupted operability for several years (not taking into account the breakdown in the 2014).

1.1. Diagram of measuring station

Station for calibration time standard and participation in TA (PL) based on two highly stable cesium time standards HP and SYMMETRICOM 5071 op. 001 according to Figure 1.

Primary standard participates in the creation of TA (PL) using the method CV GPS (Global Positioning System Common-View). This method relies on observing GPS satellites at the same time by various laboratories and determining the differences between the indications of local clocks and GPS system clocks [1].

$$(z_{GUM} - z_{GPS}) - (z_{CMCL} - z_{GPS}) = z_{GUM} - z_{CMCL} \quad (1)$$

where: z – clocks time signals

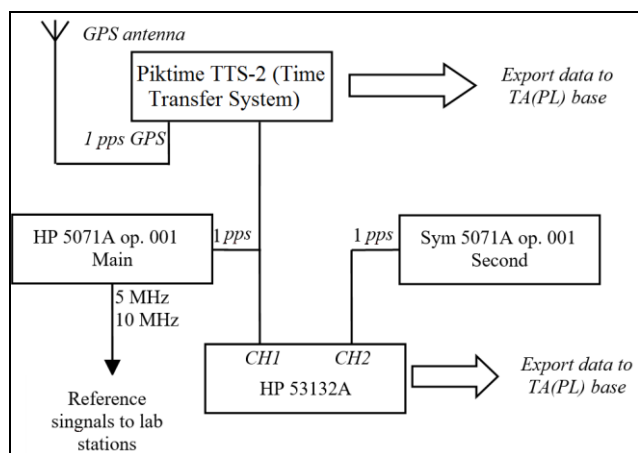


Fig. 1. Station to co-create TA (PL)

The time difference between two clocks being compared by GPS CV, is determined by simultaneous observation of a third clock on a GPS satellite. Thanks to this the accuracy of a third clock is not transferred to the measurement uncertainly budget. The uncertainty determined by the BIPM for UTC (PL) was estimated at around 5 ns for the five-period comparisons [2].

The second standard, in accordance with a practice established in laboratories, is compared with a primary reference using the frequency counter. This method increases the reliability of position, because in case the breakdown of the main/primary standard, the laboratory is in possession of extra reference, which through internal comparisons will be located in the database TA (PL) the Office of Weights and Measures. This is important because fully operational the time reference achieved after approximately 6 months of comparisons.

1.2. Environmental and housing conditions

The co-creation TA (PL) stand was separated using a thin wall of PVC and glass from a larger space laboratory. This was done to improve environmental conditions by reducing the air circulation and space in which the standards are working. To maintain temperature in the range of 22.5-23.5°C and the humidity between 40 - 50% RH, individual air conditioning system is used. These environmental parameters are sufficient to maintain the stability of standard on high level.

To protect against energy network failure laboratory uses UPS LanPro LP8-11 with a set of 20 batteries, giving a total of 40 Ah. It is the amount of power sufficient to maintain the TA (PL) working stand even for several days. Some laboratories, in case of failure the main UPS, make additional protection for the references by the network of DC 24V.

Leading time laboratories observed the relationship between stability of their clocks and local ground vibration. To eliminate this kind of disruptions affecting the stability of time standard's work, laboratory is located away from the traffic.

1.3. Monitoring of reference

Time references are monitored in two ways. The first is monitoring working parameters on a weekly basis. The most important working parameters (specified by the manufacturer), helps to indicate a worsening condition of the standard or ending of the element cesium in the tube. One of most important parameters are an ion pump amperage and the multiplier voltage.

Fig. 2. shows an example of characteristics for cesium tube installed in one of the standards with excellent metrological parameters and proper weight in the BIPM, but failed after less than a year of work.

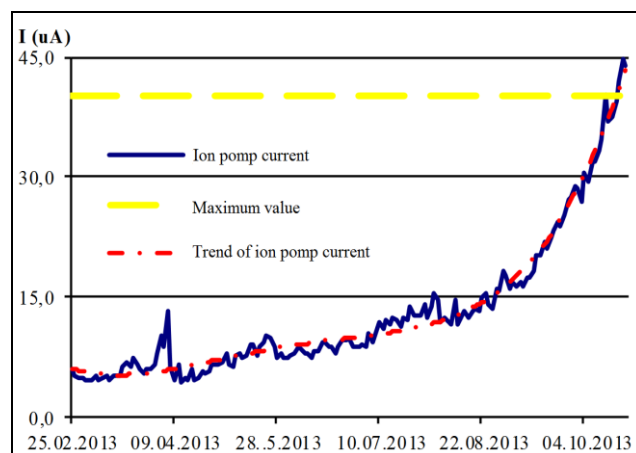


Fig. 2. Ion pump current witch trend for cesium tube witch damage suspicions and well metrology parameters

Thanks to the supervision, laboratory ordered a replacement service in advance which resulted in shortening time in which the reference was out of order.

The second aspect is the verification the metrological parameters of reference. It is done with the determination of the relative frequency deviation by checking the Allan deviation ADEV (t = 5d) for five days periods of scale UTC and one day periods ADEV (t = 1d) for national data comparisons TA (PL).

Due to the fact that the UTC scale is charged with noise from all references involved in its creation, it is very hard to get the value $ADEV(\tau=5d) < 1 \times 10^{-14}$ specified by the manufacturer of standard 5071.

For this reason, CMCL established proper operation standard for the calculated $ADEV(t = 5d) < 2 \times 10^{-14}$. This value is adopted conventionally based on the data from previous years of the standards work.

If calculated value of $ADEV(t = 5d)$ is greater, then CMCL calculates additional value of $ADEV(\tau=1d)$ from TA (PL) data using "3-cornered hat" method [6]. The table below lists the values of these parameters for the three cases.

Table 2. Allan deviation calculated for the main clock in CMCL

Data	Comparable parameters	
	$ADEV_{UTC-CMCL}(\tau = 5d)$	$ADEV_{CMCL}(\tau = 1d)$
Feb 2015	$2,04 \times 10^{-14}$	$2,66 \times 10^{-15}$
May 2015	$1,77 \times 10^{-14}$	$4,66 \times 10^{-15}$
Dec 2015	$1,21 \times 10^{-14}$	$2,77 \times 10^{-15}$

Analysis of the above data suggests the conclusion that there is no strong correlation between these two parameters, but due to the fact in the case of large swings in the pattern, it will move the value of $ADEV(t = 5d)$ should be regarded as sufficient assumption described in the previous paragraph.

2. Contribution to maintaining independent Polish Atomic Time Scale TA (PL)

Cooperation agreement on maintaining independent Polish Atomic Time Scale TA (PL) was signed on 3 December 2004 between several polish laboratories, including CMCL. This fact lets CMCL acquire data from national time standards comparisons. The data, merged with information published by BIPM, gives CMCL ability to calculate Relative Frequency Deviation for its own time standards.

2.1. Acquiring data from comparisons

In order to analyze standard’s metrological parameters, two sources of data are used – national and external.

National data (UTC(PL) – Clock) is available both on National’s Institute of Telecommunications website <http://timegum.itl.waw.pl/> and from Central’s Office of Measures (GUM) e-mail timegum@gum.gov.pl. The data origins from 24-hour periods and is used to maintain TA (PL) and official time UTC(PL).

External data is obtained from the FTP server of the BIPM Time Department. BIPM provides whole data from all comparisons conducted by Department. For the purposes of laboratories determining RFD for own clocks, most useful data can be found under the path <ftp://ftp2.bipm.org/pub/tai/publication/utclab>.

2.2. Calculating and predicting Relative Frequency Deviation

Measurement model of UTC standard’s phase deviation x is defined as follows:

$$x = (UTC - UTC(PL)) + (UTC(PL) - Clock) = UTC - Clock[ns] \tag{2}$$

It should be mentioned, that equation above excludes UTC(PL) time scale, so the result is referenced to the realization of SI unit by UTC. It is done because Central Office of Measures maintains UTC(PL) with slight deviation to UTC. The deviation is introduced because there is necessity of UTC(PL) phase-tuning. Phase adjustment is performed by the 5071A standard’s femtosteper.

Attempt to determine RFD, using only the data provided by GUM is presented below.

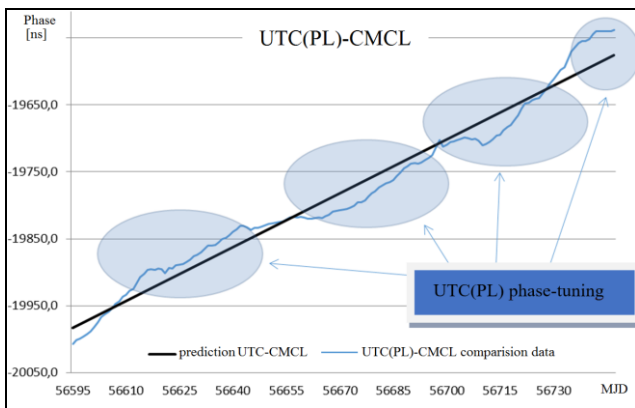


Fig. 3. UTC(PL)-CMCL comparison example

Frequency deviation oscillations present on figure above are caused by UTC(PL) phase-tuning. The oscillations should not be taken into consideration during determining standard’s metrological parameters. Combining the data from GUM and BIPM gives proper sample which can be used to analyze x parameter.

Calculating standard’s phase deviation x allows to determine historical operational parameters. In order to calculate factors needed to transfer measurement unit to CWOM, the X value is predicted using least squares linear regression method:

$$X = a \cdot MJD - b \tag{3}$$

A and b coefficients are computed using equations below:

$$a = \frac{\sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2}{\sum_{i=1}^N (MJD_i - \overline{MJD})(x_i - \bar{x})} \tag{4}$$

$$b = \overline{MJD} + a \cdot (\overline{MJD} - MJD_1) \tag{5}$$

where: MJD - Modified Julian Day, a - denotes computed phase deviation and b - denotes phase computed for MJD_1 .

The mentioned method is very simple. However, if there is not considerable distortion of standard’s operation, it is very efficient and the dependency between prediction and historical data is significant. Pearson product-moment correlation coefficient $r = 0,9997$ calculated between May 2015 and January 2016 prove that there is total positive correlation between them.

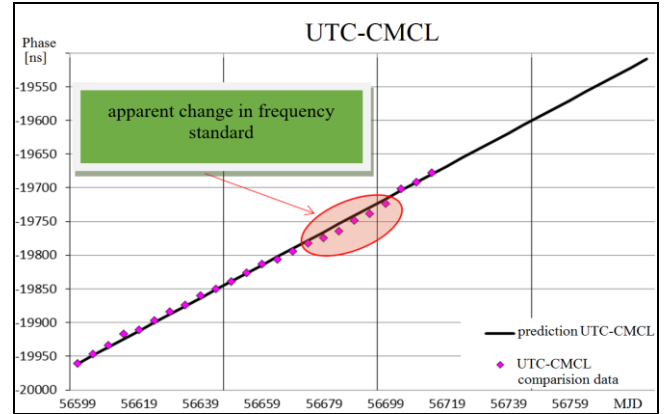


Fig. 4. UTC - CMCL example

Both data and prediction are transposed from absolute values to relative values by the equation:

$$\frac{\Delta f}{f} = (X_n - X_{n-1}) \cdot \frac{10^{-9}}{5 \cdot 86400} = a \cdot \frac{10^{-9}}{5 \cdot 86400} [Hz / Hz] \tag{5}$$

Obtained result is predicted Relative Frequency Deviation, essential for laboratory operation. Instead of predicted RFD, phase prediction is more useful, because if results were transformed to no dimensional domain before making prediction it would give two parameters:

- predicted RFD – parameter b
- standard’s ageing – parameter a

This information wouldn’t be credible, as cesium standards are unaffiliated to ageing processes.

2.3. Uncertainty budget

In order to link predicted RFD to International’s System of Units time and frequency unit, it is necessary to evaluate measurement uncertainty. Measurement model consist of both historical data and prediction method components.

Prediction process can be conducted both for phase deviation X and relative values $\frac{\Delta f}{f}$.

Measurement model for prediction can be written as follows:

$$\Delta X = (X_i - X_{i+1}) + p(UTC - UTC(PL)) + p(UTC - CMCL) + p(predict) + p(CMCL) [ns] \tag{6}$$

where $i \in \langle 2, N \rangle$.

Particular input quantities and tables with the data crucial for evaluating uncertainty budget are presented below [3].

1) $X_b, X_{b,i}$ are two consecutive values of predicted phases for MJD_i and MJD_{i-1} dates. These values are treated as „accurate values”, and their uncertainty is considered in further part of equation. According to expression (3) X values should be consecutive, so part $(X_i - X_{i-1})$ in equation (6) can be replaced with parameter a .

Table 3. X quantity parameters

Quantity	X_i, X_{i-1} or a
Estimate	Predicted values
Standard uncertainty	„accurate value”
Probability distribution	–
Sensitivity coefficient	–

2) $p(UTC-UTC(PL))$ is correction of the computed UTC(PL) phase deviation relates to the UTC phase. The correction is determined by BIPM [2], and published in Circular-T bulletin. Uncertainty provided from Bureau consists of Type A and B evaluations, nevertheless only Type B is major. It results from fact, that GUM standard's phase fluctuations are inconsiderable. Major component origins from UTC(PL) participants' testbeds, such as GPS antennas or TTS systems inaccuracy. Due to the fact that uncertainties u_1, u_2, \dots, u_n evaluated by Bureau for consecutively calculated phases x_i have different values, equation for the combined variance should be used (assuming all measurements have the same sample size):

$$S_p^2 = \frac{\sum_{i=1}^N (n-1) \cdot u_i^2}{\sum_{i=1}^N (n-1)} \tag{6}$$

Table 4. $p(UTC-UTC(PL))$ quantity parameters

Quantity	$p(UTC-UTC(PL))$
Estimate	0
Standard uncertainty	$u_1 = \sqrt{S_p^2}$
Probability distribution	rectangular
Sensitivity coefficient	$c_1 = 1$

3) $p(UTC-CMCL)$ is correction derived from deviation of historical data phase differences between standard and UTC time. This parameter is estimated by mean standard deviation of variable x with zero expected value.

Table 5. $p(UTC-CMCL)$ quantity parameters

Quantity	$p(UTC-CMCL)$
Estimate	0
Standard uncertainty	$u_2 = \frac{S(x)}{\sqrt{N}}$
Probability distribution	normal
Sensitivity coefficient	$c_2 = 1$

4) $p(predict)$ is correction derived from applied prediction method. Its estimator is standard deviation of values calculated from expression:

$$y_i = X_i - x_i \tag{7}$$

Table 6. $p(predict)$ quantity parameters

Quantity	$p(predict)$
Estimate	0
Standard uncertainty	$u_3 = \frac{S(y)}{\sqrt{N}}$
Probability distribution	normal
Sensitivity coefficient	$c_3 = 1$

Furthermore, because strong correlation between variables x and y appears, covariance uncertainty factor $u(p(predict), p(UTC-CMCL))$ should be taken into consideration.

5) $p(CMCL)$ is a second correction with estimator which represents rectangular probability distribution uncertainty (calculated by Type B evaluation). The correction is related to long term stability main standard in CMCL. Correction value is calculated from the specifications of the manufacturer standard [4].

Table 7. $p(CMCL)$ quantity parameters

Quantity	$p(CMCL)$
Estimate	0
Standard uncertainty	$u_4 = 4,98 ns / 5 days$
Probability distribution	rectangular
Sensitivity coefficient	$c_4 = 1$

Predicted Relative Frequency Deviation uncertainty evaluated in Zielonka using method described in this article stands at 5,5 to 6,5 ns per 5 days. Achieved uncertainty of phase is only a little bigger than UTC-UTC(PL) uncertainty, what proves CMCL's clock high stability.

In addition, comparison of the historical RFD data with prediction, should be reconsidered to include in the equation parameters uncertainty type B. As far as the determination of uncertainty detuning of the phase they are necessary for the proper estimation of the result, whereas the estimate RFD tend to overestimate the value of uncertainty. This case will be discussed in CMCL in future.

References

- [1] Czubla A., Osmyk R., Szterk P.: Porównanie transferu czasu metodą GPS CV i metodą dwukierunkową z zastosowaniem włókien światłowodowych. PAK vol. 56, nr 9/2010, 1012–1015.
- [2] Jiang Z., Petit G., Arias F., Lewandowski W., Tisserand L.: BIPM Calibration Scheme for UTC Time Links – BIPM pilot experiment to strengthen Asia-Europe very long baselines, BIPM, 2010.
- [3] EA-4/02 M: 2013 Wyznaczenie niepewności pomiaru przy wzorcowaniu
- [4] 5071A Primary Frequency Standard. Operating and Programming Manual. Symmetricom, Rev. H, 2009.
- [5] <ftp://ftp2.bipm.org/pub/tai/publication/utclab/utc-pl> [21.06.2016]
- [6] <http://www.wiley.com/3-CornHat.htm> [21.06.2016]

Cpt. M.Sc. Marcin Gosztyla
e-mail: m.gosztyla@metrologia.wp.mil.pl

Graduate in metrology on Faculty of Electronics Military University of Technology. As an officer he serves in Central Military Calibration Laboratory. He is interested in time and frequency measurements.



otrzymano/received: 22.04.2016

przyjęto do druku/accepted: 01.07.2016

DOI: 10.5604/20830157.1212261

METHOD COMPARISON OF STATISTICAL AVERAGING ON THE HELMHOLTZ COILS CALIBRATION EXAMPLE

Mariusz Janeczko^{1,2}¹ Central Office of Measures, Electric Department, ² Warsaw University of Technology, Faculty of Physics

Abstract: During a calibration of Helmholtz coils, in which more than one parameter is measured directly, there are various approaches to statistical averaging. In this paper will be discussed two of them: the averaging at the beginning of directly measured magnitude and the averaging of the final value. In order to compare the methods they will be referenced to the Monte Carlo method, having regard to the uncertainty of type A.

Keywords: Calibration of Helmholtz coils, statistical averaging, Monte Carlo method

PORÓWNANIE METOD UŚREDNIANIA STATYSTYCZNEGO NA PRZYKŁADZIE WZORCOWANIA CEWEK HELMHOLTZA

Streszczenie. Podczas wzorcowania cewek Helmholtza podczas których mierzy się bezpośrednio więcej niż jeden parametr możliwe są różne podejścia do uśredniania statystycznego. W pracy omówione będą dwa z nich: uśrednianie na początku bezpośrednio zmierzonych wielkości oraz uśrednianie wielkości końcowej. W celu porównania metod zostaną one odniesione do Metody Monte Carlo z uwzględnieniem niepewności typu A.

Słowa kluczowe: wzorcowanie cewek Helmholtza, uśrednianie statystyczne, metoda Monte Carlo

Introduction

One calibration method of the magnetic field meters consists in generating the reference magnetic field, and reading of a calibrated meter. This field is usually obtained by a set of two Helmholtz coils (commonly referred to as “Helmholtz coil” or simply “coil”) with a coil constant K . The field strength is then equal to the product of the constant K and the current intensity I . This constant can be calculated from the geometry of the coil [3], however the accuracy of this method is low. The reason for this is the necessity to make many complex measurements and approximations which can then be used in deriving the utility equation for a coil constant K .

The solution to this problem is the determination of a constant coil through its calibration using a calibrated magnetic field meter. Such a method is in fact the reverse procedure used for the calibration of field meters. The field strength generated by the coil, at the determined current intensity, is measured with a previously calibrated meter of the field strength H . For this purpose is used a Hall-effect meter called a transfer meter. In this paper we will use the current intensity measurement method for measuring the voltage on the calibrated resistor.

In order to reduce the uncertainty of determining the constant coil K , the temperature of both, the resistor and the Hall-effect probe transfer meter should be controlled (however, for technical reasons, in this paper we will present an approach based on the temperature resistor only).

The parameters which are directly measured is the temperature T and the voltage V on the resistor. For a constant coil the equation is:

$$K = H_{wz} I^{-1} = H_{wz} R V^{-1} = H_{wz} R_0 [1 + \alpha(T - T_0)] V^{-1} \quad (1)$$

where H is the selected magnetic field intensity, R_0 - the resistance of the standard resistor in a temperature T_0 and α - the temperature coefficient of the first order.

In all equations in this paper only a first order coefficient is used, but for the calculations also the coefficient of the second order was employed.

The calibration procedure of the coil is as follows: when adjusting the current generated by the power supply (or a generator) set the current value to the value indicating the intensity of the magnetic field on the transfer meter, which should be exactly H , according to the calibration value on the meter's certificate. Then we read the voltage V value on the standard resistor R . This measurement we repeat M times for one selected field strength H indicated by the transfer meter. Then we select the next value of the field strength and then we make the M measurements of the

voltage V and the temperature T . If the number of set values of the field strength was N , then we get a total of $N \cdot M$ measured values V and T .

The coil constant K can be determined in two different ways. The first method consists of averaging the temperature and voltage separately and then inserting the averages for equation (1) and calculating a constant K . This approach is described by equation (2). The second way is to calculate value M of the constant K_i for fractional values of T and V by using equation (1), and by averaging K_i values only, what was done in equation (3).

The coil constants calculated by using two methods we denote as the K_1 and the K_2 respectively.

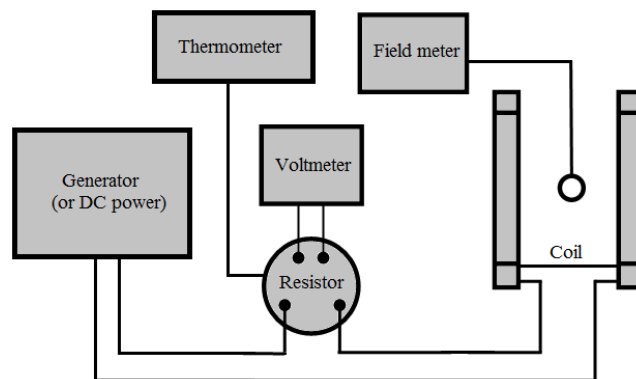


Fig. 1. Scheme of the measuring system

In this paper the results of calculations a coil constant K are compared and the uncertainty of analytical methods (the first and the second) of the Monte Carlo method as well.

The Monte Carlo method is required to take into account the uncertainty of the systematic and the non-systematic separately [5]. The systematic components of uncertainty budget are more than 40 independent factors. In order to compare the calculation results with the abovementioned analytical methods, the expanded uncertainties have been calculated separately; they are containing only components A denoted as U_A , and the total expanded uncertainties, including components of both A and B marked as U_{A+B} .

1. Presentation of the methods

Let us first consider the situation in which we set the M -fold coil current, so as to obtain the value of field strength H (measured with the transfer meter). By inserting into equation (1) an average

value of the voltage and temperature, we thus obtain the equation for the coil constant K for the first method.

$$K_1 = HR_0 \left[1 + \frac{\alpha}{M} \sum_{j=1}^M (T_j - T_0) \right] \left(\frac{1}{M} \sum_{j=1}^M V_j \right)^{-1} \quad (2)$$

where T_j is j -th value of the temperature measurement and V_j - j -th value of the voltage measurement. By inserting into the equation (1) the values of T_j and V_j and then averaging the partial results K_j only, we get the average value of the coil constant K for the second method.

$$K_2 = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M K_j = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M HR_0 [1 + \alpha(T_j - T_0)] V_j^{-1} \quad (3)$$

When calculating the constant K for a larger number of field strength H value, we obtain N values of K_i , given the equation (2) or (3). Averaging these values we obtain finally the following equations. For the first method:

$$K_1 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N H_i R_0 \left[1 + \frac{\alpha}{M_i} \sum_{j=1}^{M_i} (T_{ij} - T_0) \right] \left(\frac{1}{M_i} \sum_{j=1}^{M_i} V_{ij} \right)^{-1} \quad (4)$$

with the standard uncertainty:

$$u(K_1) = \sqrt{\left(\frac{t(v_{K_i}) \sigma(K_i)}{1,96 \sqrt{N}} \right)^2 + \sum_{i=1}^N \left(\frac{t(v_{T_i}) \sigma(T_i)}{1,96 \sqrt{M_i}} \right)^2 + \sum_{i=1}^N \left(\frac{t(v_{V_i}) \sigma(V_i)}{1,96 \sqrt{M_i}} \right)^2 + \sum_{q=1}^Q \sum_{j=1}^{M_i} \left(\frac{\partial K_{ij}}{\partial X_q} \right)^2 u^2(X_q)} \quad (5)$$

For the second method we have:

$$K_2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{1}{M_i} \sum_{j=1}^{M_i} K_{ij} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{1}{M_i} \sum_{j=1}^{M_i} H_i R_0 [1 + \alpha(T_{ij} - T_0)] V_{ij}^{-1} \quad (6)$$

with the standard uncertainty:

$$u(K_2) = \sqrt{\left(\frac{t(v_{ij})}{1,96} \left(\sum_{i=1}^N M_i \right)^{-\frac{1}{2}} \sigma(K_{ij}) \right)^2 + \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^{M_i} \sum_{q=1}^Q \left(\frac{\partial K_{ij}}{\partial X_q} \right)^2 u^2(X_q)} \quad (7)$$

where: K_i is the partial value of the coil constant for each value of the field strength H_i , $\sigma(X)$ is the standard deviation of a physical quantity X_q , $u(X_q)$ is the standard uncertainty magnitude X_q estimated by the B method (ie. non-statistical method in accordance with the Guide) [4], X_q represents all the values from the equation (1), Q is the quantity of these values, $t(v)$ is the quantile of the t-distribution with v degrees of freedom, inserted here for the reasons explained in [1].

The expanded uncertainty was calculated using the method described in [1]. This method comes down to the assumption that mezurand is described by a flat-normal distribution, then consists of reading the coverage factor from the table given also in [1]. The coverage factor is therefore a discrete function dependent on parameter r on the formula (8). This parameter determines the percentage component of the uniform distribution of mezurand's combined uncertainty.

$$r = \frac{c_B \cdot \text{Max}\{ |c_l u_l| \cdot k_{UP,l} \}}{\sqrt{u_k^2 - c_B^2 \cdot \text{Max}\{ |c_l u_l| \cdot k_{UP,l} \}^2}} \quad (8)$$

where u_k is the complex overall uncertainty, c_l is the corresponding sensitivity coefficient, u_l is the partial uncertainty, l is an indicator ordering all components of the partial uncertainty which are occurring in the uncertainty budget (a total of which is more than 40).

c_B is equal to 1 divided by \sqrt{MN} and k_{UP} is a percentage share of components of the uniform distribution of fractional uncertainty u_l and is given by:

$$k_{UP} = \frac{10 \cdot (1,96 - k_X)}{3,3} \in \langle 0,1 \rangle \quad (9)$$

where k_X is the coefficient of extension taken from the calibration certificate of the physical magnitude X , which corresponds to the uncertainty u_l . If the value of this parameter is not given, or if it is greater than 1.96, it should be converted to 1.96, which is equivalent to the assignment of a physical magnitude X of normal distribution.

To use the Monte Carlo method, which takes into account only the uncertainty of type A, in equation (1) the random variables T and V must be submitted with the help of a random variable D_n , containing information about the distribution of the variables T and V with a preset mean value and standard deviation. For this purpose we use the substitution $T = \bar{T} + D_n \cdot \sigma(\bar{T})$ and $V_{ZM} = \bar{V} + D_n \cdot \sigma(\bar{V})$. The random variable D_n was carried out using the RAND function used in MS EXCEL for the purpose of implementation of the Monte Carlo method. The RAND function simulates the white noise from the value range [-1,1], which means it performs the uniform distribution. When we want to get a normal distribution, then we have to use the RAND function 12 times for the one embodiment of the random variable. We use the fact that the average value from the N random variables with uniform distribution tends to a normal distribution. $\sigma(\bar{X})$ is the standard deviation of the mean value of the random variables X_i , averaged over the M partial measurements. The number of steps in the Monte Carlo method is $L \approx 20.1$ thousand for each value of the field strength H . Finally, the value of a coil constant, determined now by K_{NUM} , and the corresponding expanded uncertainty of type A, are given by equations:

$$K_{NUM} = \frac{1}{N \cdot L} \sum_{i=1}^N \sum_{n=1}^L K_{i,n} \quad (10)$$

$$\frac{R_0}{N \cdot L} \sum_{i=1}^N \sum_{n=1}^L H_i [1 + \alpha(\bar{T}_i + D_n \sigma(\bar{T}_i) - T_0)] (\bar{V}_i + D_n \sigma(\bar{V}_i))^{-1}$$

The expanded uncertainty is expressed by the order statistics:

$$U_A(K_{NUM}) = \frac{1}{2\sqrt{N}} (K_{0,975L} - K_{0,025L}) \quad (11)$$

2. Comparison results

The measurements of the constant K were carried out for a commercial coil of NFH63,4 type, using a transfer meter of Rx21 type with the temperature-compensated Hall probe. In order to omit the impact of the current frequency on a constant coil [2] the measurements were performed for DC. The full description of the calibration procedure and the calculation of uncertainty is given in [6]. The results averaged over $N = 9$ values of the field strength H_i , measured each time $M = 6$ times, with the corresponding uncertainties, are shown in Table 1.

Table 1. The comparison of results of the coil constant K calculated for the various methods for $N = 9$ and $M = 6 = \text{const}$ (with nominal value of a)

	\bar{K} [A/m/A]	U_A [A/m/A]	U_{A+B} [A/m/A]
K_1	18749,4	31	41
K_2	18749,5	14	30
K_{NUM}	18749,9	23	-

The values of the coil constants with the same number of measurement repetitions for the same field intensity (with the same M), obtained by different methods, do not vary within the limits of uncertainty. We observe a greater difference between constants K when the number of measurement repetitions per field value changes. The results of coil constants K calculations for $N = 13$ of the field strength values, with the number of repetitions for each field value $M_i = \{5, 5, 5, 6, 6, 1, 6, 1, 5, 1, 6, 1, 6\}$ together with the corresponding uncertainties, are presented in Table 2. Adopted here is the assumption that when $M_i = 1$ then for the calculations an expression $\sigma(X) = 0$ has been inserted.

Table 2. The results of the comparison coil constant K calculated for the different methods for $N = 13$ and different values M_i (with nominal value of α)

	\bar{K} [A/m/A]	U_A [A/m/A]	U_{A+B} [A/m/A]
K_1	18736	27	38
K_2	18747	14	30

The significant differences in the results of different methods of the averages calculations were observed in case of uncertainty only. This means that the basic difference between the abovementioned methods of calculating the coil constant is the estimation of the type A uncertainty. The uncertainty of type B for both methods is almost the same.

This difference becomes obvious if we look at the number of degrees of freedom, which for both methods is different. In the first case we perform averaging 9 times at different values of the field strength measured 6 times, which each time gives the number of degrees of freedom 6 only. In the latter case, we are averaging over all elements, of which a total is $9 \cdot 6$, which gives the number of degrees of freedom equal to 54.

3. Influence of resistor temperature

The temperature of the resistor has little importance for the calculation results due to the low values of temperature coefficients ($\alpha = 1.9 \cdot 10^{-5} \text{ K}^{-1}$ and $\beta = -3.9 \cdot 10^{-5} \text{ K}^{-1}$) as well as small changes in temperature during the measurements. The standard deviations of the voltage and the temperature were approximately of $\sigma(V) = 0.31 \text{ mV}$, and of $\sigma(T) = 0.4^\circ\text{C}$ respectively.

However, by artificially increasing the value of the temperature coefficients, one can enhance this effect. Table 3 shows the difference between the calculated coil constants for a thousand-fold increased value of this parameter.

Table 3. Coil constants K for $N = 9$ and $M = 6 = \text{const}$ with resistor temperature coefficient increased thousand times

$\alpha \cdot 103$	\bar{K} [A/m/A]	U_A [A/m/A]	U_{A+B} [A/m/A]
K1	18556,0	283	305
K2	18556,1	38	120
KNUM	18556,8	42	-

As can be seen, for the highly sensitive thermistor the values of the calculated constants are not significantly different. However, the uncertainty of type A, calculated using the second method, is almost 7.5 times lower, and the total uncertainty of type A + B is almost 2.5 times lower. The uncertainty achieved by the second method is consistent with the result obtained by the Monte Carlo method.

As shown in Table 4, the reduction of the temperature coefficient does not cause noticeable changes in comparison to the results in Table 1.

Table 4. The coil constant K determined for $N = 9$ and $M = 6 = \text{const}$ with the temperature coefficient thousandfold reduced

$\alpha \cdot 10^{-3}$	\bar{K} [A/m/A]	U_A [A/m/A]	U_{A+B} [A/m/A]
K1	18749,6	31	41
K2	18749,7	14	30
KNUM	18749,6	22	-

4. Analysis results of Monte Carlo method

The uncertainty calculated using the Monte Carlo method is different from both of the methods defining a coil constant K_1 and K_2 . The histogram obtained from all 181 000 calculated partial K shows that the reason for this difference is an asymmetrical and bimodal distribution, which is contrary to the assumptions of both methods. The probable cause of this anomaly is the dependency of the coil constant K_i on the field strength H .

Fig. 3 shows this dependence with the expanded uncertainty given by the equation where $U_{NUM,i}$ is the expanded uncertainty of type A using the Monte Carlo method for each value of the field strength H and k is the coverage factor calculated using the method discussed in Chapter 1.

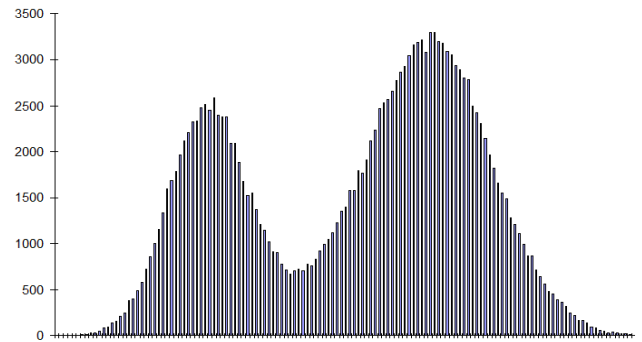


Fig. 2. Total histogram of 9 times 21 thousand samples of K_{ij} (with nominal value α)

The causes of the coil constant dependency on the filed strength, and the occurrence of two modes in the constant K distribution require further research. It was only stated that the histogram of the first 4 values of the field strength (Fig. 3) made for the last few field strength values are monomodal and symmetrical.

The shape of the curve of the constant K dependency on the field strength H (Fig. 3) is maintained also in the case of the increased number field strength points. Also, when we perform the measurements for the decreasing values of the field strength (with the opposite direction of change of the field strength), the shape of the curve shown in Fig. 3 does not change, thus providing the basis for elimination a potential cause of the observed non-linearity, which is the heating of the coil.

The observed effect should be studied further and included in the uncertainty budget.

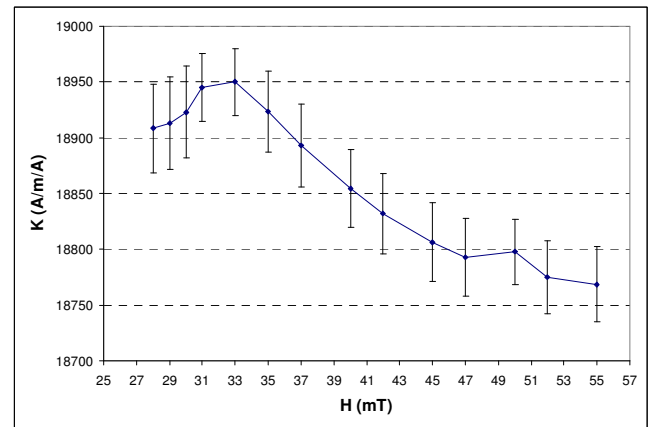


Fig. 3. The coil constant K dependence on the field strength H as a function (proportional to the current flowing through the coil)

There were also made calculations of the constant K histograms for a resistor with thermal coefficient thousand times smaller than the nominal and a thousand times greater than the nominal. In the case of a thousandfold lower thermal sensitivity of the standard measuring resistor the histogram is bimodal, but for a thousand times more thermally sensitive one, the resulting distribution becomes symmetric and monomodal.

In this case the dependency of the partial coil constants K_i on the field strength H is flatter and therefore more corresponds to the expectation for the coil constant to be less dependent on field strength (Fig. 4) but uncertainty is so high that nothing can be excluded.

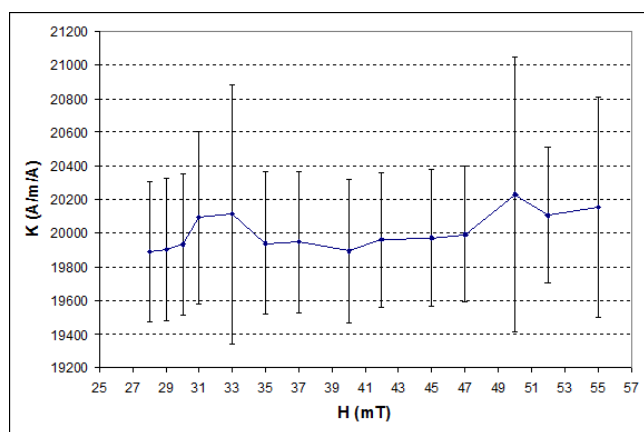


Fig. 4. The dependence of the coil constant K on the field strength H with a thousandfold increased temperature coefficient of the standard resistor R

5. Summary

In this paper two methods of averaging the results of coil constant calculations are compared: the first is based on averaging a series of measurements of the current intensity and temperature and on inserting the averages to the formula (1) and the second consists of averaging the constants K values calculated for the partial results of the current intensity and temperature measurements.

The main difference between those abovementioned methods of the coil constant calculating is the difference in the estimation of the uncertainty type A.

The results were compared with the Monte Carlo method; also a better compatibility with the second method was achieved, that is, in averaging the partial results of the constant K . This method gives more degrees of freedom and is easier to implement analysis. Where the number of measurements for a single field strength value is small ($M_i < 3$), this method overcomes the problem of calculating the partial standard deviation. Moreover, when the measured values are correlated or dependent, there is no need to calculate the correlation functions.

Using the Monte Carlo method allows to examine the distribution of composed random variable.

In this case is shown that the distribution of a coil constant K is asymmetric and bimodal, what may be associated with the dependence of the coil constant on field strength.

Also the simulation of the impact of increasing and decreasing the temperature coefficient of the standard resistor was carried out.

The reduction of the temperature coefficient thousand times does not alter the distribution and the assigned uncertainties, while increasing it thousandfold causes the constant K distribution become monomodal.

Bibliography

- [1] Fotowicz P.: Using of flat-normal distribution for calculating the uncertainty of measurement. PAK 6/2011, 595-598.
- [2] Gersak G., Humar J., Fefer D.: Calibration of a reference field coil by means of the NMR magnetometer and induction coils, Elektrotehnicki vestnik 68(5)/2001, 294-299.
- [3] IEEE Standard for Calibration of Electromagnetic Field Sensors and Probes (Excluding Antennas) from 9 kHz to 40 GHz – IEEE Std 1309-2013, eq A33.
- [4] JCGM 100:2008 Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement.
- [5] JCGM 101:2008 Evaluation of measurement data — Supplement 1 to the “Guide to the expression of uncertainty in measurement” — Propagation of distributions using a Monte Carlo method.
- [6] Measurement instructions of Microwave, Electromagnetic Field and Electromagnetic Compatibility laboratory in the Electrical Department of Central Office of Measures in Poland.

M.Sc. Mariusz Janeczko

e-mail: m.janeczko@gum.gov.pl

Graduated from the Faculty of Physics, Warsaw University of Technology, in 2013. After obtaining a Masters began doctoral studies at the same department under the guidance of prof. M. Urbanski and has been an employee of the Central Office of Measures, taking care of electromagnetic field laboratory. Interested in the theoretical metrology, especially in the mathematical development of measurement results and their uncertainties.



otrzymano/received: 22.04.2016

przyjęto do druku/accepted: 01.07.2016

DOI: 10.5604/20830157.1212262

REALISATION OF RADIONUCLIDES ACTIVITY UNIT USING THE LIQUID SCINTILLATION COUNTING (LSC)

Ryszard Broda, Tomasz Dziel, Tomasz Ziemek, Anna Listkowska

National Centre for Nuclear Research Radioisotope Centre POLATOM

Abstract. Registration of the effects of interaction of the radiation emitted after radioactive decay enables determination of activity of a given material expressed in becquerels (Bq). Measurements in a frame of international comparisons of ^{14}C activity using the triple-to-double coincidence ratio (TDCR) method and of ^{177}Lu activity using the $4\pi(\text{LS})$ - γ coincidence and anticoincidence method, where the liquid scintillation technique (LSC) was used, were described. Specificity of short-lived radionuclides activity determination was discussed.

Keywords: radionuclide activity, liquid scintillators, LSC technique

ODTWARZANIE JEDNOSTKI AKTYWNOŚCI RADIONUKLIDÓW ZA POMOCĄ TECHNIKI CIEKŁYCH SCYNTYLATORÓW (LSC)

Streszczenie. Rejestracja oddziaływania z materią promieniowania emitowanego w czasie rozpadów promieniotwórczych umożliwia określenie aktywności danego materiału w bekerelach (Bq). Omówiono wykonane w trakcie międzynarodowych porównań pomiary aktywności ^{14}C metodą potrójno-podwójnych koincydencji (TDCR) oraz ^{177}Lu metodą $4\pi(\text{LS})$ - γ koincydencji i antykoincydencji, w których zastosowana jest technika ciekłych scyntylatorów (LSC). Omówiono specyfikę pomiaru aktywności radionuklidów krótkożyciowych.

Słowa kluczowe: aktywność radionuklidu, ciekłe scyntylatory, technika LSC

Introduction

Radioactivity is the phenomenon of spontaneous decay of unstable atomic nuclei with time. Physical quantity related to this is the activity defined as the number of nuclei decaying in a given sample per unit time, or in other words - the decay rate of a radionuclide. As a result of the process various elementary particles (alpha particles, beta particles, gamma-ray photons, Auger electrons or X-ray photons), depending on mode of decay, are emitted. The idea of activity measurement is to register effects of interaction with matter of the above particles. Excellent and detailed description of various methods and detectors developed for activity measurement gave L'Annunziata [7]. Special role in radionuclide standardization plays the liquid scintillation counting (LSC) technique. Its theoretical and practical aspects were described e.g. by Broda et al. [3]. In LSC detector light pulses created in liquid scintillator by ionizing radiation are registered by photomultipliers (PMTs) and output pulses are counted.

The aim of this work is to present application of the LSC technique for activity measurements in the Laboratory of Radioactivity Standards (LRS), National Centre for Nuclear Research Radioisotope Centre POLATOM in Świerk. Only two direct measurement methods are described. Results of the ^{14}C (pure β -emitter) solution activity determination using the triple-to-double coincidence ratio (TDCR) method and the ^{177}Lu (β - γ emitter) solution activity - using the $4\pi(\text{LS})$ - γ coincidence and anticoincidence method [5] obtained in a frame of two international comparisons are presented. The purpose of this paper is also to describe application of the last method for standardization of short-lived radionuclides, applied in nuclear medicine, underlining special measurement problems related to short time of measurement.

Credibility of radionuclide activity measurements in the LRS and usefulness of standard radioactive solutions produced in the laboratory are indicated.

1. Determination of the activity unit

The unit of activity in the International System of Units (SI) is the becquerel (Bq). The activity of a sample equals 1 Bq when the decay rate is one per second. Realization of the activity unit means to determine the activity of a given sample. Specificity of the activity measurement is connected with decreasing of the sample activity in time with the half-life specific for a given radionuclide, so an exact date and time of activity determination must be given. The activity remaining after time t from the moment t_0 is described by the well-known expression:

$$A = A_0 e^{-\lambda t} = A_0 e^{-\lambda \tau_{1/2}} \quad (1)$$

where

$$\lambda = \ln 2 / \tau_{1/2} \quad (2)$$

is the decay constant, A_0 is the activity at the moment t_0 and $\tau_{1/2}$ is the radionuclide half-life.

2. Radioactivity measurements using LSC

2.1. Liquid scintillation counting

The LSC technique enables quantitative measurement of the activity of radioactive solution mixed with liquid scintillation cocktails [3]. Its main advantage is relatively simple sample preparation and high detection efficiency, practically 100% for α particles and close to 100% for high energy β particles.

Samples for measurement using LSC technique are prepared in 20 mL high-performance PerkinElmer glass vials filled-in with 10 mL of the scintillation cocktail. The cocktail contains an organic fluors dissolved in a solvent. The Ultima Gold commercial scintillation cocktail - 2,5-diphenyloxazole (PPO) fluor solution in a concentration of about 2–10 g/L dissolved in di-isopropyl-naphthalene (DIN) solvent is applied [3]. Usually, a set of six vials is prepared for measurement in the LRS. From 10 mg to 200 mg of the radioactive solution for standardization is gravimetrically added to each vial. The radionuclidic purity of the solution is controlled using gamma spectrometry method with high purity germanium detector (HPGe). The amount of gamma impurities should be lower than about 0.1% of the main radionuclide activity.

Sample is put into the specified LS-counter and measured using a specified measurement method. Registered counting rate divided by the counting efficiency and by the mass of radioactive solution gives its activity per gram. Correct determination of the detector counting efficiency is challenging but is a requisite of the LSC technique application.

2.2. TDCR method

The TDCR method is a direct measurement method, elaborated in our laboratory over 30 years ago, used for standardization of pure β -emitters and pure electron-capture emitters [4]. The TDCR detector (Fig. 1) contains three PMTs working in coincidence with a symmetric setup at a plane level around an optical chamber where the sample with the liquid scintillator is placed. In the MAC-3 coincidence module the live-time technique with an extendible dead-time is applied [1].

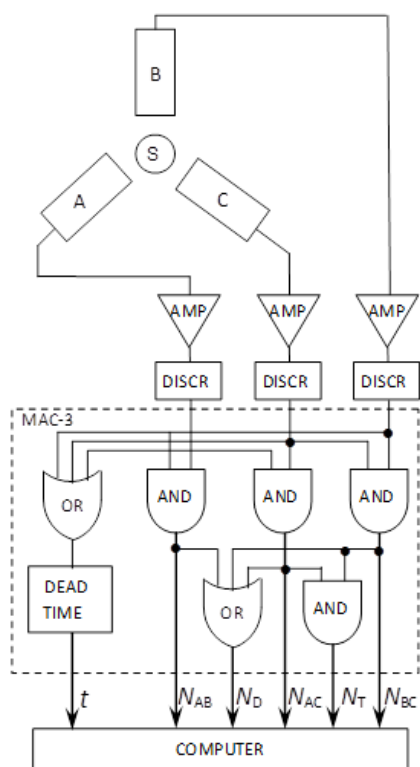


Fig. 1. Simplified scheme of the TDCR counter. A, B, C – photomultipliers, S – sample in liquid scintillator, AMP – amplifiers, DISCR – discriminators, MAC-3 – coincidence and dead time module. Registered counting rates are indicated

Counting rate of three double coincidence pulses (N_{AB} , N_{BC} , N_{AC}), triple coincidence pulses (N_T), logical sum of double coincidence pulses (N_D) and of live-time pulses (t) are registered. The ratio $R = N_T/N_D$ is a characteristic experimental parameter of the TDCR method. The activity value of the measured sample is obtained dividing counting rate value by the TDCR detector counting efficiency, which is calculated numerically as a non-linear function of the R parameter. Calculations are based on the statistical model of phenomena in the liquid scintillator leading to scintillations and pulses registration in the counter [3]. The beta spectrum of a given radionuclide is considered.

Activity measurement of the ^{14}C solution using the TDCR method was performed in a frame of the bilateral comparison with the National Institute of Ionizing Radiation Metrology (ENEA-IMRI) in Italy [2]. ^{14}C disintegrates 100% by beta-minus transition with a maximum β emission energy $E_{\beta\text{max}} = 156.5$ keV and the half-life of $\tau_{1/2} = 5700$ (30) years.

A set of six sources containing from 135.7 mg to 138.6 mg of radioactive solution mixed with the Ultima Gold liquid scintillator was prepared. Sources were measured in the TDCR [3] and a new TDCRG counter equipped with a digital board with FPGA [11]

Counting rates were registered and background rate was subtracted. A set of 8 counting points at various counting efficiencies was obtained by reducing the PMTs focusing potential. The total measurement time of each sample was 40 min. R parameters were determined. The counting efficiency $\varepsilon_D(R)$ function of D pulses was calculated and activity at each counting point was obtained (Fig. 2).

The arithmetical mean of these values divided by the mass of the solution was taken as the activity per gram of the ^{14}C solution in the sample. Activity per gram of the ^{14}C solution was obtained as the arithmetical mean of all sample results obtained in both TDCR counters. The LRS result was $A_{\text{LRS}} = 49.93$ kBq g^{-1} with a standard uncertainty $u_{\text{LRS}} = 0.13$ kBq g^{-1} (0.25%). Three ready-to-measure sources from the set have been sent to the ENEA-INMRI and then measured using the TDCR method. The ENEA-INMRI reference value was $A_{\text{ref}} = 49.85$ kBq g^{-1} with a standard uncertainty $u_{\text{ref}} = 0.14$ kBq g^{-1} (0.29%).

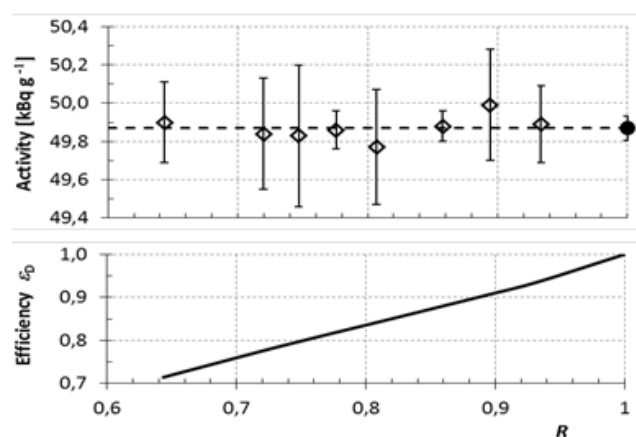


Fig. 2. Results of one ^{14}C sample measurement using the TDCR method. The ionization quenching parameter value of $k_B = 0.010$ cm MeV^{-1} was used in calculation [3]. Black circle represents the final activity per gram value of the ^{14}C solution in the sample. Solid line – numerically calculated counting efficiency $\varepsilon_D(R)$

2.3. $4\pi(\text{LS})\text{-}\gamma$ coincidence and anticoincidence method

The $4\pi(\text{LS})\text{-}\gamma$ coincidence and anticoincidence method is a direct method used for standardization of $\beta\text{-}\gamma$ emitters. The detector contains two PMTs working in coincidence and the liquid scintillator in so called beta channel and two PMTs with NaI(Tl) crystals working in the sum mode in the gamma channel [5]. The beta and gamma channels are working in coincidence. PMTs are mounted at a plane level around an optical chamber where the sample in the liquid scintillator is placed (Fig. 3).

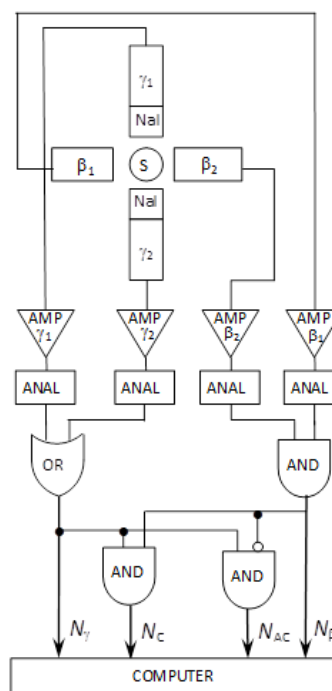


Fig. 3. Simplified scheme of the $4\pi(\text{LS})\text{-}\gamma$ coincidence and anticoincidence counter. β_1 , β_2 – PMTs in beta channel, γ_1 , γ_2 – PMTs with NaI(Tl) crystals in gamma channel, AMP – amplifiers, ANAL – one-channel analyzers, S – sample in liquid scintillator. Registered counting rates are indicated

Before the $\beta\text{-}\gamma$ emitter activity measurement the energy range of gamma spectrum is selected. The selection influences the value of γ photons counting efficiency, φ , in the beta channel. The efficiency φ serves as the method parameter.

Counting rates of gamma channel pulses (N_γ), beta channel coincidence pulses (N_β), coincidence between beta and gamma channels pulses (N_C) and anticoincidence between beta and gamma channels pulses (N_{AC}) are registered. The counting efficiency is changed by high voltage applied to PMTs in beta

channel and a set of counting points is obtained. The beta channel counting efficiency is calculated as $\varepsilon_\beta = N_C/N_Y$ at each counting point. The disintegration rate in the sample, N_o , is defined by the formula:

$$\frac{N_\beta N_Y}{N_C} = N_o \left[1 + \frac{1-\varepsilon_\beta}{\varepsilon_\beta} \varphi \right] \quad (3)$$

or

$$\frac{N_\beta N_Y}{N_Y - N_{AC}} = N_o \left[1 + \frac{1-\varepsilon_\beta}{\varepsilon_\beta} \varphi \right] \quad (4)$$

The linear extrapolation of $N_\beta N_Y/N_C$ or $N_\beta N_Y/(N_Y - N_{AC})$ as a function of $(1-\varepsilon_\beta)/\varepsilon_\beta$ to $\varepsilon_\beta = 1$ determines N_o .

The above method was used in the LRS for the ^{177}Lu solution standardization in a frame of international key comparison organized by the National Institute of Standards and Technology (NIST) in USA. In the comparison 11 leading laboratories have participated from the whole world [6].

^{177}Lu disintegrates 100% by beta-minus transition with $E_{\beta\text{max}} = 498.3$ keV to the ground state and with three β^- branches ($E_{\beta\text{max}} = 177.0$ keV, 248.6 keV and 385.4 keV) to three excited level of ^{177}Hf following by γ -ray emission. ^{177}Lu has a relatively short half-life of $\tau_{1/2} = 6.65$ days.

Radionuclidic purity of the ^{177}Lu solution was checked by gamma spectrometry. A set of 12 sources containing from 6.0 mg to 30.9 mg radioactive solution mixed with the Ultima Gold liquid scintillator was prepared. For each source a set of 6 or 7 counting points at various counting efficiencies was obtained. Two various energy ranges of gamma spectra, thus various φ parameters, were selected. Total measurement time of all sources was 21.5 hours. Counting rates were registered and corrected for a dead-time. Background rate was subtracted.

The disintegration rate N_o of each sample was obtained from linear extrapolation of counting points based on equation (3), then divided by mass of radioactive solution (Fig.4).

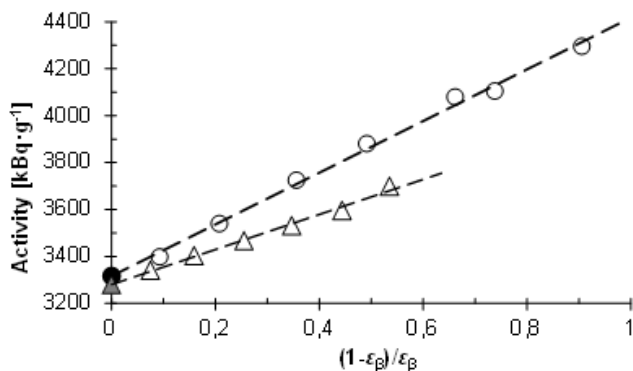


Fig. 4. An example of one ^{177}Lu source standardization using the $4\pi(\text{LS})-\gamma$ coincidence method. Black circles and gray triangles represent activity per gram of the solution determined by linear extrapolations with various parameters φ .

The activity per gram value of the ^{177}Lu solution was taken as the arithmetical mean of all samples resulting $A_{\text{LRS}} = 3279$ kBq g^{-1} with a combined standard uncertainty $u_{\text{LRS}} = 18$ kBq g^{-1} (0.54%).

The key comparison reference value of ^{177}Lu was found to be $A_{\text{ref}} = 3288$ kBq g^{-1} with a standard uncertainty $u_{\text{ref}} = 4$ kBq g^{-1} (0.12%).

2.4. Uncertainty estimation

Uncertainty components, as a relative standard uncertainty for either a Type-A (evaluation by statistical methods) or Type-B (evaluation by other methods) assessment [9], of ^{14}C (Table 1) and ^{177}Lu (Table 2) solution activity measurement were estimated. Standard uncertainty related to the TDCR method itself and counting model, considering TDCR results in various international comparisons, was estimated to be 0.33%. The total combined uncertainties were determined as quadratic sum of all uncertainty components. ^{14}C samples were measured in two various counters,

thus the solution standard uncertainty was taken as the mean total combined uncertainties of both counters divided by $\sqrt{2}$.

Table 1. Uncertainty budget of ^{14}C solution standardization using the TDCR method. Standard uncertainties in percent

Uncertainty component	Type	TDCR counter	TDCRG counter
counting statistics	A	0.04	0.13
weighing	B	0.1	0.1
background	A	0.01	0.03
counting time	B	0.001	0.001
measurement method and model	B	0.33	0.33
total combined uncertainty		0.34	0.37
solution standard uncertainty		0.25	

Table 2. Uncertainty budget of ^{177}Lu solution standardization using the $4\pi(\text{LS})-\gamma$ coincidence and anticoincidence method.

Uncertainty component	Type	Uncertainty (%)
counting statistics	A	0.14
weighing	B	0.12
background	A	0.01
dead time	B	0.01
resolving time	B	0.03
extrapolation method	B	0.50
half-life	B	0.03
impurities	B	0.01
adsorption	B	0.04
total combined uncertainty		0.54

2.5. Degree of equivalence

Employing the convention used in the Bureau International des Poids et Mesures (BIPM) [10], the degree of equivalence of the LRS result, A_{LRS} , with respect to the international comparison reference value, A_{ref} , was determined by a pair of terms: the difference, D_{LRS} , and U_{LRS} , its expanded uncertainty ($k=2$), expressed as

$$D_{\text{LRS}} = A_{\text{LRS}} - A_{\text{ref}} \quad (5)$$

$$U_{\text{LRS}} = 2 \sqrt{u_{\text{LRS}}^2 + u_{\text{ref}}^2} \quad (6)$$

where u_{LRS} and u_{ref} were standard uncertainties.

The measurement result is satisfied if the condition $|D_{\text{LRS}}| < U_{\text{LRS}}$ is fulfilled. Obtained degree of equivalence for ^{14}C measurement result: $D_{\text{LRS}} = 0.08$ kBq g^{-1} , $U_{\text{LRS}} = 0.38$ kBq g^{-1} and for ^{177}Lu result: $D_{\text{LRS}} = -9.0$ kBq g^{-1} , $U_{\text{LRS}} = 36.9$ kBq g^{-1} showed, that both LRS results of standardization were in excellent agreement with the comparison reference value.

2.6. Standardization of short-lived radionuclides

Short-lived radionuclides are essential for nuclear medicine and radionuclides with half-lives much shorter than one day are used as radiotracers. The use of nuclear medicine increases as these radionuclides become more accessible and they attract the interest of the National Metrology Institutes (NMIs).

Determination of the activity unit of short-lived radionuclides decaying by β^+ transition such as ^{18}F (1.8 h), ^{64}Cu (12.7 h) or ^{68}Ga (67.8 min) applied mainly in positron emission tomography (PET), causes special measurement challenges. General procedure of primary standardization is described in Section 2.3. The radionuclidic purity of an initial solution is checked. The solution, usually with a high total activity, is measured initially in the instrument that should be calibrated, such as ionization chamber, and system response is registered. Then solution is diluted to have radioactive concentration suitable for standardization in the $4\pi(\text{LS})-\gamma$ coincidence and anticoincidence system. A set of samples is prepared. Measurements as short as possible, to achieve number of counts sufficient for reasonable low statistical uncertainty are performed. An exact time of each single measurement act (counting point) is registered. Number of counts registered during single measurement act are corrected for decay and recalculated for the reference time according to equation:

$$N_i = \frac{\lambda \Delta t}{1 - e^{-\lambda \Delta t}} e^{\lambda(t_i - t_o)} N_i \quad (7)$$

where: N_i – registered counts in counting point, t_i – time of counting point measurement, t_o – reference time, λ – decay constant, Δt – measurement duration.

Measurement results of a set of samples are computed, activity per gram of the solution is obtained and then the calibration factor for calibrated instrument is calculated. The aim of short-lived radionuclides standardizations performed by LRS is to prepare the standard sources for calibration of dose calibrators used in nuclear medicine departments. In most cases calibrated instrument being the secondary standard (e.g. ionization chamber), traceable to the national standard, is used in the above process

Key comparisons of short-lived radionuclides activity are organized by BIPM to enable traceability to the International Reference System (SIR) [10]. All measurements within comparison are performed on place in participating laboratory/NMI using a Transfer Instrument (SIRTI), developed at the BIPM, based on a transportable well-type NaI(Tl) detector calibrated against the SIR [8]. The instrument enables participation NMIs situated far from the BIPM.

3. Radioactivity standards

The TDCR and the $4\pi(\text{LS})\text{-}\gamma$ coincidence and anticoincidence LS-counters, described above, form a part of the primary standard applied and kept in the LRS, established as the national standard of radioactivity unit in Poland [5]. Radioactive solutions standardized in the LRS with reference to this national standard became secondary standards. Peculiarity of these radioactivity standards, underlined in Section 1, is their activity decreasing in time. Standard radioactive solutions are used for calibration of the measurement equipment e.g. ionization chambers, very useful for many users of radioactive materials. Standard solutions are also used in the LRS for manufacture working standards such as liquids closed in sealed ampoules or solid sources in a form of disks, cylinders, capsules, etc. of various dimensions.

4. Conclusions

Application of the LSC technique for activity measurements of ^{14}C and ^{177}Lu solutions using the LSC technique gave credible results. The results were satisfied as in both cases difference, D_{LRS} , between the LRS result and the reference value of international comparison was lower than its expanded uncertainty, U_{LRS} , defined by equation (6). Obtained expanded uncertainties ($k=2$) of 0.50% and 1.08% for ^{14}C and ^{177}Lu solutions activity respectively were also satisfied.

The LRS participated in many international comparisons and confirmed credibility of activity measurements of many others radionuclides. It was showed that the LRS is able to standardize short-lived radionuclides applied in nuclear medicine using the $4\pi(\text{LS})\text{-}\gamma$ coincidence and anticoincidence direct method. It was indicated that the LRS manufactures radioactivity standards with reference to the national standard of radioactivity unit.

References

- [1] Bouchard J.: MTR: a discriminator and dead-time module used in counting system. *Appl. Radiat. Isot.*, 52/2000, 441–446.
- [2] Broda R., Capogni M., Dziel T., Fazio A., Listkowska A., Ziemek T.: International comparison of activity measurements of a solution of ^{14}C . NCBJ Report (to be published).
- [3] Broda R., Cassette P., Kossert K.: Radionuclide metrology using liquid scintillation counting, *Metrologia*, 44/2007, 36–52.

- [4] Broda R.: A review of the triple-to-double coincidence ratio (TDCR) method for standardizing radionuclides. *Appl. Radiat. Isot.*, 58/2003, 585–594.
- [5] Chyliński A., Broda R., Radoszewski T.: The national standard unit of radionuclide activity and related standards in Poland, *NUKLEONIKA*, 48/2003, 51–55.
- [6] Joint Committee for Guides in Metrology (JCGM). Evaluation of measurement data – Guide to the expression of uncertainty in measurement (GUM), JCGM 100:2008.
- [7] L'Annunziata M.F.: *Handbook of Radioactivity Analysis*, Acad. Press, Elsevier, Amsterdam, Boston, Heidelberg, London, New York, Oxford, Paris, San Diego, San Francisco, Sydney, Tokyo, 2012.
- [8] Michotte C. et al.: Comparison of ^{18}F activity measurements at the VNIIM, NPL and the ENEA–INMRI using the SIRTI of the BIPM. *Appl. Radiat. Isot.*, 109/2016, 17–23.
- [9] Ratel G.: Evaluation of the uncertainty of the degree of equivalence. *Metrologia*, 42/2005, 140–144.
- [10] Ratel G.: The Systeme International de Reference and its application in key comparisons. *Metrologia*, 44/2007, 7–16.
- [11] Ziemek T., Jęczmieniowski A., Cacko D., Broda R., Lech E.: A new $4\pi(\text{LS})\text{-}\gamma$ coincidence counter at NCBJ RC POLATOM with TDCR detector in the beta channel. *Appl. Radiat. Isot.*, 109/2016, 290–295.
- [12] Zimmerman B.E. et al.: Results of an international comparison for the activity measurement of ^{177}Lu . *Appl. Radiat. Isot.*, 70/2012, 1825–1830.

D.Sc., Ph.D. Ryszard Broda

e-mail: ryszard.broda@polatom.pl

Main field of activity is application of the liquid scintillation technique to activity measurements of radionuclides using various absolute methods. The author of 42 publications. The member of the Committee for Metrology and Scientific Instrumentation of the Polish Academy of Science, Scientific Council of the NCBJ, the Consultative Committee for Ionizing Radiation of BIPM and the International Committee for Radionuclide Metrology.



M.Sc. Tomasz Dziel

e-mail: tomasz.dziel@polatom.pl

Head of the Laboratory of Radioactivity Standards in NCBJ RC POLATOM. Specialist in primary and secondary methods for radionuclides activity determination with 10 years of experience in quality assurance of radioactivity measurements in nuclear medicine.



M.Sc. Tomasz Ziemek

e-mail: tomasz.ziemek@polatom.pl

The area of activity in the LRS laboratory are standardizations of radioactive solutions by absolute methods and investigations of the ionization quenching phenomenon in LS-counters. Responsibility for the code to the digital board with FPGA used in the TDCRG counter and the TDCR method application.



M.Sc. Anna Listkowska

e-mail: anna.listkowska@polatom.pl

Quality Manager in the LRS responsible for management system according to ISO/IEC 17025. Specialist in radiochemistry and liquid scintillators with over 10 years of experience in radionuclide metrology. Responsible for preparation of various types of standard sources.



otrzymano/received: 22.04.2016

przyjęto do druku/accepted: 01.07.2016

DOI: 10.5604/20830157.1212263

MEASUREMENTS OF PARAMETERS OF WATER AEROSOL OBTAINED BY EXPLOSIVE METHOD

Grzegorz Śmigielski¹, Roman Dygdała^{2,3}, Michał Kaczorowski³, Grzegorz Serejko⁴

¹Kazimierz Wielki University in Bydgoszcz, Institute of Mechanics and Applying Informatics, ²Paweł Włodkowic University College in Plock, Faculty of National Security, ³Military Institute of Armament Technology in Zielonka, ⁴Warsaw University of Technology, Department in Plock, Institute of Building

Abstract. In this article we have presented the results of the military training area measurements concerning the water aerosol obtained by explosive method, which is very good medium to extinguish an intermediate area fire. A dependence of the aerosol cloud diameter and shock wave pressure on the delay between main and upper charge detonations has been investigated. The obtained results allowed to estimate values of time delays guarantee highest efficiency and safety of firefighting system.

Keywords: pressure measurement, shock wave, firefighting, water aerosol

POMIARY PARAMETRÓW AEROSZOLU WODNEGO WYTWARZANEGO METODĄ WYBUCHOWĄ

Streszczenie. W artykule przedstawiono wyniki pomiarów poligonowych dotyczących tworzonego metodą wybuchową aeroszolu wodnego, który jest bardzo dobrym medium do gaszenia pożarów obszarowych. Badano zależność ciśnienia fali uderzeniowej oraz średnicy chmury aeroszolu od opóźnienia czasów detonacji ładunków wybuchowych umieszczonych wewnątrz kapsuły będącej źródłem aeroszolu. Uzyskane wyniki pozwoliły określić wartości opóźnień spełniających kryteria najwyższej efektywności i gwarantujących bezpieczeństwo.

Słowa kluczowe: pomiary ciśnienia, fala uderzeniowa, gaszenie pożarów, aeroszol wodny

Introduction

The paper presents the results of the research obtained during the military training area tests of spreading of the water aerosol obtained via explosive method. Using the mist systems is very effective solution applied in small commercial equipment [10] to extinguish relatively small fire (houses, cars, apparatus under high voltage, etc.).

Water aerosol due to the explosion is a very effective in extinguishing of the area fires with use of a helicopter. In such a case the water capsule with the explosive charge inside is transported to the fire site by the helicopter on a forty meters long line. Next the capsule is released and detonates on the programmed height over the ground, in this way enabling the covering of the fire source by the aerosol [7].

The aerosol parameters (droplets diameter, aerosol cloud diameter) depend on the type of the used explosive charge, its energy, geometry etc. [2, 3, 6]. To obtain the smaller droplets diameters gives the higher extinguishing efficiency. On the other hand, the larger diameter of the aerosol cloud allows for lower number of the helicopter flights over the fire source [7]. The presented paper focuses on the examinations that were addressed to reaching of the largest aerosol cloud diameter maintaining its proper density.

1. Structure of the water capsule

As mentioned, the source of the aerosol was a water container (capsule) inside of that an explosive charge was placed, precisely two charges: main charge formed around the capsule axis and auxiliary charge fasten in the upper part of the capsule (Fig. 1).

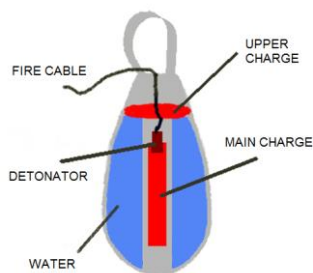


Fig. 1. The schematic cross-section of water capsule

The upper charge is detonated with delay with respect to the detonation of the main charge, and it is aimed at detaining of the aerosol cloud expansion in undesirable direction (opposite to the fire source).

A detonator is composed of a plastic pipe being a body with electronic equipment put inside; protective – arming and pyrotechnic (Fig. 2).

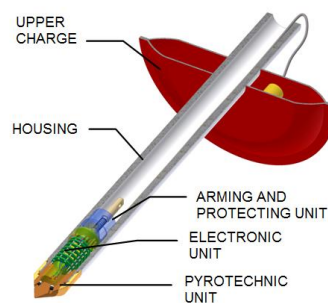


Fig. 2. The detonator together with upper charge

2. Research stand

The research stand is presented schematically in Fig. 3. A bag containing water and explosive charge was hanged on the mobile crane arm at around 8-10 m height, in the center of the line determined by calibration poles distanced of 40 m. At a distance of 150 m from the bag axis, at the end of the line section perpendicular to the line determined by the poles, a fast camera was installed and it registered the cloud expansion process with frequency of 250 fps (frames per second), i.e. in the 4 ms periods. Additionally the whole explosion course was registered by a HDV camera.

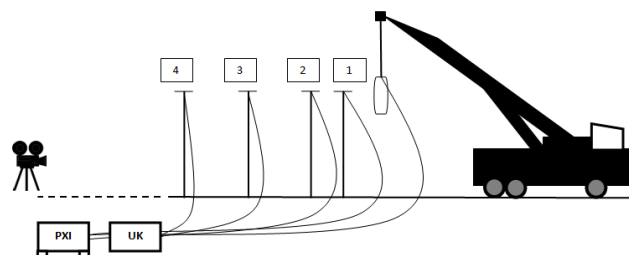


Fig. 3. Scheme of the research stand

On the poles of 8 m height at distances of 5, 10, 20, and 30 m from the explosion axis, four piezoelectric sensors (1-4, Fig. 3) were placed and coupled with suitable signal conditioning system PA16000D (UK, Fig. 3) [12] and with industrial NI PXI computer [11]. The computer served as a data acquisition and processing unit.

Each of the sensors was installed in pencil-like case (Fig. 4) a cone of that was directed into the explosion axis, which prevented detachment of the sensor from the pole by the wave front. A working area of the sensor was placed on one of the case side.



Fig. 4. The dynamic pressure sensor [14]

According to relatively large pressure differences in the wave front at different distances from the explosion axis, the sensor placed nearest to the axis (sensor #1) was characterized by the broadest spectrum (and smallest sensitivity) and sensors 3 and 4 placed far from the axis, contrary, by the largest sensitivity with narrower spectrum. The pressure sensors parameters are presented in Table. 1. The setup for wave front pressure measurements was triggered by short circuit sensor placed inside of the explosive charge.

Table 1. Parameters of the pressure sensors

Number of sensor	Sensitivity K_1 [mV/kPa]	Maximum pressure [MPa]	Resolution [kPa]	Expanded uncertainty $U_r(K_1)$ [%] (95 %)
1	0.149	34.5	0.69	1.3
2	2.8	34.5	0.001	0.8
3	15.1	6.9	0.069	0.8
4	13.7	6.9	0.069	1.3

In figure 5 are presented photos of actual situations in the research stand during one of tests – few, several and several tens milliseconds after detonation.

It is seen that the most of the developed aerosol cloud assumes the form of relatively flat disc. Properly selected value of the delay between detonation of the main charge and auxiliary charge allows to maximal flattening of the cloud.

3. Measurements

Earlier research performed for three different types of the explosive charge: Saletrol (ANFO), Emulinit [13] and plastic explosive (C4) showed that the Emulinit is most efficient in creation of the aerosol cloud [3, 6]. By the way it appeared that the excessive increase of the explosion energy does not lead to increase of the cloud diameter, but even results in its distinct diminishing.

Taking this into account our research has been performed only with one type of the explosive – Emulinit, of limited energy. A dependence of the aerosol cloud diameter and shock wave pressure on the delay between main and upper charge (Fig. 1) detonations has been investigated.



Fig. 5. The research stand during capsule's explosion

3.1. Cloud diameter measurements

Exemplary plots presenting comparison of the results for different delay times and the same explosive charge energy are depicted in Fig. 6, 7, and 8. As seen, in all the cases an overall shape of the plot is the same, and in particular, the cloud diameter is stabilized after 1.5 – 2 s from explosion.

Measurement uncertainty of the cloud diameter can be influenced by errors connected with:

- 1) situation of the point of reference,
- 2) ambiguous determination of the water aerosol cloud spatial range – a difference between D1 and D2 (Fig. 9),
- 3) resolution of the picture registered by the camera,
- 4) an influence of the wind on spreading of the cloud.

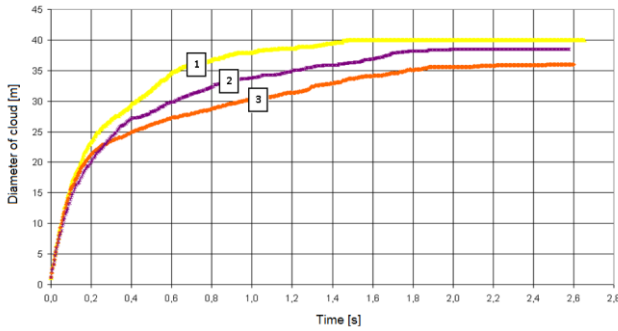


Fig. 6. Cloud diameter as a function of time for the same water capsules (1200 kg, Emulinit, 7,3 MJ). 1 – delay between main and upper charge detonations 2 ms, 2 – delay 0 ms, 3 – delay 20 ms.

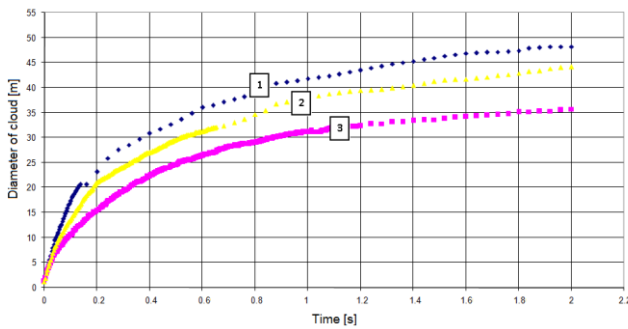


Fig. 7. Cloud diameter as a function of time for the same water capsules (1200 kg, Emulinit, 10,8 MJ). 1 – delay between main and upper charge detonations 4 ms, 2 – delay 8 ms, 3 – delay 12 ms

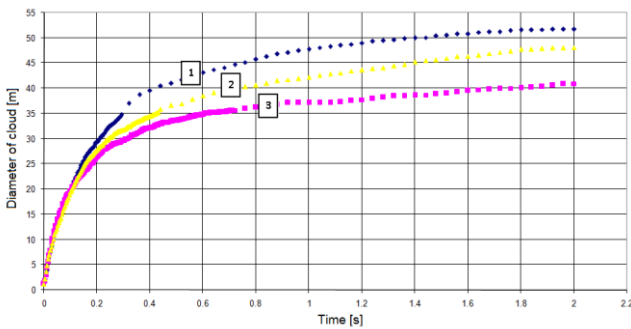


Fig. 8. Cloud diameter as a function of time for the same water capsules (1200 kg, Emulinit, 16,6 MJ). 1 – delay between main and upper charge detonations 8 ms, 2 – delay 16 ms, 3 – delay 20 ms

According to the large distance between the camera and the water capsule the error connected with the situation of the point of reference is negligibly small.

Analyzing a number of tests it has been found that the maximal error of the cloud diameter measurement can be associated with a cloud spreading time, for the time over 2 sec it is on $\Delta x_2 = 2$ m.

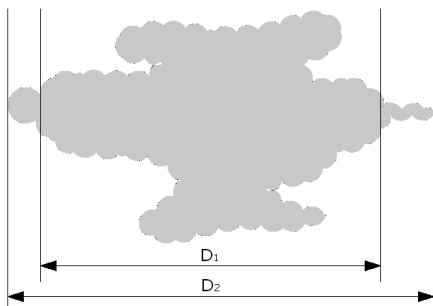


Fig. 9. Measurement of water cloud diameter

To registration of the spreading of the aerosol cloud a fast camera was used, of 1024x1024 dpi resolution and covering an area of 50 m width. According to that an error of distance measurement is 0.05 m:

$$\Delta x_3 = \frac{50 \text{ m}}{1024} = 0.05 \text{ m} . \quad (1)$$

Estimation of the error resulting from the wind influence is a tough task because a series of measurements for different speeds of the wind with maintained identical all others parameters and ideal cloud shape. To some extent this error is reflected in an asymmetry of the cloud forming around the water capsule axis and due to the measurement of the overall cloud diameter the error is minimized, so as such it is not taken into account in calculations.

Finally the combined standard uncertainty has been calculated as [1, 8]:

$$u(x) = \sqrt{\left(\frac{\Delta x_2}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{\Delta x_3}{2\sqrt{3}}\right)^2} \approx 1.2 \text{ m} \quad (2)$$

Based on the measurements performed for different capsule capacities and energy of the explosives one can determine a desirable value of delay: from 2 ms to 4 ms. Using larger delays as well as eliminating them resulted in diminishing of the cloud diameter of the generated aerosol.

3.2. Shock wave pressure measurements

Measurements of the parameters of the shock wave forming during explosion did not reveal substantial differences in pressure values and profiles of the signals registered by computer. At any rate an abrupt pressure increase occurs in the sensor vicinity (overpressure) and then pressure decrease (underpressure) and return to the equilibrium state – ambient pressure.

In figure 10 one of typical pressure courses for explosive charge of 10.7 MJ energy and 2 ms delay is presented.

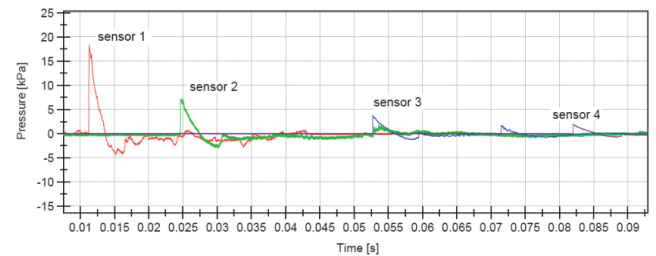


Fig. 10. The shockwave pressure time profiles

In the case of charges of smaller energy and simultaneously – longer delay of detonation in some tests an additional pulse shifted in respect to the main pulse was observed (Fig. 11).

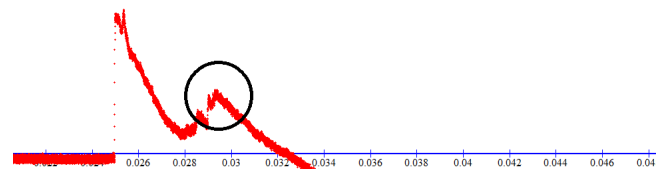


Fig. 11. The part of the pressure time profiles for sensor no. 1

Table 2 lists the results of the pressure measurements. The only substantial difference in the pressure values (~ 20%) has been observed in the test performed without upper charge.

The pressure measurements uncertainty is connected with errors of sensors and errors of measurement chain – signal conditioning system and input analog card.

The value of the pressure can be determined using the following relation:

$$p = \frac{U_2}{K_1 K_2}, \quad (3)$$

where K_1 is a coefficient of the pressure/voltage processing, U_2 is measured voltage and K_2 is amplification of the signal conditioning system.

The value of the sensors pressure measurements uncertainty has been determined based on the value of expanded uncertainty taken from calibration certificate (Table 1).

Table 2. The values of pressure registered by the sensors 1-4 (Emulinit, 10784 kJ, mass of the capsule 1200 kg)

Time delay [ms]	Number of measurement point			
	1 [kPa]	2 [kPa]	3 [kPa]	4 [kPa]
- (without upper charge)	19.7	6.8	4.0	1.8
0	26.1	8.5	4.9	2.1
2	27.6	9.0	4.7	2.3
4	25.1	8.6	4.6	2.0
8	23.5	7.7	4.4	2.0
12	24.3	8.1	4.5	2.2
16	24.7	8.3	4.3	1.9
20	23.9	8.5	4.6	2.1

The value of measurement chain uncertainty has been determined based on the maximum permissible error of the input card $\Delta U_2 = 2.44$ mV and permissible error of the signal conditioning system amplification $\delta_{K_2} = 0.5$ %.

The overall uncertainty of the complex measurement has been evaluated based on the following expression [1, 8]:

$$u(p) = \sqrt{\left(\frac{\partial p}{\partial K_1}\right)^2 u^2(K_1) + \left(\frac{\partial p}{\partial K_2}\right)^2 u^2(K_2) + \left(\frac{\partial p}{\partial U_2}\right)^2 u^2(U_2)} =$$

$$= \sqrt{\left(\frac{-U_2}{K_2 K_1} \frac{U_r(K_1)}{2 \cdot 100}\right)^2 + \left(\frac{-U_2}{K_1 K_2} \frac{\delta_{K_2}}{\sqrt{3} \cdot 100}\right)^2 + \left(\frac{1}{K_1 K_2} \frac{\Delta U_2}{\sqrt{3}}\right)^2}, \quad (4)$$

The maximum uncertainty values for individual sensors were: $u_1(p) = 0.22$ kPa, $u_2(p) = 0.067$ kPa, $u_3(p) = 0.026$ kPa, $u_4(p) = 0.021$ kPa.

4. Summary

The performed research allowed to determine the value of the auxiliary charge detonation delay with respect to that of the main charge, which enabled the generated aerosol cloud to achieve the maximum diameter. Increase of the aerosol cloud diameter with simultaneous decrease of its height does not change the density of the covering the fire by the aerosol, so that the extinguishing efficiency is unchanged, but the area of territory to be extinguished becomes larger. Higher values of the wave front pressure can affect the effectiveness of the oxygen elimination from the fire area, although they can be dangerous for the objects being in the vicinity of fire. The values of the overpressures generated at a distance of 30 m from the source of explosion, obtained in the described tests, can be treated as generally safe either for people or for buildings [4, 5, 9].

The research on one of the alternative methods of fire extinguishing, leading to increase of its effectiveness, fits to the pro-ecological activity, because it enables protection of the forest and agricultural areas as well as diminishing of the carbon dioxide emission with simultaneous limitation of the water volume to be used up.

5. Acknowledgments

The authors are grateful to Dr. Eng. Damian Lewandowski for his assistance and collaboration during the tests on military training area.

References

- [1] Arendarski J.: Niepewność pomiarów, OWPW, 2006.
- [2] Chaberski D., Grzelak S., Lewandowski D., Dygdała R., Zieliński M., Stefański K., Śmigieński G.: Measuring distribution of radii of droplets forming explosively generated water-spray cloud. *Metrol. Meas. Syst.* 3/2010, 363–382.
- [3] Dygdała R., Stefański K., Śmigieński G., Lewandowski D., Kaczorowski M.: Aerosol Produced by Explosive Detonation. *Pomiary, Automatyka, Kontrola*. Vol. 53, 9/2007, 357–360.
- [4] Lewicki J.: Prognozowanie wielkości zagrożeń powstałych przy prowadzeniu robót strzałowych w budownictwie. *Górnictwo i Geoinżynieria*, 28, 3/2004, 123–126.
- [5] Onderka Z., Sieradzki J., Winzer J.: Wpływ robót strzelniczych na otoczenie kopalń odkrywkowych. UWND AGH, Kraków 2003.
- [6] Stefański K., Lewandowski D., Dygdała R., Kaczorowski M., Ingwer-Zabowska M., Śmigieński G., Papiński A.: Explosive Formation and Spreading of Water-Spray Cloud – Experimental Development and Model Analyses. *Central European Journal of Energetic Materials*. Vol. 6, nr 3–4, 2009, 291–302.
- [7] Śmigieński G., Toczek W., Dygdała R., Stefański K.: Metrological analysis of precision of the system of delivering water-capsule for explosive production of water aerosol. *Metrol. Meas. Syst.*, Vol. XXIII, 1/2016, 47–58.
- [8] Zięba A.: Analiza danych w naukach ścisłych i technice, PWN, 2013.
- [9] Dz. U. Nr 163, poz. 1577 - Rozporządzenie ministra gospodarki, pracy i polityki społecznej w sprawie bezpieczeństwa i higieny pracy przy produkcji, transporcie wewnątrzzakładowym oraz obrocie materiałów wybuchowych, w tym wyrobów pirotechnicznych.
- [10] <http://www.telesto.pl> [11.04.2016]
- [11] <http://www.ni.com> [20.08.2014]
- [12] <http://www.vibx.pl> [11.04.2016]
- [13] <http://www.nitroerg.pl/> [11.04.2016]
- [14] <http://www.pcb.com> [11.04.2016]

Ph.D. Grzegorz Śmigieński

e-mail: gsmigieński@ukw.edu.pl

Graduate of Faculty of Physics, Astronomy and Applied Informatics Nicolaus Copernicus University in Toruń. He received the Ph.D. degree in electronics from Gdańsk University of Technology, Faculty of Electronics, Telecommunications and Informatics in 2011. His main scientific interests are control and measurement systems.



Prof. Roman Dygdała

e-mail: romdy1@onet.pl

Graduate of Faculty of Mathematics, Physics and Chemistry Nicolaus Copernicus University in Toruń. Ph.D. received in 1981, habilitation in 1991 and full Professor in 2002 r. His main scientific interest was physics of atomic and molecular while now he is interested in technical physics and metrology. Author of more than 140 papers published in international journals and presented on conferences.



M.Sc. Eng. Michał Kaczorowski

e-mail: mkbakachem@gmail.com

Graduate of Institute of Chemical Engineering of Łódź Technical Chemistry University in 1978 and three years study of in specialty of explosive techniques in AGH. Co-author of several patents and publications and dozens of implementations in the mining industry and chemical industry in Poland and in Russia. Since 1994, the President of the company "BaKaCHEM" in Warsaw.



M.Sc. Eng. Grzegorz Serejko

e-mail: gserejko@pw.plock.pl

Employee of Warsaw University of Technology agency Plock as an assistant. Research interests include environmental engineering and building physics. A specialist in water and wastewater technology. Currently he conducts research on fire-fighting water supply and its impact on the reliability of sprinkler systems.



DIAGNOSTYKA DOKŁADNOŚCI WSKAZAŃ MULTIMETRÓW CYFROWYCH

Roman A. Tabisz

Politechnika Rzeszowska, Zakład Metrologii i Systemów Diagnostycznych, Laboratorium Badań i Kalibracji „LABBiKAL”

Streszczenie. Opisano sposoby obliczania błędu maksymalnego dopuszczalnego (BMD) oraz jego dwóch składowych: multiplikatywnej (BD_{mul}) i addytywnej (BD_{add}). Wyjaśniono zasady diagnostyki dokładności wskazań multimetrów. Zaproponowano wykorzystanie wyników wzorcowania do wyznaczenia funkcji korekcyjnej umożliwiającej redukcję błędów systematycznych. Potwierdzono wynikami badań eksperymentalnych możliwość obliczania metodą typu B niepewności wyników pomiarów uzyskanych po korekcie błędów systematycznych, na podstawie tylko składowej addytywnej (BD_{add}).

Słowa kluczowe: błąd maksymalny dopuszczalny, wzorcowanie, diagnostyka dokładności, korekcja błędów systematycznego

ACCURACY DIAGNOSTIC OF DIGITAL MULTIMETERS' INDICATIONS

Abstract. Methods of calculating maximum permissible error (MPE) and its two components: multiplicative (PE_{mul}) and additive (PE_{add}) are described. Principles of accuracy diagnostic of multimeters' indications are explained. Use of calibration results to determine corrective function that allows for reduction of systematic errors is proposed. Presented results of experimental tests prove that calculating uncertainty of measurement results obtained after the correction of systematic error - with use of Type B method - can be based solely on additive component (PE_{add}).

Keywords: maximum permissible error, calibration, accuracy diagnostic, systematic errors correction

Wstęp

Multimetry cyfrowe są obecnie powszechnie stosowanym wyposażeniem pomiarowym w przemyśle, w laboratoriach badawczych oraz w serwisach sprzętu elektronicznego. Na rynku dostępnych jest wiele typów multimetrów różniących się zakresami pomiarowymi, rozróżnialnością pola odczytowego oraz gwarantowaną przez producentów dokładnością pomiarów.

Multimetry użytkowe produkowane są w klasach rozróżnialności podawanych w przyjętej powszechnie konwencji: 3(1/2), 4(1/2), 3(3/4), 4(5/6) co oznacza możliwość rozróżnienia na polu odczytowym odpowiednio: 1999, 19999, 3999, 59999 wartości na wybranym zakresie pomiarowym. Multimetry laboratoryjne produkowane są w klasach rozróżnialności 5(1/2), 6(1/2), co oznacza możliwość rozróżniania na polu odczytowym odpowiednio: 199999, 1999999, 19999999 wartości. Multimetry o tej samej rozróżnialności pola odczytowego mogą różnić się dokładnością wskazań która z czasem może ulegać zmianie i dlatego potrzebne są jej okresowe weryfikacje.

W przypadku przemysłowych zastosowań multimetrów dokładność ich wskazań powinna być okresowo sprawdzana ze względu na dwa odmienne cele. Pierwszy cel to weryfikacja tego czy aktualna dokładność danego multimetru nie jest gorsza od dokładności deklarowanej przez jego producenta. Drugi cel to walidacja [1], czyli eksperymentalne potwierdzenie tego czy dokładność multimetru na użytkowanym zakresie pomiarowym jest wystarczająca do realizacji jego zamierzonego zastosowania na linii produkcyjnej lub w kontroli jakości.

1. Dokładność wskazań multimetrów

Dokładność wskazań przyrządów pomiarowych w tym multimetrów jest pojęciem jakościowym i oznacza zgodnie z przyjętą definicją [2] zdolność przyrządu pomiarowego do wskazywania wartości bliskich wartości referencyjnej podanej na wejście multimetru. Dokładności multimetru nie można wyrazić za pomocą jednej wartości liczbowej ponieważ zdolność wskazywania wartości bliskich wartości referencyjnej zależy od wpływu dwóch rodzajów czynników: systematycznych i losowych.

Pojedyncza wartość wskazana (x_{wsk-i}) na polu odczytowym multimetru może i najczęściej różni się od wartości referencyjnej (x_{ref}). Różnica ta jest błędem pojedynczego pomiaru (Δ_i)

$$\Delta_i = x_{wsk-i} - x_{ref} \quad (1)$$

Ze względu na oddziaływanie czynników systematycznych i losowych błąd pojedynczego pomiaru obliczony za pomocą

wyrażenia (1) jest sumą błędu systematycznego (Δ_s) i błędu losowego (ε_i).

$$\Delta_i = \Delta_s + \varepsilon_i \quad (2)$$

Błąd systematyczny definiowany jest [2] jako różnica pomiędzy średnią z nieskończonej ilości wyników pomiarów a wartością referencyjną:

$$\Delta_s = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{i=\infty} x_{wsk-i} - x_{ref} \quad (3)$$

W praktyce laboratoryjnej trudno wyznaczyć tak zdefiniowaną wartość błędu systematycznego ponieważ nie jest możliwe wykonanie nieskończonej ilości powtórzeń. Ponadto wartość referencyjna też nie jest wartością idealną i jest wyznaczona z określoną niepewnością. Z konieczności w praktyce możliwe jest tylko operowanie przybliżoną wartością błędu systematycznego która nazywana jest odchyleniem (*delta*) [ang: *bias*] i wyliczana z dostępnych wyników uzyskanych ze skończonej i racjonalnie ustalonej liczby „n-razy” powtarzanych pomiarów:

$$delta = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_{wsk-i} - x_{ref} \quad (4)$$

Wartość odchylenia (*delta*) wyznaczona na podstawie powtarzanych pomiarów tej samej wielkości o wartości referencyjnej (x_{ref}) jest liczbową miarą poprawności wskazań multimetru i przybliżoną wartością błędu systematycznego

$$delta \approx \Delta_s \quad (5)$$

Wartość odchylenia (*delta*) jest możliwa do wyznaczenia podczas eksperymentu wzorcowania wykonanego w taki sposób aby dla każdej ustalonej wartości referencyjnej (x_{ref-i}) wykonywane są „n-razy” powtarzane pomiary i obliczana jest wartość tego odchylenia za pomocą wyrażenia (4). Ponieważ odchylenie (*delta*) jest rezultatem wpływu czynników systematycznych można wykorzystać jego wartość do obliczenia przybliżonej wartości poprawki (P)

$$P = -\Delta_s \approx -delta = P^* \quad (6)$$

która dodana do wskazania multimetru umożliwi uzyskanie wyniku poprawionego (x_p)

$$x_{p-i} = x_{wsk-i} + P^* \quad (7)$$

Wpływ czynników losowych na wskazania multimetru przejawia się rozrzutem uzyskiwanych wyników pomiarów i występowaniem błędów losowych (ε_i). Wpływu tego nie można wyeliminować. Można jedynie ograniczyć go stosując na przykład uśrednianie wartości wskazywanych (x_{wsk-i}) lub poprawionych (x_p).

Odchylenie standardowe błędów losowych (σ_e) nazwane niepewnością standardową (u_s) szacowane metodą typu-**A** lub metodą typu-**B** [GUM] jest liczbową miarą precyzji wskazań multimetru. W przypadku gdy miara ta jest dobrze oszacowana to można stwierdzić że, maksymalna różnica pomiędzy dwoma wskazaniami multimetru wykonującego powtarzane pomiary tej samej wielkości referencyjnej (x_{ref}) nie będzie większa od podwójnej wartości niepewności rozszerzonej ($2 \cdot U$) którą można obliczyć korzystając z wyrażenia

$$U = k_p \cdot u_s \quad (8)$$

gdzie: k_p – jest współczynnikiem objęcia, p – jest przyjętym poziomem ufności.

Chcąc uzyskać zasadniczy cel pomiarów jakim jest podanie wyniku pomiaru w postaci przedziału wartości [x_d ; x_g], w którym z dużym prawdopodobieństwem mieści się prawdziwa wartość mierzona (x_o)

$$x_o \in [x_d ; x_g] \quad (9)$$

gdzie: x_d – kres dolny przedziału; x_g – kres górny przedziału, należy najpierw wykonywać korekcję błędu systematycznego i za wyniki pomiarów uznawać wartości poprawione (7) a nie wartości wskazywane przez multimetr.

Podsumowując należy stwierdzić że o dokładności wskazań multimetru decydują dwie składowe które można liczbowo wyrazić. Jedną to miarą poprawności – odchylenie ($delta$) a drugą to miarą precyzji którą może być niepewność standardowa (u_s) lub niepewność rozszerzona (U) zdefiniowane [2, 3] jako miary rozrzutu. Z praktyki laboratoryjnej i przemysłowej oraz przeprowadzonych wyników badań wynika że, odchylenie ($delta$) jest dla każdej wskazywanej wartości inne. Natomiast miara precyzji może być także dla każdego wskazania multimetru inna ale można ją w określonych warunkach przyjmować jako wartość stałą w całym użytecznym zakresie pomiarowym. Jest to bardzo wygodne z praktycznego punktu widzenia ale wymaga stosowania odpowiedniej procedury wzorcowania multimetru umożliwiającej wyznaczenie funkcji korekcyjnej potrzebnej do korygowania błędów systematycznych i traktowania wartości poprawionych (7) jako końcowe wyniki pomiarów.

1.1. Sposoby deklarowania dokładności DMM

Producenci multimetrów cyfrowych (DMM) [ang: Digital Multi Meters - DMM] mając pełną świadomość jednoczesnego wpływu czynników systematycznych i losowych na wartości wskazywane (x_{wsk}), podają w specyfikacjach technicznych wartości liczbowe współczynników, umożliwiające obliczenie wartości błędu maksymalnego dopuszczalnego (BMD). Współczynniki te podają na podstawie dużej ilości danych zebranych podczas badania prototypów oraz podczas egzemplarzy wykonywanych w procesie produkcji każdego egzemplarza multimetru. Podane w specyfikacjach technicznych współczynniki służące do obliczania wartości BMD są deklaracją tego, że bezwzględna wartość maksymalnego błędu wskazań multimetru równego bezwzględnej wartości sumy odchylenia ($delta$) i maksymalnego błędu losowego (ϵ_{max}).

$$|\Delta_{i-max}| = |delta + \epsilon_{max}| \quad (10)$$

nie powinna być większa od bezwzględnej wartości błędu maksymalnego dopuszczalnego (BMD)

$$|\Delta_{i-max}| \leq |BMD| \quad (11)$$

W wyniku wieloletniej praktyki przemysłowej, laboratoryjnej oraz działań normalizacyjnych wypracowano uznaną w skali światowej konwencję podawania przez producentów współczynników pozwalających na obliczanie wartości BMD . Analiza wielu specyfikacji technicznych różnych producentów pozwala przedstawić tę konwencję przy użyciu czterech współczynników które można oznaczyć jako: **a**, **b**, **c**, **d**. Współczynniki te wyrażają kolejno:

a - część lub wielokrotność 1% wartości wskazywanej (X_{wsk})

b - część lub wielokrotność 1% wartości zakresu (X_N)

c - wielokrotność rozróżnialności pola odczytowego

d – rozróżnialność pola odczytowego

Korzystając z tych współczynników podawanych przez producentów najczęściej odrębnie dla każdego zakresu pomiarowego można obliczać BMD w jeden z dwóch możliwych sposobów. Pierwszy sposób stosowany jest w sytuacji gdy producent multimetru podaje wartości współczynników **a** i **b**. W takim przypadku wyrażenie pozwalające obliczyć BMD ma postać:

$$|BMD| = a \cdot \frac{|X_{wsk}|}{100} + b \cdot \frac{|X_N|}{100} \quad (12)$$

Drugi sposób stosowany jest w sytuacji gdy producent multimetru podaje wartości współczynników **a**, **c** i **d**. W takim przypadku wyrażenie pozwalające obliczyć BMD ma postać:

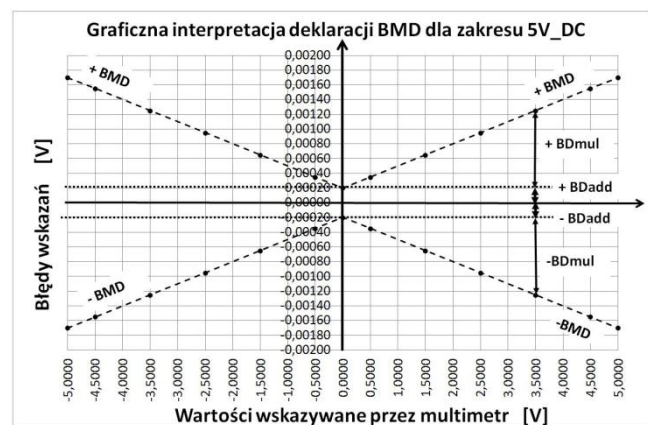
$$|BMD| = a \cdot \frac{|X_{wsk}|}{100} + c \cdot d \quad (13)$$

Łatwo zauważyć że, BMD posiada dwie charakterystyczne składowe. Składową multiplikatywną której wartość rośnie proporcjonalnie do wartości wskazywanej przez multimetr. Składową tą nazwijmy błędem dopuszczalnym multiplikatywnym i oznaczmy symbolem (BD_{mul}). Składowa ta uwzględnia przede wszystkim wpływ czynników systematycznych. Druga składowa to składowa addytywna niezależna od wartości wskazywanej, którą nazwijmy błędem dopuszczalnym addytywnym i oznaczmy symbolem (BD_{add}). Składowa ta uwzględnia przede wszystkim wpływ czynników losowych takich jak zakłócenia, pozostałości po niedokładnej korekcji błędu systematycznego itp. Korzystając z tak przyjętych oznaczeń można podać ogólną postać BMD jako sumę tych dwóch składowych

$$|BMD| = |BD_{mul}| + |BD_{add}| \quad (14)$$

Należy w tym miejscu podkreślić że stosowanie wartości bezwzględnych w wyrażeniach (10), (11), (12), (13), (14) jest konieczne ze względu na potrzebę uwzględnienia dwóch możliwych kierunków oddziaływań czynników systematycznych oraz czynników losowych.

Na rysunku 1 przedstawiona jest graficzna interpretacja BMD wynikająca z deklaracji dokładności producenta multimetru który dla zakresu 5V_DC podał następujące wartości współczynników **a** = 0,03; **c** = 2 i **d** = 0,0001V.



Rys. 1. Graficzna interpretacja deklaracji BMD dla zakresu 5V_DC badanego multimetru

Przedstawiona na rys. 1. interpretacja graficzna deklaracji producenta o dokładności multimetru na zakresie 5V_DC wyrażona w postaci linii reprezentujących wartości BMD jest odpowiednia dla całej rodziny multimetrów danego typu a jej znaczenie jest podobne do znaczenia strefy tolerancji projektowej (T) właściwości jakościowej wyrobu. Strefa tolerancji projektowej wyliczana jako różnica pomiędzy górną granicą specyfikacji (GGS) a dolną granicą specyfikacji (DGS)

$$T = GGS - DGS \quad (15)$$

jest wymaganiem ustalonym przez projektantów stawianym wszystkim wytwarzanym wyrobom danego rodzaju i nie jest inherentną właściwością żadnego pojedynczego wyrobu. Aby przekonać się czy wymaganie to jest spełnione dla konkretnego egzemplarza wyrobu należy dokonać pomiaru danej właściwości jakościowej i sprawdzić czy wyznaczona wartość liczbowa tej właściwości należy do strefy tolerancji projektowej.

Podobnie jest w przypadku diagnostyki dokładności wskazań multimetrów. Należy eksperymentalnie sprawdzić to czy dokładność jego wskazań jest nie jest gorsza od tej którą zadeklarował jego producent. W tym celu należy wykonać, dla każdego zakresu pomiarowego multimetru, odpowiednią procedurę wzorcowania i ustalić czy spełniona jest nierówność (11) na całym zakresie pomiarowym. Korzystając z graficznej interpretacji *BMD* pokazanej na rys. 1 należy sprawdzić czy błędy wskazań (1) nie wychodzą poza strefę wyznaczoną przez linie reprezentujące wartości (+*BMD*) i (-*BMD*).

2. Weryfikacja dokładności wskazań DMM

Okresowa weryfikacja dokładności wskazań przyrządów pomiarowych stosowanych w przemyśle w tym także DMM jest podstawowym wymaganiem wynikającym z praktyki oraz z zaleceń normalizacyjnych wyszczególnionych w międzynarodowych normach dotyczących zarządzania jakością. Ponieważ wykonanie takiej weryfikacji wiąże się z kosztami oraz często zlecaniem tej czynności zewnętrznym laboratoriom wzorcowujących, ograniczana jest ilość punktów wzorcowania. Często stosowana jest procedura ustawiania na sprawdzanym zakresie jednej wartości referencyjnej równej w przybliżeniu nominalnej wartości sprawdzanego zakresu. Na przykład $0,95 \cdot X_N$. Procedura ta jest racjonalna i wystarczająca do tego aby stwierdzić czy dokładność wskazań multimetru na danym zakresie zgodna jest z deklaracją jego producenta. Tak jest, ponieważ wieloletnie doświadczenie w tej dziedzinie potwierdza to że, jeżeli błąd wskazań multimetru nie spełnia podstawowego wymagania (11) to dotyczy to wskazań znajdujących się w końcowej części zakresu pomiarowego.

Stosowanie takiego podejścia nie pozwala jednak na wyznaczanie funkcji korekcyjnej którą można wykorzystać do obliczania poprawek (6) i jako wyniki pomiaru wykorzystywać wartości poprawione (7). W takiej sytuacji nie ma także innej możliwości wyznaczenia niepewności pojedynczego wskazania multimetru niż ta która zalecana jest przez [3] w ramach metody typu B. Możliwość ta polega na przyjęciu założenia że używany multimetr jest jednym z wielu wytworzonych i wobec tego można przyjąć że rozkład błędów wskazań na danym zakresie, dla całej rodziny multimetrów ma charakter rozkładu jednostajnego o rozstępie równym $2 \cdot BMD$. Można więc w dużym przybliżeniu, szacować metodą typu B, niepewność pojedynczego wskazania multimetru korzystając z wyrażenia

$$u_s^B = \frac{BMD}{\sqrt{3}} \quad (16)$$

Oczywiście w sytuacji gdy nie ma innej dostępnej wiedzy postępowanie to jest jedynym z możliwych ale może być w wielu przypadkach niewystarczające. Może bowiem okazać się że, wyznaczona tym sposobem niepewność wyniku pomiaru wykorzystywanego w pomiarze pośrednim powoduje zbyt duży wpływ na niepewność końcowego wyniku pomiaru wliczanego z równania pomiarowego. Z tych między innymi powodów proponowana jest przez autora, szczególnie do zastosowań przemysłowych, weryfikacja dokładności wskazań multimetrów lub kanałów pomiarowych testerów produkcyjnych, wykorzystująca procedurę wzorcowania polegającą na ustalaniu wartości referencyjnych w co najmniej 3 a najlepiej w 5 równomiernie rozłożonych nominalnych punktach wzorcowania (*NPW*). Punkty te należy obliczyć mnożąc wartość nominalnego zakresu pomiarowego przez jego odpowiednio dobrane części. Dla zakresu

5V_DC badanego multimetru punkty te ustalono sposobem zaprezentowanym w tabeli 1.

Tabela 1. Ustalone nominalne punkty wzorcowania dla zakresu 5V_DC

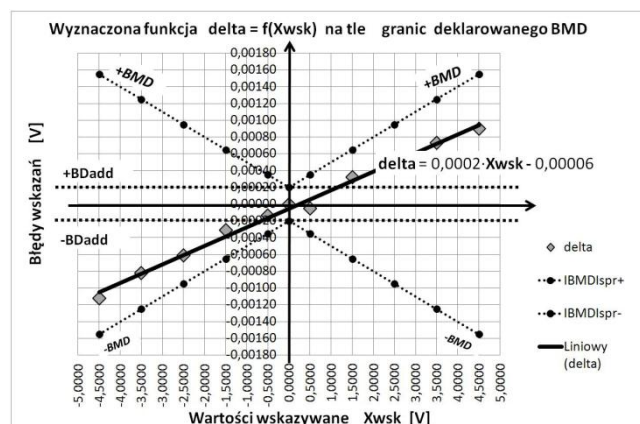
Nr <i>NPW</i>	Część X_N	X_N	<i>NPW</i>
		[V]	[V]
1	-0,9	5,0000	-4,5000
2	-0,7	5,0000	-3,5000
3	-0,5	5,0000	-2,5000
4	-0,3	5,0000	-1,5000
5	-0,1	5,0000	-0,5000
6	0	5,0000	0,0000
7	0,1	5,0000	0,5000
8	0,3	5,0000	1,5000
9	0,5	5,0000	2,5000
10	0,7	5,0000	3,5000
11	0,9	5,0000	4,5000

Dla tak ustalonych nominalnych punktów wzorcowania (*NPW*) przeprowadzono procedurę wzorcowania w której za pomocą regulowanego źródła wartości referencyjnych, kalibratora o dużej rozdzielczości, ustalano wskazania badanego multimetru równe wartościom nominalnych punktów wzorcowania przedstawionych w ostatniej kolumnie tabeli 1. Wartości referencyjne (X_{ref}) napięć występujących na zaciskach badanego multimetru wskazującego wartość równą *NPW* odczytywano na polu odczytowym dokładnego multimetru referencyjnego rozdzielczości 6(1/2). Uzyskane wyniki wzorcowania oraz obliczone wartości *BMD* przedstawione zostały w tabeli 2.

Tabela 2. Uzyskane wyniki wzorcowania dla zakresu 5V_DC

X_{wsk}	X_{ref}	delta	a	c	d	<i>IBMD_{spr1}</i>
-4,5000	-4,49888	-0,001120	0,03	2	0,0001	0,00155
-3,4999	-3,49908	-0,000820	0,03	2	0,0001	0,00125
-2,5001	-2,49949	-0,000610	0,03	2	0,0001	0,00095
-1,5000	-1,49969	-0,000310	0,03	2	0,0001	0,00065
-0,0005	-0,49987	-0,000135	0,03	2	0,0001	0,00035
0,0000	0,00000	0,000000	0,03	2	0,0001	0,00020
0,5000	0,50005	-0,000050	0,03	2	0,0001	0,00035
1,5000	1,49968	0,000320	0,03	2	0,0001	0,00065
2,5001	2,49961	0,000490	0,03	2	0,0001	0,00095
3,5001	3,49937	0,000730	0,03	2	0,0001	0,00125
4,5001	4,49920	0,000900	0,03	2	0,0001	0,00155

Na rys. 2. przedstawiony jest wykres wyznaczonych odchyłeń (*delta*) w funkcji wskazań multimetru.



Rys. 2. Wykres funkcji $\delta = f(X_{wsk})$ dla zakresu 5V_DC badanego multimetru cyfrowego

Na wykresie umieszczona jest matematyczna postać funkcji $\delta = f(X_{wsk})$ która została przyjęta jako model matematyczny zależności odchyłeń (*delta*) od wartości wskazywanych (X_{wsk}). Model ten został ujawniony za pomocą procedury „pokaż równanie na wykresie” dostępnej w MS Excel 2007. Model ten jest liniową zależnością wyrażoną równaniem:

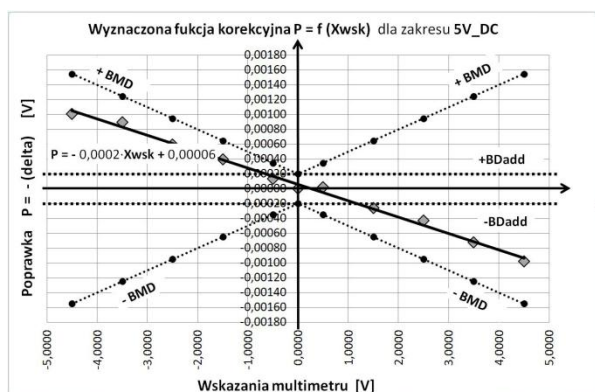
$$\text{delta} = 0,0002 \cdot X_{\text{wsk}} - 0,00006 \quad (17)$$

Z rysunku 2. jednoznacznie wynika, że dla wszystkich wskazań badanego multimetru na zakresie 5V_DC o wartościach ujemnych i dodatnich błędy wskazań spełniają nierówność (11) z bezpiecznym zapasem. Można więc jednoznacznie stwierdzić że w całym badanym zakresie multimetr wskazuje z dokładnością nie gorszą od dokładności zadeklarowanej przez jego producenta.

Wykonana w wyżej opisany sposób weryfikacja dokładności wskazań DMM na zakresie 5V_DC daje nie tylko pewność że dokładność ta jest zgodna z wymaganą ale umożliwia także wyznaczenie funkcji korekcyjnej potrzebnej do korekcji błędów systematycznych.

3. Korekcja błędów systematycznych

Ponieważ zgodnie z wyrażeniem (6) przybliżona wartość poprawki (P^*) równa jest wartości odchylenia (delta) ze znakiem przeciwnym, wystarczy wartości tego odchylenia przedstawione w trzeciej kolumnie tabeli 2 pomnożyć przez (-1) i uzyskać w ten sposób przybliżone wartości poprawek. Dysponując tymi wartościami można wyznaczyć funkcję korekcyjną której wykres przedstawiony jest na rys. 3.



Rys. 3. Wykres funkcji korekcyjnej $P^* = f(X_{\text{wsk}})$ dla zakresu 5V_DC badanego multimetru cyfrowego.

Model matematyczny uzyskanej funkcji korekcyjnej opisującej zależność odchylenia (delta) od wartości wskazywanych (X_{wsk}) jest zależnością liniową wyrażoną równaniem:

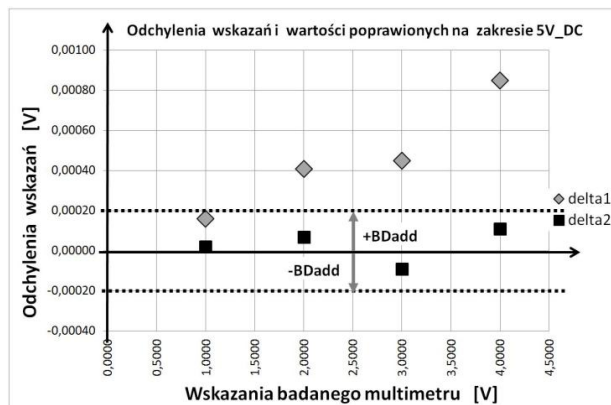
$$P^* = -0,0002 \cdot X_{\text{wsk}} + 0,00006 \quad (18)$$

Dysponując modelem funkcji korekcyjnej można dla każdego wskazania multimetru obliczać przybliżone wartości poprawek i korygować wpływ czynników systematycznych na wynik pomiarów. Uzyskane w wyniku takiej korekcji wartości poprawione wartości wskazań (X_p) są wynikami pomiarów obciążonymi jedynie błędami wynikającymi z wpływu czynników losowych oraz niedoskonałością dokonanej korekcji błędów systematycznego. W tabeli 3 przedstawione są surowe wartości wskazane (X_{wsk}) oraz wartości poprawione (X_p) uzyskane po korekcji błędów systematycznych.

Tabela 3. Uzyskane surowe wskazania multimetru i wartości poprawione

X_{wsk} V	P^* V	X_{pop} V	X_{ref} V	delta1 V	delta2 V
0,9998	-0,00014	0,99966	0,99964	0,00016	0,000020
1,9998	-0,00034	1,99946	1,99939	0,00041	0,000070
2,9995	-0,00054	2,99896	2,99905	0,00045	-0,000090
3,9995	-0,00074	3,99876	3,99865	0,00085	0,000110

W przedostatniej kolumnie tabeli 3 umieszczono odchylenia surowych wskazań multimetru (delta1) od wartości referencyjnych. W ostatniej kolumnie umieszczono odchylenia wartości poprawionych (delta2) od tych samych wartości referencyjnych. Graficzne porównanie wartości tych odchylenia przedstawione jest na rysunku 4.



Rys. 4. Odchylenia wskazań i wartości poprawionych wyznaczone przed i po korekcji błędów systematycznych

Z rysunku 4 wynika że odchylenia wartości poprawionych (delta2) uzyskane po korekcji błędów systematycznych wykonanej za pomocą funkcji korekcyjnej (18) nie przekraczają wartości składowej addytywnej (BD_{add}) BMD. Składowa ta jest wartością stałą dla całego zakresu pomiarowego. Sytuacja ta została potwierdzona długoterminowymi badaniami eksperymentalnymi wykonanymi dla DMM różnych typów i różnych producentów. Uzyskana w ten sposób wiedza metrologiczna upoważnia do stwierdzenia że, w przypadku wykonywania pojedynczych pomiarów i uzyskiwania wyników poprawionych (X_p) można zastosować do oceny niepewności standardowej szacowanej metodą typu B następujące wyrażenie:

$$u_s^B = \frac{BD_{\text{add}}}{\sqrt{3}} \quad (19)$$

Uzyskane za pomocą tego wyrażenia wartości oszacowanej niepewności będą mniejsze o kilka razy od uzyskiwanych za pomocą wyrażenia (16).

4. Podsumowanie

Wyniki badań eksperymentalnych, których część przedstawiono w niniejszej publikacji, są podstawą zaproponowanego sposobu szacowania metodą typu B niepewności pojedynczych wyników pomiarów. Warunkiem stosowania tego sposobu jest dokonanie korekty błędów systematycznego na podstawie wcześniej wyznaczonej funkcji korekcyjnej.

5. Literatura

- [1] Tabisz R.A.: Walidacja przemysłowych procesów pomiarowych. Monografia. Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej, Rzeszów, 2013.
- [2] JCGM 200:2008 International vocabulary of metrology
- [3] JCGM 100:2008 Evaluation of Measurement data-Guide to the expression of uncertainty in measurement.

Dr inż. Roman A. Tabisz
e-mail: rtabisz@prz.edu.pl



W latach 1975-1990 pracownik Zakładów Przemysłu Elektronicznego „Kaziel” w Koszalinie. Od 1990 roku adiunkt w Zakładzie Metrologii i Systemów Diagnostycznych Wydziału Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej. Opiekun Koła Naukowego Pomiarowców „6Sigma”. W działalności naukowej i dydaktycznej zajmuje się dziedziną przemysłowych systemów pomiarowo diagnostycznych. Od 1994 r. członek komisji problemowej Polskiego Komitetu Normalizacyjnego.

otrzymano/received: 22.04.2016

przyjęto do druku/accepted: 01.07.2016

METROLOGICAL ANALYSIS OF DIFFERENT TECHNIQUES FOR MEASURING INTERFACE TENSION BETWEEN TWO FLUIDS BASED ON SPINNING DROP METHOD

Igor Kisil, Olga Barna, Yuri Kuchirka

Ivano-Frankivsk National Technical University of Oil and Gas, Department of Methods and Devices of Quality Control and Product Certification

Abstract. The spinning drop method foundations of measuring interface tension between two immiscible liquids are considered. Different techniques of the spinning drop method and their metrology evaluation are compared. The dimensionless parameters of spinning drop are calculated using the fourth-order Runge–Kutta procedure and they are approximated by the seventh-order polynomial dependence. The relative errors of the different techniques and the approximate dependence are obtained.

Keywords: interface tension, spinning drop method, metrology, error analysis

METROLOGICZNA ANALIZA RÓŻNYCH TECHNIK POMIARU NAPIĘCIA POWIERZCHNIOWEGO NA GRANICY FAZ POMIĘDZY DWOMA PŁYNNAMI NA BAZIE METODY WIRUJĄCEJ KROPLI

Streszczenie. W artykule rozpatrywane podstawy metody wirującej kropli do pomiaru napięcia powierzchniowego na granicy faz między dwoma nie mieszającymi się cieczami. Porównano różne techniki realizacji tej metody i oceniono ich właściwości metrologiczne. Wykorzystując metodę numeryczną Rungego-Kutty 4 rzędu obliczono bezwymiarowe parametry wirującej kropli i aproksymowano za pomocą wielomianu 7 stopnia. Obliczono błąd względny różnych technik oraz proponowanej przybliżonej zależności.

Słowa kluczowe: napięcie powierzchniowe, metoda wirującej kropli, metrologia, analiza błędów

Introduction

Interface tension (IT) at the interface of two insoluble liquids is a significant parameter of the technological processes where surface characteristics at the interface are essential. This is especially important in the oil production methods with the help of reservoir pressure maintenance using surfactants (SAA) [3]. It should also be noted that IT can vary in the range of 0.01÷20 mN/m.

Table 1. Tabular data of dependence $V^* = f(R/x_0)$ [5]

R/X_0	r^*	R/X_0	r^*
1.0	0	0.3198	1.2520
0.9997	0.1	0.3122	1.2530
0.9980	0.2	0.3038	1.2540
0.9932	0.3	0.2945	1.2550
0.9840	0.4	0.2837	1.2560
0.9687	0.5	0.2708	1.2570
0.9459	0.6	1.2543	1.2580
0.9140	0.7	0.2297	1.2590
0.8710	0.8	0.2262	1.2591
0.8148	0.9	0.2225	1.2592
0.7415	1.0	0.2183	1.2593
0.6432	1.1	0.2136	1.2594
0.4928	1.2	0.2081	1.2595
0.3332	1.2500	0.2016	1.2596
0.3268	1.2510	0.1932	1.2597

Measurement of such IT values is usually carried out with the help of the devices that implement the spinning drop method (SD) [5]. The essence of the SD method consists in the following: a horizontally placed glass tube is filled with such a heavier fluid under study as aqueous surfactant solution; after that a drop of such a lighter fluid under investigation as oil is injected into this fluid; then the tube is revolved around its horizontal axis with a certain angular velocity ω . Both the appropriate SD dimensions (for example, its largest diameter, length, and volume) and the density difference of the interfacial fluids are measured depending on the selected techniques for determining IT; the IT values σ [4, 6–8] are calculated with the help of the corresponding dependencies [4, 6–8].

Among such dependencies, regardless of the date when their authors published them, the following are wide spread now B. Vonnegut's dependence [1]:

$$\sigma = \Delta\rho\omega^2 R^3/4 \quad (1)$$

where $\Delta\rho = \rho_1 - \rho_2$ – density difference between the heavier and lighter fluids respectively, R – the largest SD radius. H. Princen's dependence [4]:

$$\frac{x_0}{r} = \frac{2}{3} \frac{cr^3 + 1}{(cr^3)^{1/3}}, \quad (2)$$

where x_0 – half of the SD length; $r = \sqrt[3]{3V/(4\pi)}$ – sphere radius of the lighter fluid with the volume V that is injected into the tube with the heavier fluid; $c = \Delta\rho\omega^2/(4\sigma)$ – a characteristic parameter that is used to calculate the IT σ on the basis of the H. Princen's dependence. J. Slattery's dependence [6]:

$$\sigma = (R/r^*)^3 \Delta\rho\omega^2/2, \quad (3)$$

where r^* – dimensionless parameter which is determined on the basis of the appropriate J. Slattery's table [6] depending on the ratio R/x_0 (table 1). S. Torza's dependence [7]:

$$\sigma = \pi^{-3/2} \Delta\rho\omega^2 (V/x_0)^{3/2}/4. \quad (4)$$

It should be noted that B. Vonnegut recommends to use dependence (1) provided that $x_0/R > 4$ [3]. H. Princen suggests to utilize dependence (2) on the condition that $x_0/R > 3,645$ [4]. Dependence (3), as J. Slattery [6] notes, has a method error of less than 0.4% provided that $x_0/R > 4$. S. Torza recommends to use dependence (4) for $cr^3 > 100$ [7] that corresponds to relation $x_0/R > 67$.

Taking into account the abovementioned, it is necessary to evaluate the method errors of the suggested techniques to calculate IT σ with the help of the SD method and develop recommendations for their elimination.

1. Theoretical Part

Let us conduct theoretical calculation of the SD geometrical dimensions in order to evaluate method errors of the abovementioned techniques.

Let us consider the horizontal rotating tube, inside of which there is fluid 2 with higher density ρ_2 and a drop of fluid 3 with lesser density ρ_1 (Fig. 1). Let the pressure on the y axis inside the drop (pt. O) be equal to P_{O1} and outside the drop – P_{O2} . At the

same time, we neglect the gravitational force, which allows us to suggest that the rotation axes of the tube 1 and drop 3 coincide.

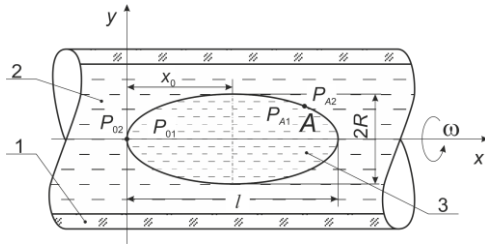


Fig. 1. Rotating tube with investigated heavier and lighter fluids

Then the pressure P_{A1} inside the drop in pt. A is as the following:

$$P_{A1} = P_{O1} + \rho_1 y^2 \omega^2 / 2, \quad (5)$$

where y – distance from pt. A to the x axis.

Correspondingly, the pressure outside the drop in pt. A is as follows:

$$P_{A2} = P_{O2} + \rho_2 y^2 \omega^2 / 2. \quad (6)$$

Hence, the pressure difference along the interface of two fluids in pt. A is as the following:

$$P_{A1} - P_{A2} = P_{O1} - P_{O2} - \Delta \rho y^2 \omega^2 / 2. \quad (7)$$

In case there is gravitational force, the drop rotation axis shifts in relation to the tube rotation axis by the value which is equal to $y^* \approx R^2 \Delta \rho g / (\eta \omega)$ [7], where g – gravitational acceleration, η – dynamic viscosity of the heavier fluid. However, the SD form doesn't change therewith.

On the other hand the pressure difference along the interface in pt. A will be as follows:

$$P_{A1} - P_{A2} = \sigma (1/R_1 + 1/R_2), \quad (8)$$

where R_1 i R_2 – curvature radii of the drop surface in pt. A in the plane of fig. 1 and in the plane that is perpendicular to the plane of Fig. 1 respectively [2].

Besides, the pressure difference ΔP_0 along the interface on the level of the horizontal rotation x axis in pt. O will be as the following [1]:

$$P_{O1} - P_{O2} = \Delta P_0 = 2\sigma / R_0, \quad (9)$$

where R_0 – curvature radius of the SD interface surface in pt. O (Fig. 1).

Then, when we take into account dependencies (8) and (9), dependence (7) will be as the following:

$$\sigma (1/R_1 + 1/R_2) = 2\sigma / R_0 - \Delta \rho y^2 \omega^2 / 2. \quad (10)$$

Equation (10) is a strict equation that describes the SD surface form in relation to σ , $\Delta \rho$ and ω when there is no gravitation.

Since $R_1 = ds/d\varphi$, $R_2 = y/\sin\varphi$, where s – SD profile arc length, φ – angle between the x axis and normal to pt. A on the SD surface [2], (10) will have the following form after corresponding transformations:

$$d\varphi/ds = 2/R_0 - \omega^2 y^2 \Delta \rho / (2\sigma) - \sin\varphi / y. \quad (11)$$

After introduction of the new variable $a^3 = \sigma / (\Delta \rho \omega^2) = 1/(4c)$ we will see that

$$d\varphi/ds = 2/R_0 - y^2 / (2a^3) - \sin\varphi / y. \quad (12)$$

Having multiplied both the left and the right parts of (12) by a , we will obtain an equation in a dimensionless form that describes the SD surface:

$$\frac{d\varphi}{d(s/a)} = \frac{2}{R_0/a} - \frac{1}{2} \left(\frac{y}{a} \right)^2 - \frac{\sin\varphi}{y/a}. \quad (13)$$

Other variables, which are included in (13), can be determined with the help of the following dependencies [2]:

$$\frac{d(y/a)}{d(s/a)} = \cos\varphi, \quad \frac{d(V/a^3)}{d(s/a)} = \pi \left(\frac{y}{a} \right)^2 \sin\varphi, \quad \frac{d(x/a)}{d(s/a)} = \sin\varphi. \quad (14)$$

When solving (13) and (14) for different specified values of R_0/a at the moment when the angle reaches $\varphi = 90^\circ$, we find the corresponding SD geometrical parameters.

The initial boundary conditions are the following:

$$y = x = s = V = \varphi = 0, \quad 1/R_0 = 1/R_1 = 1/R_2; \quad (15)$$

and the final boundary conditions are as follows:

$$R/a = 4^{1/3}, \quad R_0/a = 2 \cdot 4^{1/3} / 3, \quad R/R_0 = 3/2. \quad (16)$$

When the final conditions of (16) are reached, there isn't any further increase in the parameters according to (16) and the SD surface becomes strictly cylindrical, i. e. $R_1 = \infty$, $R_2 = R$.

2. Results and Discussion

Some of the results of the SD dimensionless parameters (R/a , a^3/V , x_0/R , l^3/V , R/R_0 , R/r , cr^3) calculated using the fourth-order Runge-Kutta method for solving equations (13) and (14) with the account of (15) and (16) for $1.0 \leq R_0/a \leq 2 \cdot 4^{1/3} / 3$, $\varphi = 90^\circ$ are provided in table 2, where $l = 2x_0$. It should be noted that the calculation was conducted for 2744 values of the parameter R_0/a with the calculation error of the final values being equal to $2,22 \cdot 10^{-16}$.

Table 2. Results of the SD geometrical parameters calculation

R_0/a	R/a	V/a^3	$l/(2R)$	l^3/V	R/R_0	R/r	cr^3
1,058265	1,585254	83,667883	4,001111	24,398863	1,497974	0,026455	4,993559
1,058267	1,586014	90,016592	4,252025	27,256878	1,498691	0,024601	5,372470
1,058267	1,586504	96,333744	4,502207	30,262971	1,499153	0,022995	5,749497
1,058267	1,586808	102,334273	4,740190	33,268167	1,499439	0,021651	6,107627
1,058267	1,587030	109,126461	5,009843	36,845738	1,499649	0,020306	6,513006
1,058267	1,587143	114,414555	5,219926	39,760317	1,499756	0,019369	6,828616
1,058267	1,587353	138,749310	6,187515	54,629624	1,499954	0,015974	8,280989
1,058267	1,587358	140,300909	6,249233	55,658832	1,499959	0,015797	8,373594
1,058267	1,587373	146,649795	6,501791	59,971459	1,499974	0,015113	8,752515
1,058267	1,587383	152,919518	6,751218	64,390025	1,499983	0,014494	9,126711
1,058267	1,587389	159,141744	6,998768	68,932000	1,499989	0,013927	9,498073
1,058267	1,587393	164,319016	7,204750	72,830305	1,499992	0,013489	9,807069
1,058267	1,587396	172,931969	7,547433	79,555225	1,499996	0,012817	10,321117
1,058267	1,587398	177,396772	7,725076	83,159112	1,499997	0,012494	10,587590
1,058267	1,587399	184,315634	8,000363	88,902753	1,499998	0,012025	11,000529
1,058267	1,587400	190,601190	8,250454	94,288085	1,499999	0,011629	11,375671
1,058267	1,587400	196,981742	8,504326	99,917822	1,499999	0,011252	11,756482
1,058267	1,587400	202,950645	8,741819	105,333027	1,499999	0,010921	12,112724
1,058267	1,587401	210,692803	9,049869	112,571087	1,500000	0,010520	12,574800
1,058267	1,587401	221,870644	9,494620	123,447634	1,500000	0,009990	13,241929

The obtained results of the calculation were used to get approximate dependence $a^3/V = f(l^3/V)$ of the following type:

$$a^3/V = \sum_{i=0}^7 C_i (l^3/V)^i, \quad (17)$$

where $C_0 = 0,03227$; $C_1 = -0,001722$; $C_2 = 5,787 \cdot 10^{-5}$;

$C_3 = -1,18 \cdot 10^{-6}$; $C_4 = 1,481 \cdot 10^{-8}$; $C_5 = -1,117 \cdot 10^{-10}$;

$C_6 = 4,639 \cdot 10^{-13}$; $C_7 = -8,14 \cdot 10^{-16}$.

Then the IT value σ can be calculated in the following way:

$$\sigma = \Delta \rho \omega^2 V \sum_{i=0}^7 C_i (l^3/V)^i. \quad (18)$$

Evaluation of the relative method errors δ_m of B. Vonnegut, H. Princen, S. Torza, and J. Slattery's techniques, as well as of approximate dependence (18), was conducted by comparing the results of the IT σ calculation for each of the mentioned techniques with the results of the IT σ_{table} calculation on the basis of the data in table 2:

$$\sigma_m = (\sigma - \sigma_{table}) / \sigma_{table}. \quad (19)$$

The results of such error calculation are provided in table 3.

Table 3. Evaluation results of the errors σ_m of different techniques for IT σ calculation with the help of the SD method for $4,0 \leq l/2R \leq 9,5$

$l/2R$	B. Vonnegut	S. Torza	H. Princen	J. Slattery	Dependence (18)
4,0	-0,00405	-0,239	0,07828	$6,61 \cdot 10^{-6}$	$-6,38 \cdot 10^{-5}$
4,5	-0,00169	-0,213	0,05795	$-2,79 \cdot 10^{-6}$	-0,000277
5,0	-0,000702	-0,192	0,04273	$-3,56 \cdot 10^{-6}$	-0,000382
5,5	-0,000260	-0,173	0,03050	$1,79 \cdot 10^{-6}$	$7,34 \cdot 10^{-5}$
6,0	$-9,12 \cdot 10^{-5}$	-0,156	0,02158	$-1,27 \cdot 10^{-6}$	0,000309
6,5	$-5,28 \cdot 10^{-5}$	-0,149	0,01813	$1,21 \cdot 10^{-6}$	$3,84 \cdot 10^{-6}$
7,0	$-2,24 \cdot 10^{-5}$	-0,139	0,01387	$1,42 \cdot 10^{-6}$	-0,000415
7,5	$-8,05 \cdot 10^{-6}$	-0,129	0,01042	$4,08 \cdot 10^{-6}$	$4,70 \cdot 10^{-5}$
8,0	$-3,94 \cdot 10^{-6}$	-0,122	0,00828	$4,07 \cdot 10^{-6}$	0,000414
8,5	$-1,65 \cdot 10^{-6}$	-0,115	0,00644	$-3,25 \cdot 10^{-6}$	-0,000393
9,0	$-7,09 \cdot 10^{-7}$	-0,108	0,00507	$2,73 \cdot 10^{-6}$	0,000151
9,5	$-2,96 \cdot 10^{-7}$	-0,103	0,00397	$-3,41 \cdot 10^{-6}$	$-2,07 \cdot 10^{-5}$

Thus, it can be seen from table 3 that B. Vonnegut, J. Slattery, and H. Princen's techniques, as well as approximate dependence (18), have a small method error in the indicated range of values $l/2R$. However, when implementing B. Vonnegut and J. Slattery's techniques there is a necessity to measure the largest SD radius $2R$, which is significantly influenced by the optical zoom factor λ of the tube with the fluids under study that can vary in the range from 1.332 to 1.34 [1]. Calculation of a certain λ value depends on many factors and it can lead to significant additional errors of the obtained results.

Therefore, it is advisable to use the techniques that do not involve measurement of the largest SD diameter $2R$ (S. Torza and H. Princen's techniques and approximate dependence (18)). However, S. Torza and H. Princen's techniques are characterized by significant method errors.

Therefore, it is recommended to use approximate dependence (18) given that modern means for IT σ measurement are equipped with computer aids. This allows to easily develop the appropriate software that would consider dependence (18).

References

- [1] Coucoulas L., Dawe R., Mahers E.: The refraction correction for the spinning drop. *Tensiometer. J Colloid and Interface Sci.* 93(1)/1983, 281–284.
- [2] Kisil I., Kisil R.: Measurement of Surface Properties on the Interface. *Methods of Maximum Bubble Pressure, Sessile and Pendant Drops and Volume Method.* Ivano-Frankivsk, 2010.
- [3] Mikhailiuk V.D.: Use of surfactants in the process of oil production in the fields of OJSC "UkrNafta". Ivano-Frankivsk. Galician printing PLUS, 2009.
- [4] Princen H., Zia Y., Mason S.: Measurement of Interfacial Tension from the Shape of a Rotating Drop. *Journal of Colloid and Interface Science*, 23/1967, 99–107.
- [5] Rusanov A.I., Prokhorov V.A.: *Interfacial Tensiometry.* Elsevier, Amsterdam, 1996.
- [6] Slattery J., Chen J.: Alternative Solution for Spinning Drop Interfacial Tensiometer. *Colloid Interface Science*, 64(2)/1978, 371–373.
- [7] Torza S.: The Rotating-bubble Apparatus. *Rev. Sci. Instrum.* 46(6)/1975, 778–783.
- [8] Vonnegut B.: Rotating Bubble Method for the Determination of Surface and Interfacial Tensions. *Rev. Sci. Instrum.* 13(6)/1942, 6–9.

Ph.D. prof. Igor Kisil

e-mail: zarichna@nung.edu.ua

Head of the Department of Methods and Devices of Quality Control and Product Certification, Ivano-Frankivsk National Technical University of Oil and Gas (IFNTUOG), Ukraine.

Igor Kisil is Academician of the Ukrainian Oil and Gas Academy, State Prize of Ukraine in Science and Technology in 2010, the author of about 250 scientific papers and one monograph.

Research interests: environmental impacts of shale gas extraction, including hydraulic fracturing; measuring surface tension of surfactants solutions.



Ph.D. Olga Barna

e-mail: osbarna@gmail.com

Assistant of the Department of Methods and Devices of Quality Control and Product Certification, IFNTUOG, Ukraine.

Research interests: measuring surface tension of surfactants solutions, environmental impacts of oil and gas extraction; mathematical modeling of physical processes; collection, processing and interpretation of measured data.



Ph.D. Yuriy Kuchirka

e-mail: kuchirka.wsins@gmail.com

Assistant of Department of methods and instruments of quality control and product certification, IFNTUOG, Ukraine

Research interests: environmental impacts of shale gas extraction, including hydraulic fracturing; development of automatic measuring instruments; mathematical modeling of physical processes; measuring surface tension of surfactants solutions; collection, processing and interpretation of measured data; measuring the characteristics of ionizing radiation and nuclear constants.



otrzymano/received: 01.07.2015

przyjęto do druku/accepted: 01.07.2016

DOI: 10.5604/20830157.1212266

WYSOKOCZĘSTOTLIWOŚCIOWA PRZETWORNICA DC/DC OPARTA NA TRANZYSTORACH SiC DLA ZASTOSOWAŃ Z ODNAWIALNYMI ŹRÓDŁAMI ENERGII

Leszek Wolski

Instytut Elektrotechniki, Oddział w Gdańsku

Streszczenie. Artykuł prezentuje koncepcję budowy, konstrukcji oraz wyniki testów modelu przetwornicy DC/DC typu Buck-Boost o mocy do 1 kW z wykorzystaniem tranzystorów z węgla krzemu (SiC JFET). Przetwornica zaprojektowana została do współpracy z magazynem energii w postaci superkondensatora w układzie stabilizacji napięcia laboratoryjnego wieloźródłowego systemu odnawialnych źródeł energii (OZE). Małe straty przewodzenia oraz mała energia przełączeń tranzystorów SiC JFET umożliwiły zwiększenie częstotliwości pracy kluczy przetwornicy do 500 kHz. Przeprowadzone badania laboratoryjne modelu potwierdziły wysoką sprawność przetwornicy na poziomie 95%.

Słowa kluczowe: przekształtniki, przetwarzanie energii, przekształtniki impulsowe, sterowanie fazowe, przekształtniki DC-DC, odnawialne źródła energii OZE

HIGH FREQUENCY DC/DC CONVERTER BASED ON SiC TRANSISTORS FOR RES APPLICATION

Abstract. The paper presents the concept of the design, construction and test results of the voltage DC/DC Buck-Boost Converter up to 1 kW with silicon carbide transistors (SiC JFET). The inverter is designed to work with the supercapacitor energy storage bank as voltage stabilization system in multi-source renewable energy sources (RES) laboratory stand. Small conduction losses and low switching energy of SiC JFET transistors make possible to increase the operating frequency of the inverter to 500kHz. Conducted laboratory tests confirmed the high efficiency model of the inverter at 95%.

Keywords: converters, power conversion, pulse inverters, phase control, DC-DC power converters, renewable energy sources RES

Introduction

The paper presents the results of the work related to the development and launch of high frequency DC/DC inverter, using modern silicon carbide (SiC) transistors.

The transistors manufactured using this technology have a significantly better performance than previous solutions based on the silicon. The main advantages are: short switching times, high blocking voltage and low open channel resistance. The low switching losses allow to increase the switching frequency and thereby reduce the dimensions of the entire converter circuit.

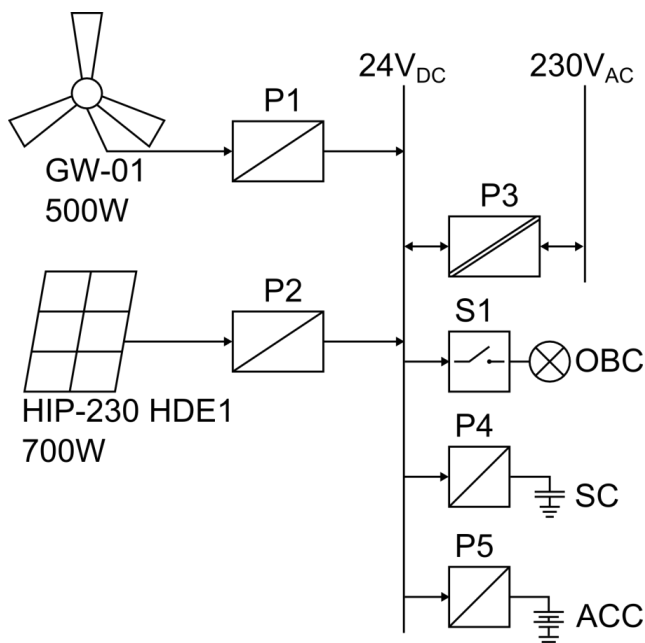


Fig. 1. Micropower RES system with power and energy storage devices

Developed model of the inverter will be tested in the micro system with renewable energy sources as a matching circuit connecting supercapacitor (P4) and battery (P5). The inverter will have the task to stabilize the intermediate circuit voltage at 24 V DC thanks to two-way transmission of energy.

1. Construction of the inverter

The expected input and output parameters of the inverter are presented below:

- input voltage range: 15 to 30 V DC,
- output voltage: 24 V DC,
- nominal power: 1000 W.

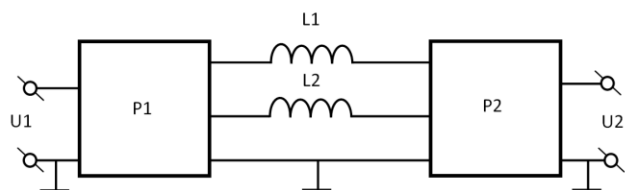


Fig. 2. Structure of the converters system

The device consists of two interdependent systems, constructed of two inverters respectively connected together. The first one is the voltage decreasing inverter, shown in Figure 3a (Buck Converter) and a second one is increasing converter, as shown in Figure 3b (Boost Converter). In addition, to increase the efficiency and output power of the inverter system has been doubled and is connected in parallel with each other as shown in Figure 4.

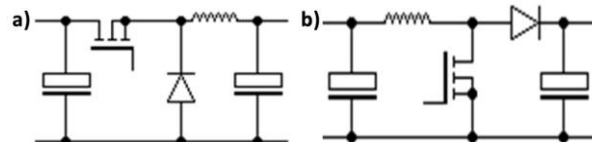


Fig. 3 Converter topology type Buck (a) and Boost (b)

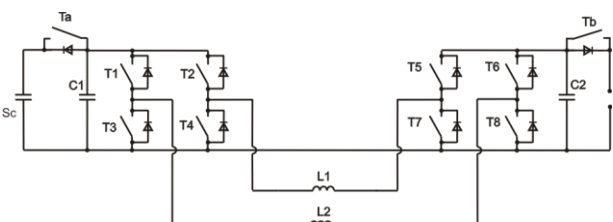


Fig. 4. Part of the energy converter system

The system has been built used IJW120R070T1 power transistors, which are junction field effect transistors JFET built on silicon carbide (SiC) of the NPN type channel. Transistors are switched on when the gate voltage level equals to zero ($V_{GS} = 0 \text{ V}$) and blocked with negative gate voltage ($V_{GS} = -19 \text{ V}$). As a result of this control pattern it was required to build an additional protection system for eg. power outage control systems, because in this case, all the transistors are in the conducting state, leading to a short circuit capacitive loads, thus destroying the power transistors. The use of such transistors was due to the availability of this type of transistors and their drivers on the market.

The protection against damage is shown in Figure 4. Ta and Tb transistors are switched directly from the auxiliary power supply voltage control circuit. In the event of loss of power transistors security will be introduced first in the state to block off the load from the power transistors. Inverters inductance L1 and L2 are 7 μH in each case.

Current measurements were carried out by means of transducers P1 EL-25 ABB.

For measurements of voltages U1 and U2 resistive voltage divider is used.

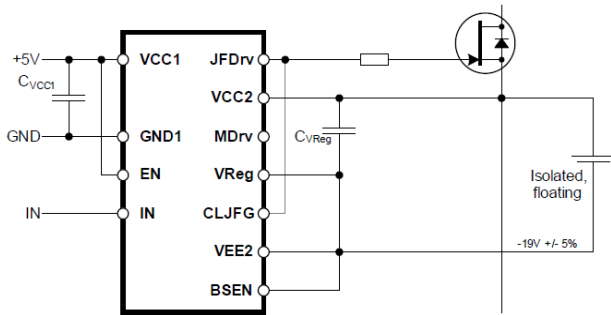


Fig. 5. Work system driver 1EDI30J12CP

To control the power transistors INFINEON company dedicated 1EDI30J12CP drivers have been used in the system as shown in Figure 5. These controllers are characterized by rapid switching transistors and a relatively high current switching $I_{JFDrvH} / L = 4.0 \text{ A}$ JFDrv output and low power consumption $I_{IN} = 30 \mu\text{A}$ at $V_{IN} = 2 \text{ V}$. The driver includes galvanic separation which allows for direct control by the processor without using amplifiers and opto-isolation. Parallel inverter's control is identical with the offset of 180° as shown on Fig. 6. This control allows to maintain continuity of load current, and thus giving better performance of the system.

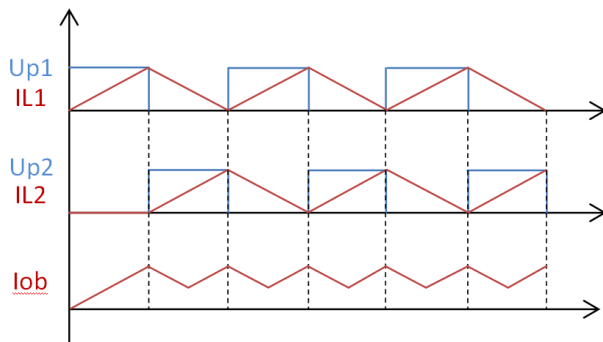


Fig. 6. Currents in the converters

Maximum switching turn-on transistor gate current at $R_G = 4R7$ is $I_{Gon} = U_{max}/R_G = 1.58 \text{ A}$. In contrast, turn-off transistor gate current is $I_{Goff} = 1.92 \text{ A}$.

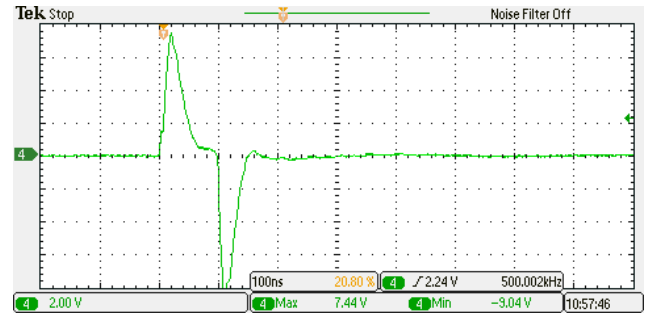


Fig. 7. The course of the gate current on and off the SiC transistor

Due to the possibility of interference introduced by the inverter itself, optional control has been designed using optical fibers. Part of the system is controlled by microprocessor-based processor system TMS320F28335 with programmable ALTERA Cyclone III. PWM signal generation system is realized by a programmable logic device, while the microcontroller creates a supervisory control systems with the regulations. In addition, the work of the control system can be controlled from a PC via USB. Control software for the PC, developed in Gdansk Branch of the Electrotechnical Institute, is equipped with a number of startup and control functions.

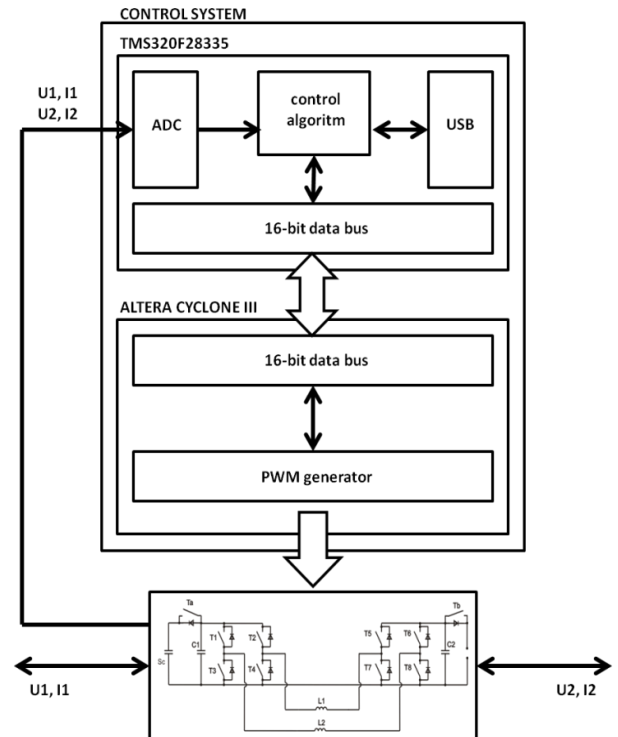


Fig. 8. Microprocessor control unit scheme

2. The simulation results

2.1. Boost converter example simulation waveforms

Boost converter – the duty cycle of transistor $T_{ON} = 39.25 \%$.

Table 1. Simulation parameters of Boost Converter

$V_{in_{min}} = 15.0 \text{ V}$	$V_{in_{max}} = 24.0 \text{ V}$
$V_{in} = 15.0 \text{ V}$	$V_{out} = 24.0 \text{ V}$
$I_{out} = 20.0 \text{ A}$	$freq = 500 \text{ kHz}$
$L = 894.3 \text{ nH}$	$\Delta I_L \text{ for } V_{in_{min}} = 13.17 \text{ A}$

2.2. Buck converter example simulation waveforms

Buck converter – the duty cycle of transistor $T_{ON} = 75.50\%$.

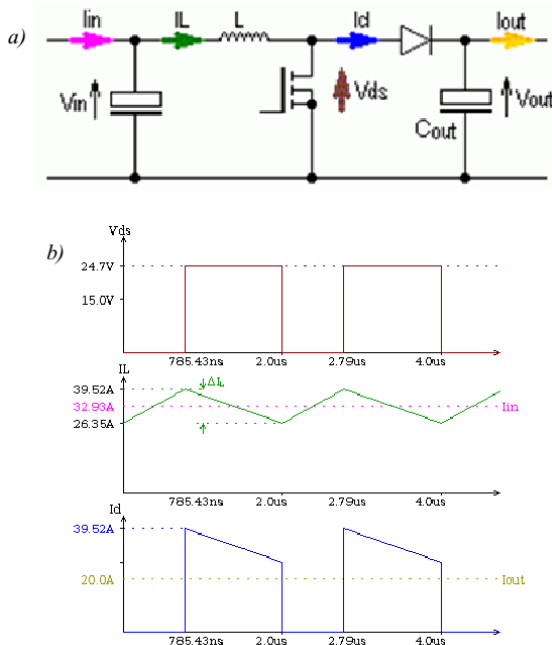


Fig. 9. Diagram (a) and output waveforms (b) of the Boost converter

Table 2. Simulation parameters of Buck Converter

$V_{in_{min}} = 24.0\text{ V}$	$V_{in_{max}} = 32.0\text{ V}$
$V_{in} = 32.0\text{ V}$	$V_{out} = 24.0\text{ V}$
$I_{out} = 10.0\text{ A}$	$freq = 500\text{ kHz}$
$L = 894.3\text{ nH}$	$\Delta I_L \text{ for } V_{in_{min}} = 13.51\text{ A}$

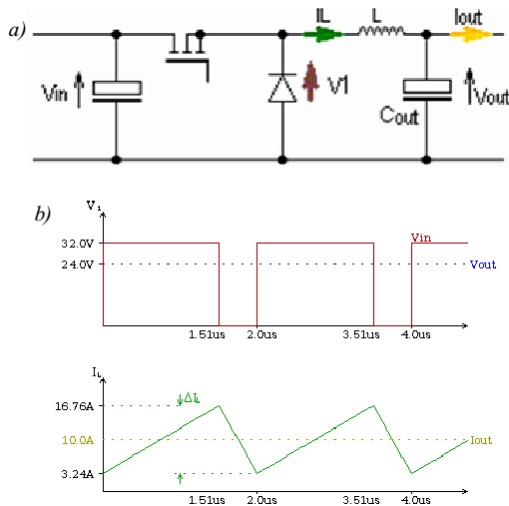


Fig. 10. Diagram (a) and output waveforms (b) of the Buck converter

All active states of inverter for reducing voltage (Buck inverter) and increasing voltage (Boost inverter) for one way energy transfer are presented on Figure 11.

3. The results of experimental studies

Efficiency coefficients has been identified for different pulse widths, to determine the efficiency of the widest possible range of the inverter power. Tests were conducted for duty factor of transistor equal successively 5%, 10%, 20%, 30%, 40%, 50%.

For a demonstration of the inverter's work in an application similar to the target, the tests were made for supercapacitor battery charging. The battery consists of six serial LSUCMH46367 type capacitors with a rated voltage of 2.8 V and capacitance of 3000 F, which gives battery voltage of 16.8 V and capacity of 500 F.

Adjustable current limit was set at 10 A, caused the battery loading time as 600 s.

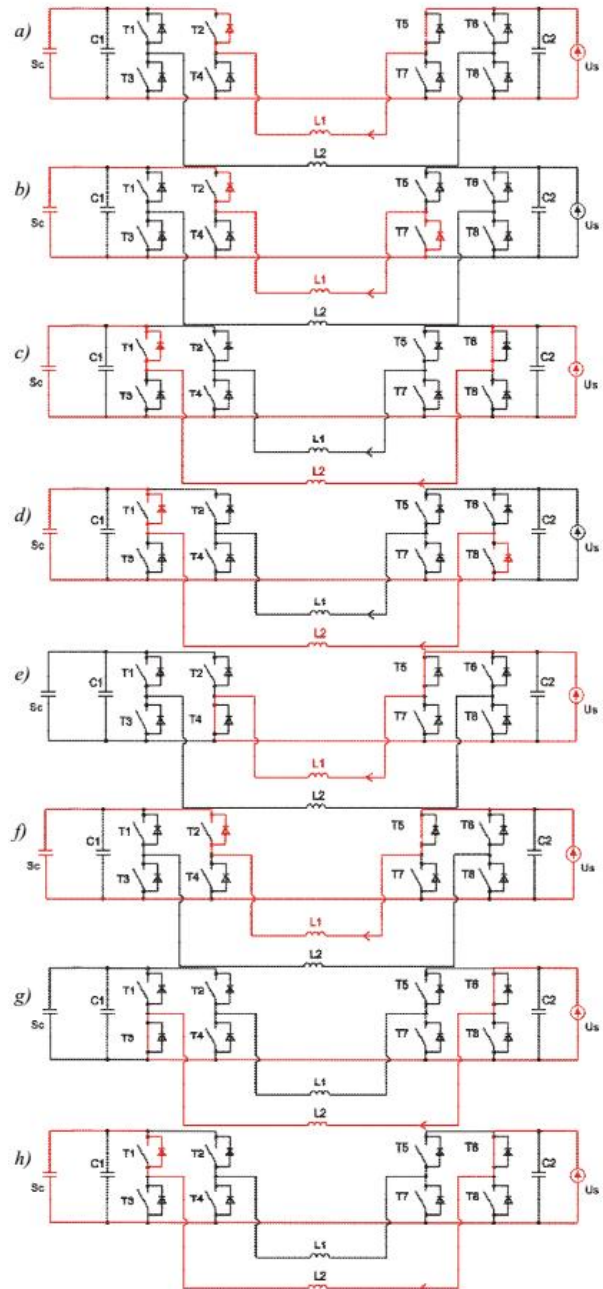


Fig. 11. Active states and current flow for Buck converter: (a) (b) (c) (d) and Boost converter: (e) (f) (g) (h)

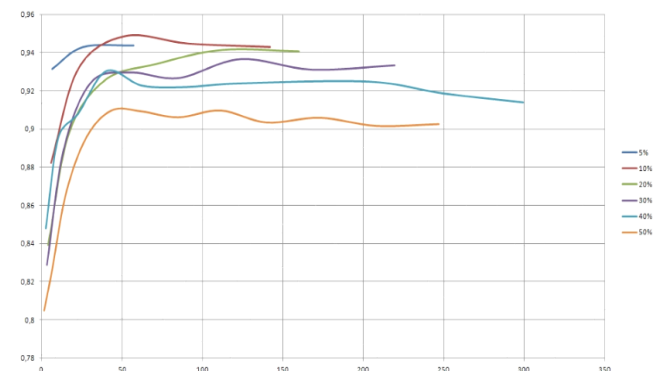


Fig. 12. Selection of the waveform of the inverter efficiency as a function of output power for filling successively 5%, 10%, 20%, 30%, 40%, 50%

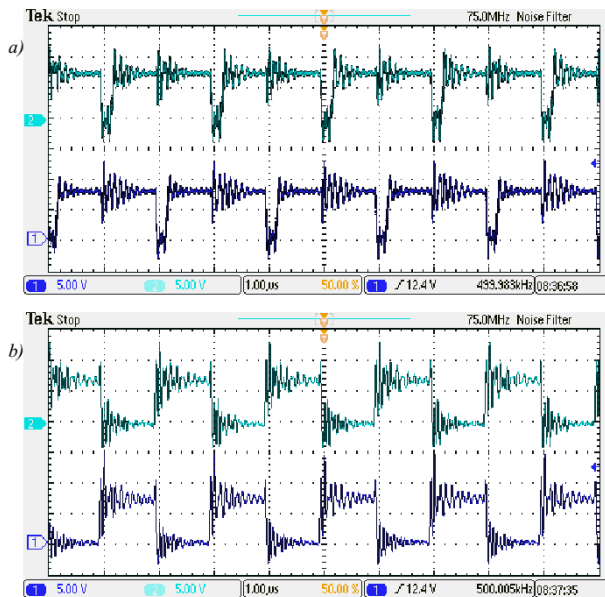


Fig. 13. Voltage transistors T1 and T2 gating while completing 10% (a) and 50% (b)

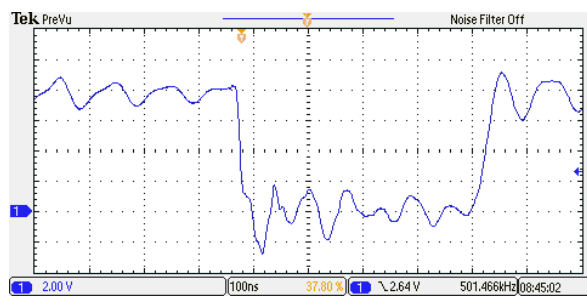


Fig. 14. The voltage across the transistor during the on and off

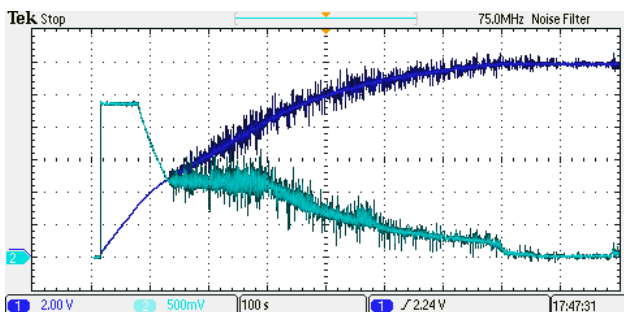


Fig. 15. Voltage output waveform (1) and output current (2) of the inverter, while charging supercapacitor. Scale 1 V – 10 A

4. Remarks and Conclusions

Using the experience concerning transformer inverter with silicon carbide transistors the transformerless inverter model with the function of increasing and decreasing voltage has been developed. The previous structure with SiC transistors operating in bridge circuit, allowed a one-way flow of energy, and reached a stable switching frequency of 700 kHz. Such a high frequency made possible a significant reduction of the inverter size.

The proposed structure, comprising two converters operating in parallel with a phase shift control, provides two-way flow of energy in a wide range of voltages, while maintaining high quality output power and high efficiency. The efficiency of the system over a wide range of voltages reached over 90%, and the best result achieved was 95%. Transistors used in a model system allowed us to achieve switching times of 20 ns for the turn-on, and less than 40 ns for a turn-off. The frequency of operation of the system is currently 500 kHz in each of the parallel converters, which gives the results-frequency operation of the system at 1 MHz.

The study confirmed the correctness of the concept design of the inverter using silicon carbide transistors thus allowing a new experience in the high-frequency switching systems. The proposed structure will enable the development of future commercial DC/DC converters for special applications in the so-called prominent small power plants associated with local renewable energy sources.

References

- [1] Abramik S., Bieniecki S. and others: Opracowanie nr OG/902/RE-162/2014. Energetyka Rozproszona – Generacja, Przetwarzanie i Magazynowanie Energii. Instytut Elektrotechniki, 2014.
- [2] Bieniecki S., Bogusławski P. and others: Opracowanie nr OG/892/RE-162/2013. Energetyka Rozproszona – Generacja, Przetwarzanie i Magazynowanie Energii. Instytut Elektrotechniki, 2013.
- [3] Infineon: SiC- JFET Silicon Carbide- Junction Field Effect Transistor CoolSiC™ 1200 V CoolSiC™ Power Transistor IJW120R070T1 Final Datasheet Rev. 2.0. Infineon, 2013.
- [4] Infineon: 1EDI EiceDRIVER™ Enhanced Single JFET Driver IC Preliminary Datasheet Rev. 1.2. Infineon, 2013

M.Sc. Eng. Leszek Wolski
e-mail: leszek.wolski@iel.gda.pl

Graduate from the Faculty of Electrical and Control Engineering Gdansk University of Technology specializing in processing and use of electricity in 1996. Since 1995 he works in Electrotechnical Institute – Gdansk Branch.
His research interest: designing and programming microprocessor circuit, communication techniques, alternative energy sources, control of power inverters.



otrzymano/received: 14.02.2016

przyjęto do druku/accepted: 01.07.2016

DOI: 10.5604/20830157.1212267

COMPUTER MODELLING OF AUTOMATIC CONTROL PROCESS OF DISTILLATION COLUMN

Volodymyr Drevetskiy, Vasyl Ivanchuk

National University of Water Management and Natural Resources Use, Rivne, Ukraine

Abstract Here the process of distillation in the production of ethanol is considered. Developed a mathematical model of determination and regulation of ratio of distillation column and its impact on concentration and quantitative composition of impurities of outgoing product. Suggested a method of calculation and schematic diagram of ratio automatic control and regulation in order to improve the quality of the final product and to reduce the energy costs.

Keywords: distillation unit, ratio, automatic control system, distillation column, ethanol

KOMPUTEROWA SYMULACJA KOLUMNY DESTYLACYJNEJ Z AUTOMATYCZNYM STEROWANIEM

Streszczenie. W artykule przedstawiono proces destylacji wykorzystywany przy produkcji etanolu. Opracowano model matematyczny określania i regulacji proporcji kolumny destylacyjnej i jego wpływ na stężenia i skład ilościowy zanieczyszczeń produktu końcowego. Zaproponowano sposób obliczania i schemat ideowy stosunku automatycznego sterowania i regulacji w celu poprawy jakości produktu końcowego, przy jednoczesnym zmniejszeniu kosztów energii.

Introduction

Rectification is the process of separating liquid volatile mixtures into components or groups of components (fractions) by multiple bilateral mass and heat transfer between counterflow moving steam and liquid flows. Prerequisite of the rectification process is diverse volatility (vapour pressure) of the individual components.

For many years the most widely used in alcohol production is distillation units of indirect action, consisting of mash, epuration and distillation column with reflux, condensers and auxiliary equipment.

1.1. Analysis of automated control system of distillation process

Distillation unit (DU) is a complex object of technological process management, characterized by considerable energy consumption, complexity of mass transfer processes, instability of technological parameters. The objective of distillation process is to release ethyl alcohol from most impurities, receiving standard alcohol concentration. Simultaneously selected impurities should be maximum concentrated, which increases the output of finished products. In this case, the loss of alcohol and by-products will be minimal. However, modern automated control systems of DU are based on control of indirect indicators such as expenditures of the main material flow, pressure, temperature, which to some extent ensures the stability of the process, but do not allow for a timely response to various technological situations caused by the change of quality characteristics of the main raw material flow, which leads to the loss of energy and quality of output products.

Significant achievements in the field of distillation were obtained in the 60's-80's by scientists such as V.M. Stabnikov, P.S. Tsygankov, V.H. Artyukhov and others. The most promising areas of DU improvement in terms of reducing the cost of the product and complete removal of impurities are the following [10, 17, 23]:

- built-up columns by additional side-bars;
- enter additional columns for the allocation of alcohol by-products and additional cleaning (acceleration, final cleaning column, firming column);
- use of directed extractive distillation (hydroselection);
- work of the column at different pressures and vapour recuperation;
- the use of new types of dephlegmators and condensers;
- use additional purification by adsorbents.

At the present stage automated control systems provide only stabilization of DU set operating modes, and handling of the other tasks assigned to the operators-technologists. In other words it is necessary to improve the existing system of automated control of DU to implement rapid correction functions of defined operation modes of DU. To search for ways of improvement, it is necessary to analyze existing approaches to managing of distillation units implemented on alcohol plants and described in the literature.

Nowadays the task to automate DU can be divided into two main components:

- maintenance of defined parameters of the unit in certain permissible range and adjust those parameters depending on the input values of technological parameters;
- minimizing energy consumption on DU at permissible alcohol regulation loss with secondary products of distillation.

In alcohol plants DU equipped with automation systems based on microprocessor controllers and connected to them through special interfaces of electronic computers (EC). Thus, automated working places (AWP) of operator-technologist of DU are created. Typically, these systems allow, in addition to the organization of the dialogue of machine and person, to record the values of controlled variables in a special database to be able to view them later. AWP operator can work independently or can be combined in industrial networks that allow to combine all microprocessor controllers and AWP operators of all department of alcohol plant, and implement the integration of the level of automated process control systems (APCS) of alcohol plant and the level of automated enterprise control system, which also includes the management of business processes of alcohol production.

Analysis of a typical automation system 3 column DU shows that control of DU is based on indirect indicators: temperatures, pressures and costs of basic material flow. As shows the experience of work of the ACSs, they reliably implement set tasks the condition of consistent quality of material flows. However, control loops almost do not react to changes in quality indicators of material flows DU as measuring values are not sensitive to this type of perturbation. So distillation process control in complex conflict situations is entirely based on intuition and experience of the operator, which is based on the results of subjective observations, analyzes the value of temperature and pressure in control points of the equipment, takes the operational decision to manage the process. But since occasional disturbances constantly effect the operating process, in this case, there is a great delay in circuit regulation on the quality output product. DU operator cannot quickly perceive and process this information flow and make optimal decision to manage the process, and here appears a so-called uncertainty in solving the problem. The operator is obliged to analyze a set informational parameters and make

control decisions, sometimes in conditions of insufficient information and lack of time.

In critical situations the person is not able to cope with the influx of information and often is mistaken in identifying situations that arise. Recognition of the situation at the level of local automation tools, and even microprocessor techniques (in software, which incorporated classical approaches to DU control) is not possible because the necessary analysis system settings as a whole or its specific functionally – related to consolidated parts. This reduces the efficiency and quality of decision-making, making them largely dependent on experience and personal characteristics of the operator.

Basic control algorithms of DU developed in the 50's-70's. Main approaches to automation process are based on distillation works of Mandelshteyn M.L. [11–15, 18, 20], and approaches to automation process of distillation in the chemical industry Anisimov I.V. [2], and others. Mathematical modeling of distillation are described in works of Mandelshteyn M.L., Stabnikov V.N., Nikolaev A.P. [21], Anisimov I.V., Bodrov V.I. [1], Demidenko N.D. [4], Kafarov V.V. [8, 9], Ostapchuk N.V. [16], Zavork I. [3] and others.

Thus, it is clear that a relevant task is the development and implementation of new control algorithms in automation systems of DU for high quality ethanol and minimization of energy costs.

1.2. Research purpose

The purpose this work is to create a mathematical model distillation unit to study the impact ratio of the column on concentration and quantitative composition of the product and the development of automatic control of distillation process.

1.3. Basic materials and results

The objective of the distillation process is to release rectified alcohol from most impurities and to receive standard alcohol concentration. Simultaneously selected impurities should be maximum concentrated, which increases the output of finished products. In this case, the loss of alcohol and by-products will be minimal. Thus, the main indicator of the DU process is given concentration and purity of the output product of the distillation column. The main factor that determines the concentration of pasteurized alcohol is ratio which is regulated by change of steam supply to the dephlegmator. Optimal ratio is determined on the basis of technical and economic calculations [22].

Current tasks on improving the purification of alcohol and methods of structural modeling of distillation process requires detailed knowledge of the behavior of impurities, their distribution and concentration due to the height of the columns. Volatile mash part due to five main components or groups of components:

- ethanol,
- main impurities,
- provisional impurities,
- final and tail impurities.

Main impurities coefficient of distillation is always greater than one and they are easily separated from the water-alcohol mixture and concentrate at the top of the column.

Tail impurities have less volatility than alcohol at any concentration, will be included in the residue.

Provisional impurities have great volatility than alcohol at low concentrations will be removed in stripping profile and be placed down the column. Under these conditions, the provisional impurities will accumulate in the middle of a full column, where their distillation coefficient is equal to one, so below this zone provisional impurities behave as principal, and strive to move up the column; above, they behave like tail and pushed down by more volatile component – ethanol. Provisional impurities are usually

selected from the area of max accumulation, typically, in the second quarter from the bottom of full distillation column. Each provisional impurity has its own max accumulation zone, where the distillation coefficient is equal to one.

Provisional impurities with distillation coefficient equal to one at the concentration of ethanol 70% vol. conventionally called upper, at a lower concentration – lower provisional impurities. Among the upper provisional impurities are isovalerianic and isobutyric ethyl esters, among lower – alcohol fusel oil (excluding isopropanol) ethereal layer. This separation of the provisional impurities conditional, but it provides an opportunity to detail their group concentration zone [19].

The final impurity with low volatility in the area of low alcohol concentrations, and with greater volatility in the area high alcohol concentrations, do not accumulate in the middle of the column, but depending on the alcohol concentration shifts upwards (as the main impurity) or downwards (like a tail). Typical final impurity is methanol.

Knowledge of alcohol and impurities evaporation coefficients enables reasonably approach to creating schemes of distillation units for allocation of alcohol out of mash and clean it from impurities.

To achieve this task with the help of software CHEMCAD was created a model of determination and regulation of ratio of distillation column and its impact on the concentration of impurities and quantitative composition of the output product (figure 1). Studied how ratio of the column changes by regulating the pressure drop in the column, expenses of reflux returns to the column, the initial expenditures of products and unpasteurized alcohol. Established that in obtaining alcohol concentration of 96.2% vol. optimal ratio ranges 3.5 ± 0.5 , if the column is at atmospheric pressure [7].

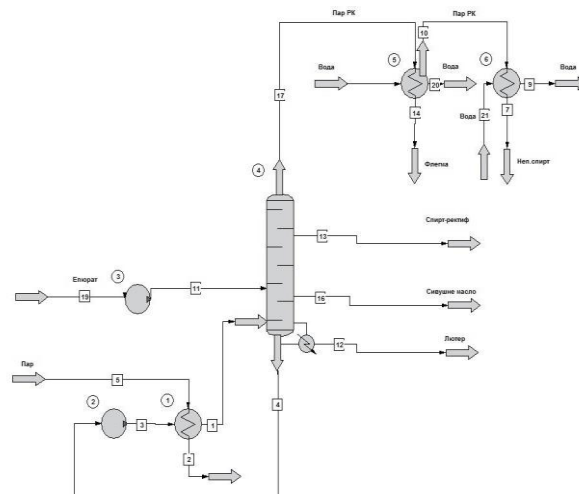


Fig. 1. Definition and regulation model of ratio of distillation column and its impact on the concentration of impurities and quantitative composition of the output product

On figures 2, 3 and 4 shows the concentration of impurities and ethanol on each plate of distillation column at ratio 3.0, 3.5, 4.0, if the column is at atmospheric pressure. Analyzing data graphs, it can be concluded that the limit values of ratio of distillation column the deterioration in the quality of output products is observed, i.e. rectified spirit, reduce of column productivity and increase of expenses of energy carriers required by distillation. Therefore, in order to get rectified spirit of improved quality it is necessary to conduct systematic monitoring of quantitative indicators of impurities of output products at certain stages of distillation and implement automatic stabilization of ratio.

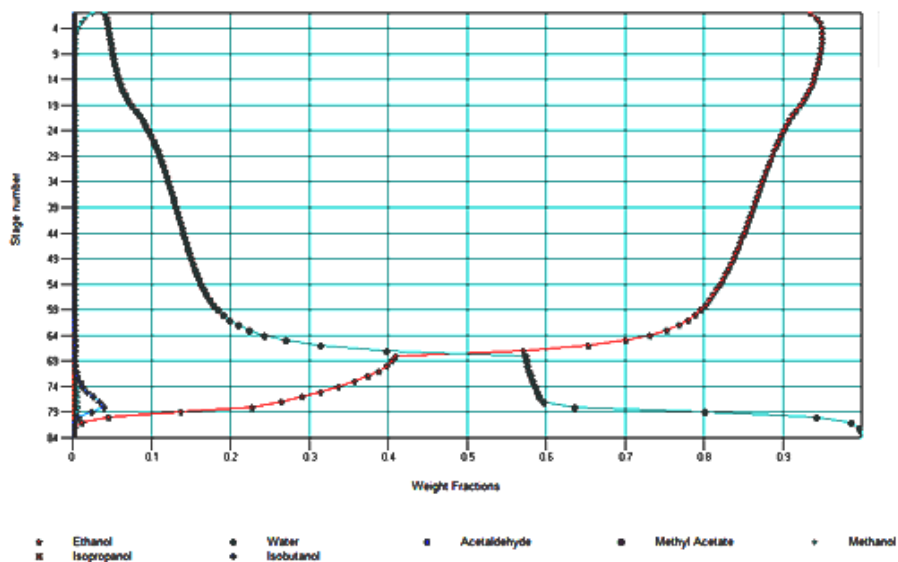


Fig. 2. The concentration of impurities and ethanol on each plate of distillation column at ratio 3.0

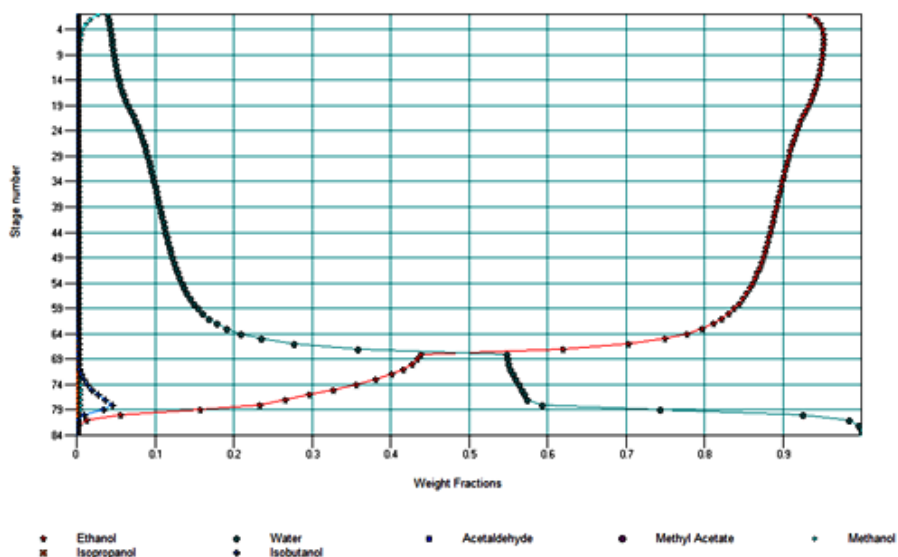


Fig. 3. The concentration of impurities and ethanol on each plate of distillation column at ratio 3.5

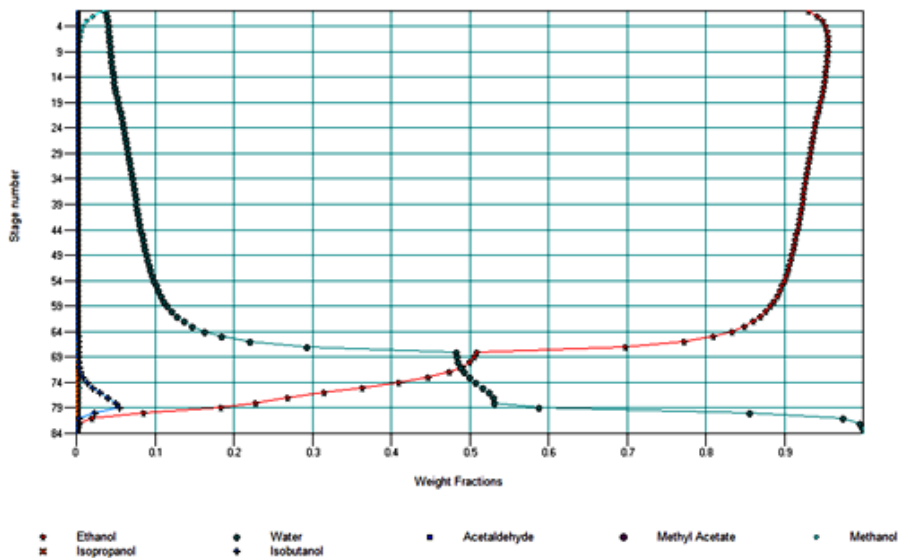


Fig. 4. The concentration of impurities and ethanol on each plate of distillation column at ratio 4.0

It is known that distillation column is complex object of control. Therefore, for the effective flow of technological process distillation it is necessary to design a system of automation that provides adjustment of basic parameters of the column and controls a number of other parameters that calculates controlling influences.

The task of DU automation can be divided into two main components and formulate as the following:

- maintenance of given unit parameters in a particular permissible range and adjust these parameters depending on the input values of technological parameters;
- maintain the balance of material and energy flows.

In order to ensure optimal consumption of energy flows, in addition to stabilizing the main technological parameters of DU, the implementation of automatic calculation and maintenance of optimal ratio value that affects energy expenses are suggested.

Ratio is based on the following parameters: reflux expense supplied to the top of distillation column; reflux strength; alcohol consumption; alcohol strength.

Taking into account these parameters we proposed calculate the ratio of absolute alcohol of reflux to selected distillate. The value of absolute alcohol is calculated by multiplying the cost of strength of, in accordance, reflux and distillate [5].

To solve this problem developed schematic diagram of automatic control distillation unit of indirect action with the main technological flows and means of automatic control and regulation.

Adjusting the ratio carried by stabilizing correlation of expenses of vapour and water considering quantitative indicators of impurities at certain stages of distillation, which helps minimize the energy expenditures [6] and its control will increase the qualitative characteristics of each column

Conclusions

Conducted computer modelling of distillation process enabled to determine the relationship between the main technological parameters, list of controlled, regulated parameters and controlling influences, formulate requirements for automated system of control of technological process. Implementation of the proposed methods of identification, control and stabilization of basic technological parameters of distillation units, including ratio carried by stabilizing correlation of expenses of vapors and water considering quantitative indicators of impurities at certain stages of distillation, which helps minimize the energy expenditures. Therefore, maintaining optimal ratio will improve the quality characteristics of the column.

Proposed solutions included in the project documentation of reconstruction of alcohol production on plant in Belarus, and some technological contours of automatic control, in light of the theoretical calculations tested on alcohol plant in Lithuania.

References

- [1] Anisimov I.V., Bodrov V.I., Pokrovskiy V.B.: Matematicheskoye modelirovaniye i optimizatsiya rektifikatsionnykh ustanovok. Khimiya, Moskva 1975.
- [2] Anisimov I.V.: Avtomaticheskoye regulirovaniye protsessa rektifikatsii. Gostoptekhizdat, Moskva 1961.
- [3] Chermak I., Peterka V., Zavoroka I.: Dinamika reguliruyemykh sistem v teplenergetike i khimii. Mir, Moskva 1972.
- [4] Demidenko N.D.: Modelirovaniye i optimizatsiya teplomasoobmennykh protsessov v khimicheskoy tehnologii. Nauka, Moskva 1991.

- [5] Ivanchuk V.V., Drevets'kyy V.V.: Sposib avtomatichnoho upravlinnya protsesom rektyfikatsiyi. Avt. svid. Ukrainyina No99430, Byul. 11, 2015.
- [6] Ivanchuk V.V.: Avtomatyzovana sistema upravlinnya braho rektyfikatsiyoyu ustanovkoyu nepryamoyi Diyi, Naukovi pratsi NUKHT, Kiev 2013.
- [7] Ivanchuk V.V.: Systema avtomatichnoho keruvannya flehmovoe chyslo rektyfikatsiyoyi kolony, IIRTK-2012, 197–198.
- [8] Kafarov V.V., Dorokhov I.N., Kol'tsova E.M.: Sistemy analiz protsessov khimicheskoy tehnologii: Entropiynyy i variatsionnyy metody neravnovesnoy termodinamiki v zadachakh khimicheskoy tehnologii. Nauka, Moskva 1988.
- [9] Kafarov V.V.: Osnovy massoperedachi. Vyssh. shkola, Moskva 1979.
- [10] Leont'yev V.S.: Tekhnicheskoye perevoorzheniye rektifikatsionnykh otdeleniy spirtovykh zavodov. Proizvodstvo spirta i likerovodochnykh izdeliy 2, 2002, 18–20.
- [11] Mandel'shteyn M.L., Aksel'rod L.A.: Nomogramma dlya optimal'nogo upravleniya rektifikatsionnoy kolonnoy, Fermentnaya i spirtovaya promyshlennost', 6, 1969, 6–10.
- [12] Mandel'shteyn M.L., Satanovskiy V.R., Aksel'rod L.A., Samonova N.A., Motrenko P.I., Rybakov A.P., Mironchuk Y.A.A.: Usovsherstvovannaya sistema avtomaticheskogo regulirovaniya (SAR) v trekhkolonnom bragorektifikatsionnom apparate, Fermentnaya i spirtovaya promyshlennost', 3, 1972, 11–14.
- [13] Mandel'shteyn M.L., Satanovskiy V.R., Gryaznov V.P., Bogdanov YU.P.: Avtomaticheskoye upravleniye yepyratsionnoy kolonnoy, Fermentnaya i spirtovaya promyshlennost'. 6, 1971, 6–8.
- [14] Mandel'shteyn M.L.: Avtomaticheskoye sistemy upravleniya tekhnologicheskimi protsessom bragorektifikatsii. Pishchevaya promyshlennost', Moskva 1975.
- [15] Mandel'shteyn M.L.: Matematicheskaya model' i staticheskoye karakteristiki rektifikatsionnoy kolonny. Fermentnaya i spirtovaya promyshlennost', 1, 1969, 11–16.
- [16] Ostapchuk N.V.: Osnovy matematicheskogo modelirovaniya protsessov pishchevyykh proizvodstv. Vishcha shkola, Kiev 1991.
- [17] Rimareva L.V., Overchenko M.B., Ignatova N.I., Kadiyeva A.T., Shelekhova T.M.: Tekhnologicheskoye aspekty polucheniya vysokokachestvennogo spirta, Proizvodstvo spirta i likerovodochnykh izdeliy, 3, 2002, 16–19.
- [18] Satanovskiy V.R., Mandel'shteyn M.L.: Sistema avtomaticheskogo regulirovaniya brazhnoy kolonny s pereklyucheniyem upravlyayushchikh vozdeystviy. Fermentnaya i spirtovaya promyshlennost', 4, 1971, 8–11.
- [19] Shyyan P.L. Tekhnolohiya spirtu. Podillya-2000, Vinnitsya 2003.
- [20] Stabnikov V.N., Nikolayev A.P., Mandel'shteyn M.L.: Rektifikatsiya v pishchevoy promyshlennosti. Teoriya protsessa, mashiny, intensifikatsiya. Legkaya i pishchevaya promyshlennost', Moskva 1982.
- [21] Stabnikov V.N.: Peregonka i rektifikatsiya etilovogo spirta, Pishchevaya promyshlennost', Moskva 1969.
- [22] Tsyhankov P.S.: Rektifikatsiyni ustanovky spirtovoyi promyslovosti, Lehka i kharchova promyslovist', Moskva 1984.
- [23] Yarmosh V.I.: Problemy i perspektivy spirtovoy otryasli. Proizvodstvo spirta i likerovodochnykh izdeliy, 2, 2002, 4–5.

Prof. Volodymyr Drevetskiy

e-mail: v.v.drevetskiy@nuwm.edu.ua

Vice President of Engineering Academy of Ukraine, Head of Automation, electrical engineering and computer integrated technologies Department (NUWMNRS).

The main scientific direction – development of methods and devices for continuous automatic monitoring of the physical and mechanical parameters of Newtonian and non-Newtonian fluids, as well as the quality of oil products. Author of over 200 scientific papers, including 51 patents, most of which are implemented in production.

M.Sc. Vasyly Ivanchuk

e-mail: v.v.ivanchuk@nuwm.edu.ua

Research engineer of computer system and automation, postgraduate student.

The main scientific direction – automation of process of rectification, designing distributed systems and remote control, software information and measurement systems, the study of quantitative and qualitative characteristics of the product in the distillation.



otrzymano/received: 17.05.2016

przyjęto do druku/accepted: 01.07.2016

IMPROVING OPTICAL FIBER SENSING BY MIMO SIGNAL PROCESSING

Andreas Ahrens¹, André Sandmann¹, Kort Bremer², Bernhard Roth², Steffen Lochmann¹

¹Hochschule Wismar, Philipp-Müller Straße 14, 23966 Wismar, Germany, ²Leibniz University Hannover, Nienburger Strasse 17, 30167 Hannover, Germany

Abstract. Optical fiber sensors have reached a high state of maturity. Besides the high number of sensor groups, multi-mode fiber evanescent field sensors can be found in a lot of applications. Here, the signal source commonly excites many optical modes under steady-state conditions. Perturbations of the fiber then produce leaky modes. Thus, a simple intensity detector measures the degree of perturbation. In some cases also restricted mode launching conditions have been applied. They resulted in higher sensitivity but showed a narrower measurement range. Considering the individual modes as carriers of information we adapted multiple-input multiple-output (MIMO) signal processing which is well studied in the telecommunications community, for improvements on both the sensor sensitivity and its measurement range. In this paper MIMO signal processing is investigated for fiber optic sensor applications. A (2x2) MIMO implementation is realized by using lower-order and higher-order mode groups of a gradient-index multi-mode fiber as separate transmission channels. A micro-bending pressure sensor changes these separate transmission characteristics and introduces additional crosstalk. By observing the layer specific weight-factors of the MIMO system the amount of load applied was determined. Experiments verified a good correlation between the change of the MIMO weight coefficients and the load applied to the sensor and thus verified that MIMO signal processing can beneficially be used for fiber optic sensor applications. The experimental results also verified the superior sensitivity and measurement range when MIMO signal processing is utilized.

Keywords: MIMO, optical fiber sensors

POPRAWA WŁAŚCIWOŚCI CZUJNIKÓW ŚWIATŁOWODOWYCH Z UŻYCIEM PRZETWARZANIA MIMO

Streszczenie. Czujniki światłowodowe osiągnęły wysoki stan dojrzałości technologicznej. Wśród dużej liczby typów czujników, wiele zastosowań znajdują wielomodowe czujniki zanikającego pola. Najczęściej w tych czujnikach źródło promieniowania w stanie ustalonym wzbudza wiele modów. Zaburzenia we włóknie powodują powstanie modów wyciekających. Tak więc, prosty czujnik natężenia mierzy stopień zaburzenia. W pewnych przypadkach zastosowano ograniczenia wzbudzenia modów. Spowodowało to wzrost czułości lecz jednocześnie ograniczyło zakres pomiarowy. W celu poprawienia zarówno czułości, jak i zakresu pomiarowego, zastosowana została dobrze znana w telekomunikacji technika przetwarzania sygnałów MIMO (wiele wejść wiele wyjść) traktująca poszczególne mody jako nośniki informacji. W artykule opisano badania nad zastosowaniem techniki przetwarzania sygnałów MIMO do czujników światłowodowych. Implementacja MIMO (2x2) została zrealizowana poprzez podział modów w gradientowym światłowodzie wielomodowym na grupę wyższego i niższego rzędu i użyciu ich jako dwa osobne kanały transmisyjne. W czujniku mikrozgięciowym nacisk zmienia charakterystyki transmisyjne tych kanałów wprowadzając dodatkowy przesłuch. Poprzez obserwację konkretnych współczynników równań MIMO można wyznaczyć wartość nacisku. Doświadczenia potwierdziły dobrą korelację między zmianami współczynników wagowych MIMO i obciążenia czujnika, a więc potwierdziły, że przetwarzanie sygnału MIMO może być z korzyścią wykorzystywane w czujnikach światłowodowych. Wyniki doświadczalne potwierdziły również doskonałą czułość i zakres pomiarowy przy wykorzystaniu przetwarzania sygnału MIMO.

Słowa kluczowe: MIMO, czujniki światłowodowe

Introduction

Fiber optic sensors have the inherent advantage of being immune to Electromagnetic Interference, small in size, robust, resistance to corrosion, electrically passive and easy to multiplex. To date different concepts of fiber optic sensors have been reported based on e.g. Fiber Bragg Gratings, intensity modulated and interferometric sensors as well as on Brillouin, Raman and Rayleigh scattering. Due to the advantages of fiber optic sensors, they have been already applied successfully to measure the structural health of structures such as bridges, dams, mines or advanced composite materials in aircrafts. Furthermore, they have been used to monitor the load of power transmission lines and temperature as well as pressure in oil and gas wells [4]. Though fiber optic sensors have reached a high state of maturity and their fields of application are wide spread more efficient signal processing procedures are still important. Particularly sensors like the whole group of multi-mode fiber (MMF) evanescent field sensors [3, 10] and MMF surface plasmon sensors [9] have the potential of exploiting the multiple optical fiber modes for sensing. The parallel transmitted optical modes can be associated with spatial division multiplexing (SDM) schemes in the field of telecommunications [1]. Such SDM schemes are currently investigated in order to overcome the capacity limit of common single-mode fibers (SMF) [6]. One approach of SDM utilizes individual transversal modes of MMFs for data transmission. However, due to external perturbations such as bending and elongation of the optical fiber along the optical MMF link and fiber imperfections cross-talk occur between the transversal modes and thus multiple-input-multiple-output (MIMO) signal processing has to be applied at the output in order to recover each orthogonal signal at the input. Placing a perturbation device like a micro-bending sensor in this path not only higher transmission

losses but also strong mode coupling occur depending on the measurand.

Commonly, the transmitted power is distributed over all guided optical modes in steady-state condition, where power changes induced by perturbations in the fiber only affects the power in the higher order mode groups, resulting in a low sensitivity. To counter this effect, only specific mode groups, e.g. high order mode groups, can be excited. However, the mode-selective excitation results in a narrow measurement range. A MIMO approach, combining different mode-selective excitations, is expected to amalgamate a high sensitivity with a wide measurement range.

In this paper MIMO signal processing is experimentally explored for fiber optical sensor applications. The experiments are based on a (2x2) MIMO implementation which has been realized by using lower-order and higher-order mode groups of a gradient-index GI-MMF as separate transmission channels. Mode coupling and therefore crosstalk was obtained between the transmission channels by introducing a defined and repeatable perturbation, i.e. by applying a micro-bender and different forces at a certain position along the optical fiber MIMO link. By observing the weight-function of the MIMO system, the amount of perturbation i.e. the amount of force applied was determined.

1. Optical MIMO

The principle of optical MIMO is based on the activation of different transversal modes or mode groups of MMF's as individual data transmission channels and thus to realize parallel data transmission over a single MMF link. An implementation of a (2x2) optical MIMO is based on the utilization of low-order and high-order mode groups as individual transmission channels. These different mode-groups travel together in a MMF and can be separated at the receiver by using spatial mode filters. A schematic

of the spatial mode filters is illustrated in Fig. 1. The corresponding electrical (2x2) MIMO system model is shown in Fig. 2.

The spatial mode filters have been fabricated by initially coating the end-face of a graded-index MMF with gold and then partly removing the coating again by using Focused Ion Beam milling. The resulting spatial mode filter only allows light of a certain spatial distribution to reach the detector. All other light is reflected back into the fiber. Moreover, the excitation of the different mode-groups can be done through various methods. Besides using Spatial Light Modulators, Long-Period Gratings or Photonic Crystals, the excitation can simply be carried out by a centric or an eccentric splice between a SMF and a MMF. The measurement setup depicted in Fig. 3 shows the testbed with the utilized devices for measuring the system properties of the optical

MIMO channel in form of its specific impulse responses needed for modeling the MIMO data transmission.

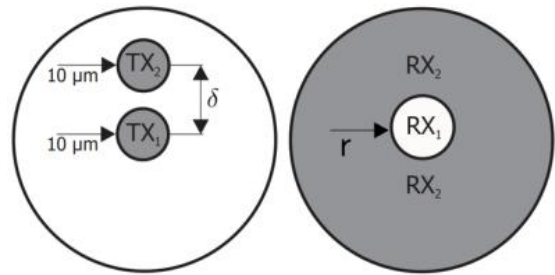


Fig. 1. Forming the optical MIMO channel (left: light launch positions at the transmitter side with a given eccentricity δ , right: spatial configuration at the receiver side as a function of the mask radius r)

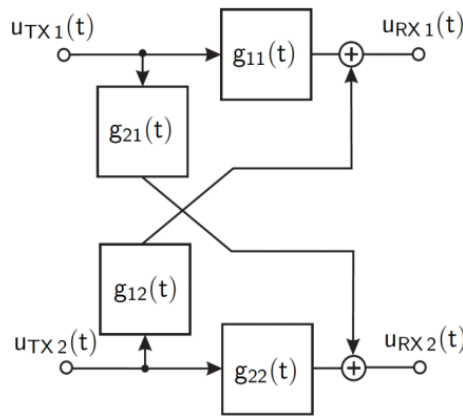


Fig. 2. Electrical (2x2) MIMO system model

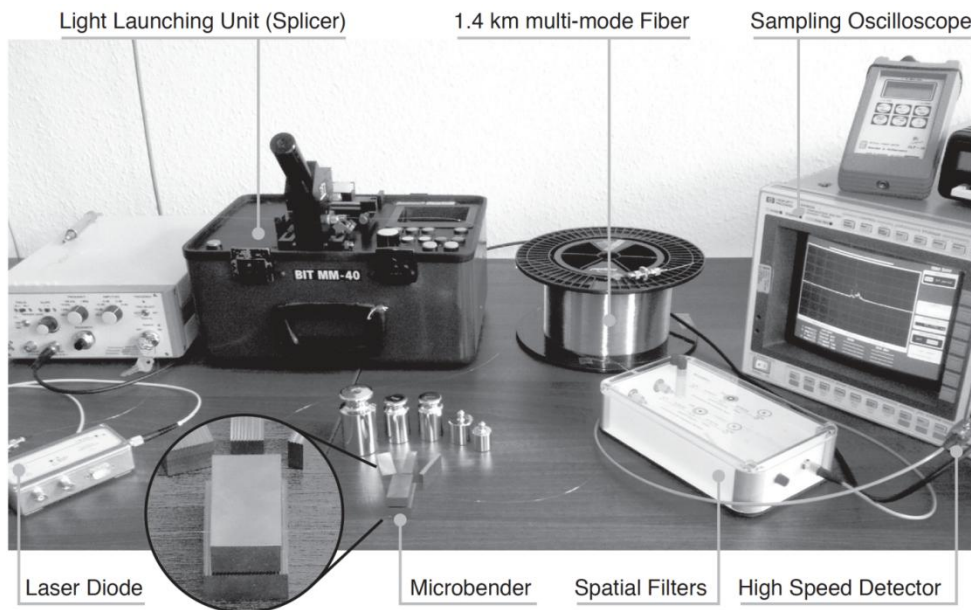


Fig. 3. Measurement setup for determining the MIMO specific impulse responses

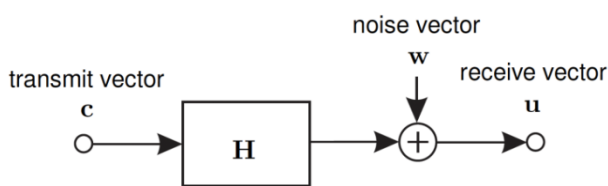


Fig. 4. Transmission system model

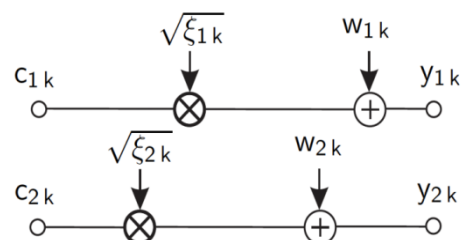


Fig. 5. SVD-based layer-specific transmission model

2. System model

The block diagram of the transmission model is shown in Fig. 4. The block-oriented system for frequency-selective channels is modeled by:

$$\mathbf{u} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{c} + \mathbf{w}, \quad (1)$$

where the transmitted signal vector \mathbf{c} is mapped by the channel matrix \mathbf{H} , containing all the appropriate filtered impulse responses $g(t)$, onto the received vector \mathbf{u} . Finally, the vector of the additive, white Gaussian noise (AWGN) is defined by \mathbf{w} . Details on the transmission model, which has been determined by channel measurements, are given in [5].

In MIMO communication, singular-value decomposition (SVD) has been established as an efficient concept to compensate the interferences between the different data streams transmitted over a time-dispersive channel: SVD is able to transfer the whole system into independent, non-interfering layers exhibiting unequal gains per layer as highlighted in Fig. 5. The first approach analyzes the changes in the first non-zero singular value of the channel matrix \mathbf{H} , i.e. $\sqrt{\xi_{1,1}}$, in dependency on the measurand. Principally, all singular values can be utilized. The described MIMO model can be used for modulated signals, e.g. a pulse, as well as for continuous wave (CW) signals.

By applying the MIMO concept to optical fiber sensors based on intensity measurements several advantages can be achieved. In standard measurement conditions with full mode excitation mainly the higher order modes disappear due-to perturbations leading to relatively small, i.e. less sensitive power changes in comparison to the main power carried by the other modes. Thus, exciting only individual modes or mode groups results in a much higher sensor sensitivity, e.g. three to six times as shown in [2]. However, the measuring range of the sensor is also reduced since no optical power is left after the disappearance of the information carrying individual mode. Now, MIMO processing has the potential capacity of making use of all the individually launched modes which are transformed from lower to higher order modes in correlation with the disturbance. Thus both a higher sensitivity and a wider measuring range are achieved.

3. Experimental Set-Up

The experimental set-up shown in Fig. 3 was established in order to investigate whether MIMO signal processing in combination with mode-group multiplexing of a GI-MMF can be

applied for optical fiber sensor applications. As illustrated in Fig. 6 the experimental set-up consists of a laser-diode (LD) operating at a wavelength of 1326 nm, 1 m of single-mode fiber (SMF) followed by a micro-bender (MB) using a 2 m GI-MMF, a coil of GI-MMF with a length of 1400 m, a 40 GHz detector (Det), a 50 GHz digital sampling oscilloscope (DSO), a pulse generator (PS) (Picosecond Diode Laser System), a position controller (PC) as well as a spatial mode (MF) filter in front of the detector.

The PC was realized by using the positioning unit of a fusion splicer (BIT MM-40) and was applied in order to excite different mode-groups by changing the off-set position (usually to 10 μm) of the SMF relative to the center of the GI-MMF. The MF only allows light of a certain spatial distribution, i.e. light only from the lower-order or higher-order mode-groups, to reach the detector. The positions of the SMF relative to the center of the MMF core to excite the lower respective higher-order mode groups and the layouts of the two different MF are shown in Fig. 1. The MB has been realized by two opposite metal plates with corrugated surfaces. Both metal plates are separated by the GI-MMF and the periodic perturbations of the two metal plates are facing each other. Therefore, depending on the applied force, micro-bends are introduced into the GI-MMF and thus light is coupled between the mode-groups of the GI-MMF. For the experiments two MB units with five and ten teeth have been utilized, respectively. The pitch of the periodic perturbations is 1 mm which ensures optimum mode coupling [8]. The force applied to the MB was adjusted by using high-precision weights. Using this high bandwidth measurement setup, changes in the modal structure in dependency of the measurand can be determined. A simplified set-up for a practical scenario has also been tested by just measuring the receive power with an optical power meter and transmitting CW light, replacing the pulse generator and the digital sampling oscilloscope.

The measurement setup has been deliberately chosen such that the modal excitation and the filtering of the different modes are conducted sequentially in order to eliminate the influence of mode multiplexing and demultiplexing. For practical set-ups with parallel transmission of different modes, a variety of components for mode coupling and splitting are available, e.g. fusion coupler (see Fig. 7) [7]. Figure 8 exemplarily shows how the LP_{01} mode and a high order principal mode group is multiplexed with a specific fusion coupler into a GI-MMF.

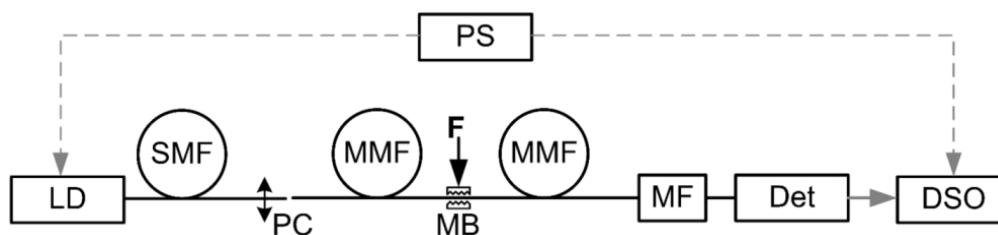


Fig. 6. Experimental set-up in order to demonstrate that MIMO can be applied for optical fiber sensor applications as well

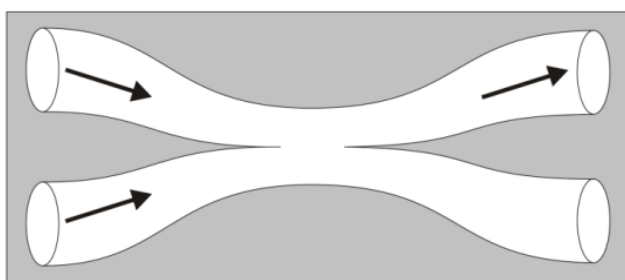


Fig. 7. Mode combining principle in a fusion coupler

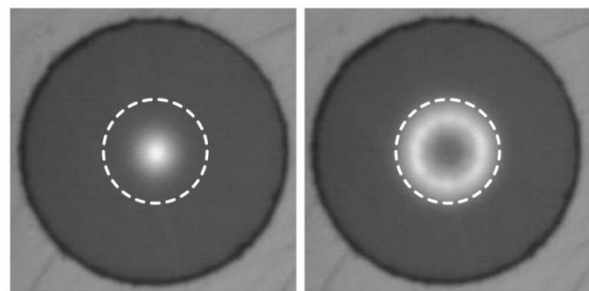


Fig. 8. Measured mean power distribution pattern when using a fusion coupler (left: centric mode excitation; right: eccentric mode excitation); the dotted line represents the 50 μm core size

4. Results

The numerical analysis targets at the correlation of the layer-specific weighting factors with the measurand. Each MB unit has been loaded with different weights and the impulse responses have been measured subsequently [5]. In Fig. 9 and 10 the measured impulse responses are illustrated for a MB unit with ten teeth and 0 gram and 400 gram load, respectively. As illustrated in both figures the peak heights which represent the power carried by individual principal modes are changing due to the applied load. Therefore, the crosstalk and the losses in higher order mode groups are increased, which changes the channel matrix coefficients and hence results in changes of the singular values. Table 1 illustrates the dependence of the MIMO layer-specific weighting factor $\sqrt{\xi_{11}}$ to the different loads for the two MB units. Thus a high correlation between an optical fiber sensor measurand and MIMO processed data has been confirmed to our knowledge for the first time. The results in Table 1 also reveal a high sensitivity of the five teeth MB unit. The stronger response of this unit can be explained by the

higher pressure applied to the GI-MMF. As the surface area of the five teeth MB unit is smaller a higher local pressure is obtained for similar loads.

The described MIMO approach has been compared in terms of sensitivity to conventional approaches for pressure sensing. The first approach uses a launch fiber and a mode mixer to generate a steady-state modal distribution. At this point the micro bender as the sensor element is applied onto the GI fiber and the receive power in dependency of the measurand is quantified. A steady-state excitation guarantees a wide measuring range, but the sensitivity is low as shown by the results depicted in Fig. 11. A mode-selective excitation, realized by launching light from a SMF into a MMF with a certain eccentricity δ as shown in Fig. 1, significantly increases the sensitivity in trade-off for a narrow measuring range. In these results, an eccentricity of 15 μm is used. The MIMO approach, launching with 5 and 15 μm eccentricity, combines the advantage of the steady-state and mode-selective excitation approach, resulting in a high sensitivity over a wide measuring range as shown by the results.

Table 1. Sensor dependent changes in the layer-specific weighting factors (launching with eccentricities of $\delta = 5$ and 15 μm)

Sensor/weight in g	0	100	200	300	400	500	600	700	800	900
5 teeth	0,56	0,51	0,41	0,23	0,09	-	-	-	-	-
10 teeth	0,50	0,49	0,48	0,45	0,42	0,39	0,36	0,33	0,29	0,24

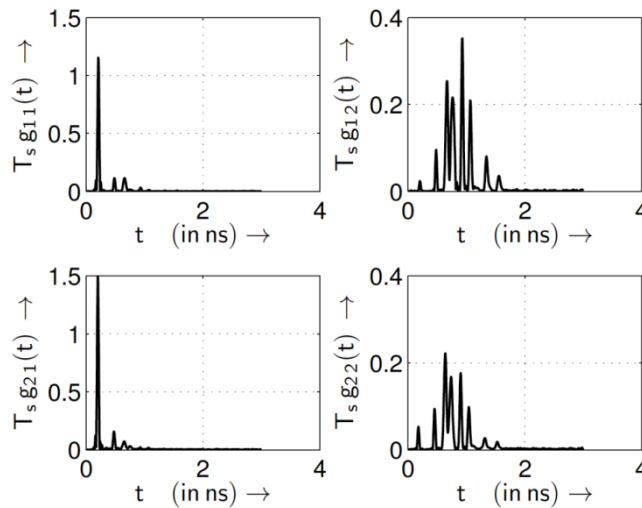


Fig. 9. Measured electrical MIMO impulse responses with respect to the pulse frequency $f_T = \frac{1}{T_s} = 5.12$ GHz at 1326 nm operating wavelength with 0 gram load

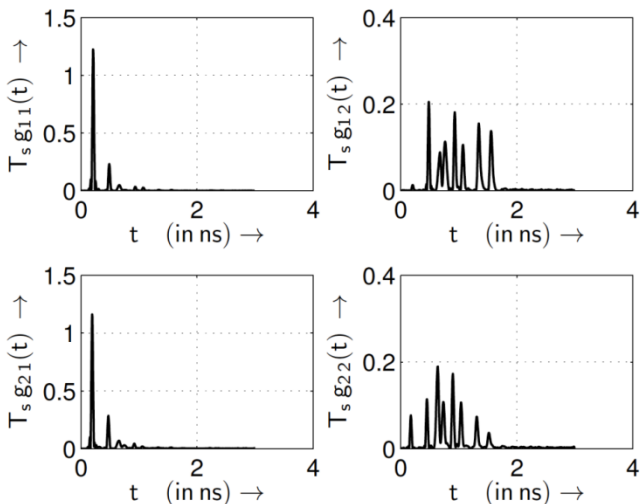


Fig. 10. Measured electrical MIMO impulse responses with respect to the pulse frequency $f_T = \frac{1}{T_s} = 5.12$ GHz at 1326 nm operating wavelength with 400 gram load

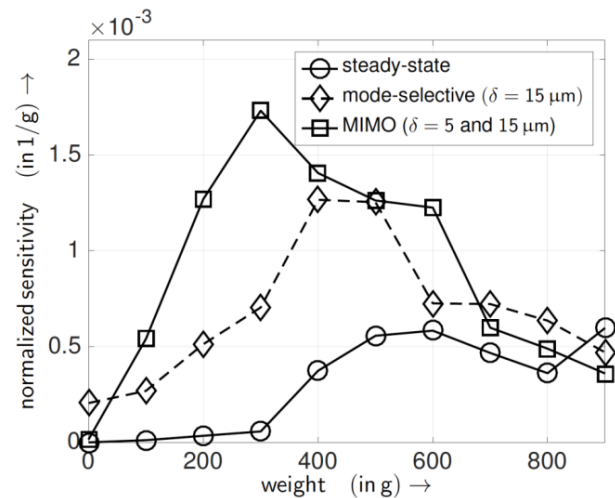


Fig. 11. Sensor sensitivity with respect to different launching and processing conditions using the 10 teeth micro-bender

5. Conclusions

In this paper MIMO signal processing has been successfully investigated experimentally for fiber optic sensor applications. A (2x2) optical MIMO configuration has been realized by using lower-order and higher-order mode groups of a GI-MMF. Mode coupling producing crosstalk between the MIMO specific layers has been introduced by applying a MB sensor unit. The crosstalk was controlled by changing the number of teeth of the MB and applying different weights. The sensitivity to the measurand can be adjusted by the number of teeth of the respective MB sensor unit. A high correlation between an optical fiber sensor measurand and MIMO processed data has been confirmed with this work. In addition, it has been shown that the MIMO approach combines a high sensitivity with a wide measurement range compared to a pure steady-state or mode selective excitation.

Although the focus in this paper is on a (2x2) MIMO processing scheme, a further increase of the sensor measurement range and sensitivity can be expected by upscaling the size of the MIMO system.

References

- [1] Arik S., Kahn J.M., Ho K.P.: MIMO Signal Processing for Mode-Division Multiplexing. *IEEE Signal Processing Magazine* 25(2014).
- [2] Donlagic D.: Microbend sensor structure for use in distributed and quasidistributed Sensor Systems based on selective launching and filtering of the Modes in Graded Index Multimode Fiber. *Journal of Lightwave Technology* 17(10)/1999, 1856–1868.
- [3] Leung A., Shankar P., Mutharasan R.: A review of fiber-optic biosensors. *Sensors and Actuators B* 125/2007, 688–703.
- [4] Leung C.K.Y.: Optical Fiber Sensors for Civil Engineering Applications. *Materials and Structures* 48(4)/2015, 871–906.
- [5] Pankow J., Aust S., Lochmann S., Ahrens A.: Modulation-Mode Assignment in SVD-assisted Optical S. MIMO Multimode Fiber Links. 15th International Conference on Optical Network Design and Modeling (ONDM), Bologna 8–10 February 2011.
- [6] Richardson D.J., Fini J.M., Nelson L.E.: Space Division Multiplexing in Optical Fibres. *Nature Photonics* 7/2013, 354–362.
- [7] Sandmann A., Ahrens A., Lochmann S.: Experimental Description of Multimode MIMO Channels utilizing Optical Couplers. ITG- Fachbericht 248: Photonische Netze. Leipzig, VDE VERLAG GMBH, 05–06 May 2014, 125–130.
- [8] Su L., Chiang K.S., Lu C.: Microbend-induced mode coupling in a graded-index multimode fiber. *Applied Optics* 44(34)/2005, 7394–7402.
- [9] Zamarreno C.R., Hernaez M., Matias I., Arregui F.: Optical fiber sensors based on indium tin oxide surface plasmon resonance supporting coatings. *Proc. OFS-20. Edinburgh, SPIE* 75503, 2009.
- [10] Zhuang X., Li P., Yao J.: A Novel Approach to Evaluate the Sensitivities of the Optical Evanescent Field Sensors. *Fiber Optic Sensors, Dr Moh. Yasin (Ed.) InTech*, 2012.

Prof. Andreas Ahrens

e-mail: andreas.ahrens@hs-wismar.de

Andreas Ahrens received the Dipl.-Ing. degree in electrical engineering from the University of Rostock in 1996. From 1996 to 2008, he was with the Institute of Communications Engineering of the University of Rostock, from which he received the Dr.-Ing. and Dr.-Ing. habilitas degree in 2000 and 2003, respectively. In 2008, he became a Professor for Signal and System theory at the Hochschule Wismar, University of Technology, Business and Design, Germany. His main field of interest includes error correcting codes, multiple-input multiple-output systems and iterative detection for both wireline and wireless communication.



B.Eng. André Sandmann

e-mail: a.sandmann@stud.hs-wismar.de

André Sandmann received the B.Eng. degree in information and electrical engineering from the Hochschule Wismar, University of Technology, Business and Design, Germany, in 2014. Currently he is pursuing the M.Eng. degree. Since 2013 he is working as a student researcher within the Communications Signal Processing Group. His research interests are MIMO communications systems, fiber-optic communication and signal processing.



Ph.D. Kort Bremer

e-mail: kort.bremer@hot.uni-hannover.de

Kort Bremer graduated at the Hochschule Wismar, Germany in electrical engineering and received a Ph.D. from the University of Limerick, Ireland. Currently he is working at the Hannover Centre for Optical Technologies (HOT) and his research interests include optical fibre sensors and photonic devices.



Prof. Dr. habil. Bernhard Roth

e-mail: bernhard.roth@hot.uni-hannover.de

Bernhard Roth graduated from the University of Bielefeld and obtained his Ph.D. in atomic and particle physics in 2001. From 2002–2007 he was research group leader at the University of Duesseldorf and obtained his state doctorate (Habilitation) in experimental quantum optics in 2007. Since 2012 he is scientific and managing director of the Hanover Centre for Optical Technologies (HOT) and since 2014 professor of physics at the Leibniz University Hanover. His scientific activities include applied and fundamental research in laser development and spectroscopy, polymer optical sensing as well as optical technology for illumination, information technology and the life sciences.



Prof. Dr.-Ing. habil. Steffen Lochmann

e-mail: steffen.lochmann@hs-wismar.de

Steffen Lochmann graduated at the Technical University of Dresden, Germany with a major on electronics technology in 1981 and he received a Ph.D. from Humboldt University of Berlin, Germany in 1984, where he worked on passive optical fibre Components. In 1993, he also received the Dr.-Ing. habilitas degree from the Humboldt-University of Berlin. Since 1997 he has been a full professor at the Hochschule Wismar, Germany. His current research includes optical fibre sensors and networks, code division multiplexing and optical MIMO technologies.



otrzymano/received: 14.06.2016

przyjęto do druku/accepted: 01.07.2016

DOI: 10.5604/20830157.1212269

WPLYW ROZKŁADU TEMPERATURY W REAKTORZE DO SYNTEZY CVD NANOZASOBNIKÓW WĘGLOWYCH NA PROCES SYNTEZY

Łukasz Pietrzak, Łukasz Wąs, Marcin Wyczechowski

Politechnika Łódzka, Wydział Elektrotechniki, Elektroniki, Informatyki i Automatyki, Instytut Mechatroniki i Systemów Informatycznych

Streszczenie. Nanorurki węglowe są materiałem o doskonałych właściwościach, przez co możliwości zastosowania są bardzo szerokie, na przykład w procesie termoablacji komórek nowotworowych po wypełnieniu materiałem ferromagnetycznym. W opisywanym artykule przedstawiona została metoda syntezy nanorurek umożliwiająca uzyskanie jednorodnych nanozasobników Fe-MWCNTs o wysokiej czystości, wypełnionych żelazem. Jednym z najważniejszych parametrów syntezy jest temperatura, która została wybrana do oceny opisywanego procesu. W artykule przedstawiono również wyniki badań materiału pochodzącego z syntezy.

Słowa kluczowe: nanorurki węglowe, synteza, materiały ferromagnetyczne, nanomateriały, metoda elementu skończonego

TEMPERATURE DISTRIBUTION INSIDE CVD REACTOR AND ITS INFLUENCE AT CARBON NANOCONTAINERS SYNTHESIS PROCESS

Abstract. Carbon nanotubes has tremendous properties, therefore possible application range is very wide, e.g. in hyperthermia process (after ferromagnetic material filling). This article presents iron filled multi-walled carbon nanotubes (Fe-MWCNTs) synthesis technique leading to production of high purity, high iron content nanocounters. One of the most important synthesis parameters is temperature and it has been chosen as a main estimation of process efficiency. Also characterization of obtained material is presented.

Keywords: carbon nanotubes, synthesis, ferromagnetic materials, nanomaterials, finite element method

1. Wstęp

Od chwili odkrycia przez Iijimę w 1991 roku [5] nanorurki węglowe budzą zainteresowanie wielu grup badawczych na całym świecie. Powodem są właściwości nanorurek węglowych – elektryczne [1], mechaniczne [3], wysoka stabilność temperaturowa [7] i odporność chemiczna. Stwarzają one możliwości zastosowania nanorurek węglowych w wielu obszarach przemysłu – w elektronice, w przemyśle tekstylnym, jako elementy superkondensatorów, emitory polowe [4, 5], w przemyśle tekstylnym, wypełniacz w przewodzących kompozytach polimerowych [2]. Ze względu na swoje właściwości możliwe są także zastosowania nanorurek węglowych w zakresie biomedycyny – jako nośniki leków, czy w procesie hipertermalnego niszczenia komórek nowotworowych. Zastosowanie nanorurek węglowych uwarunkowane jest koniecznością opracowania wydajnego procesu syntezy umożliwiającego uzyskanie materiału o określonych, pożądanych właściwościach. Ze względu na strukturę wyróżnia się dwa rodzaje nanorurek węglowych – nanorurki wielościenne (*Multi-walled Carbon Nanotubes* – MWCNTs) oraz nanorurki jednościenne (*Single-walled Carbon Nanotubes* – SWCNTs). W chwili obecnej najpopularniejszymi metodami syntezy nanorurek węglowych są synteza elektrołukowa (*Arc Discharge* – AD), ablacja laserowa (*Laser Ablation* – LA) oraz chemiczne osadzanie z fazy gazowej (*Chemical Vapour Deposition* – CVD) [6]. W przypadku opisywanych eksperymentów zastosowano katalityczno – chemiczne osadzanie z fazy gazowej CCVD z ciągłym podawaniem katalizatora w formie roztworu.

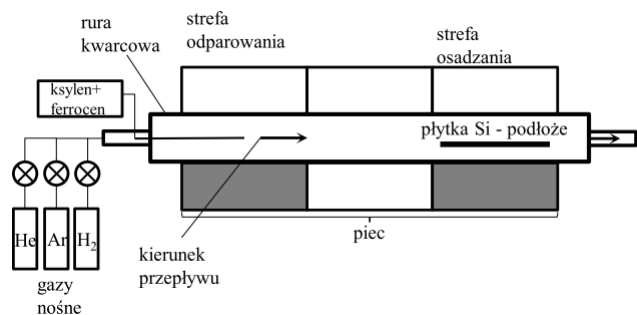
Z tego względu w literaturze proces nazywany jest LSCVD (*Liquid Source Chemical Vapor Deposition*) [8]. W przypadku Fe-MWCNTs, wypełnionych materiałem ferromagnetycznym, wybór możliwych katalizatorów jest ograniczony do związków metaloorganicznych o wzorze ogólnym Me-(C₅H₅)₂ gdzie Me oznacza jeden z metali grupy przejściowej. Ważna jest także cytotoxyczność otrzymanego materiału. Z tego powodu katalizatorem w opisywanym procesie jest ferrocen Fe(C₅H₅)₂ podawany w formie roztworu z ksylenem, stanowiącym oprócz ferrocenu dodatkowe źródło węgla dla wzrostu nanorurek węglowych. Wybór metody podyktowany jest możliwością sterowania przebiegu procesu syntezy poprzez zmianę parametrów – szybkości dozowania katalizatora, temperatury zarówno w strefie odparowania roztworu katalizatora jak i w strefie osadzania

nanorurek węglowych, szybkości przepływu gazów nośnych oraz czasu syntezy. Właściwy dobór parametrów umożliwia uzyskanie nanorurek węglowych usytuowanych prostopadle do podłoża. Synteza CCVD z katalizatorem podawanym w sposób ciągły umożliwia także wytwarzanie Fe-MWCNTs w sposób ciągły, w przeciwieństwie do metody syntezy polegającej na sublimacji katalizatora, co umożliwia uzyskanie dużych ilości materiału w czasie trwania pojedynczej syntezy.

Celem opisywanych w niniejszym artykule eksperymentów był odpowiedni wybór temperatury odparowania roztworu ferrocenu i szybkości jego dozowania oraz szybkości gazów nośnych a w następnej kolejności ustalenie temperatury w strefie osadzania umożliwiającej wytworzenie jak największej ilości nanorurek węglowych (najwyższego „lasu” nanorurek) z żelazem enkapsulowanym wewnątrz nanorurek. Enkapsulacja jest warunkiem koniecznym w przypadku zastosowania syntetyzowanych Fe-MWCNTs w procesie hipertermii, co wynika z konieczności dokładnego zlokalizowania materiału ferromagnetycznego jedynie w obrębie tkanki nowotworowej oraz dokładnego grzania miejscowego. Warunkiem selektywnej termoablacji komórek nowotworowych jest także funkcjonalizacja powierzchni Fe-MWCNTs, co wiąże się z usunięciem zgromadzonych na powierzchni nanorurek nanocząstek żelaza i w konsekwencji obniżeniem efektywności nagrzewania. Ważnym aspektem wyboru temperatury jest uzyskanie materiału o możliwie niskiej zawartości zanieczyszczeń w postaci węgla amorficznego.

2. Metodologia badań

Wielościenne nanorurki węglowe wypełnione żelazem syntezowano metodą katalityczno-chemicznego osadzania z fazy gazowej CCVD. Aparatem wykorzystanym w procesie syntezy był trzy strefowy piec, umożliwiający niezależną kontrolę temperatury każdej ze stref. Wewnątrz pieca umieszczono rurę kwarcową, wewnątrz której (w strefie osadzania) podłoże krzemowe, pokryte nanometrową warstwą SiO₂. Rura spełnia funkcję reaktora, w którym zachodzi proces syntezy Fe-MWCNTs. Układ wyposażony jest także w system doprowadzający gazy nośne – Ar oraz H₂, wyposażony w zawory dozujące i przepływomierze oraz precyzyjny układ dozujący katalizatora – pompa Medima S2. Schemat układu przedstawiony jest na rysunku 1.



Rys. 1. Schemat układu do syntezy Fe-MWCNTs

Każdy z eksperymentów realizowany był według następującego schematu:

- umieszczenie rury wewnątrz pieca i umieszczenie podłoża krzemowego w strefie syntezy,
- usunięcie powietrza z wnętrza reaktora poprzez podawanie mieszaniny argonu i helu w czasie 10 minut, przepływających z szybkością 1 SLPM (Standard Liter Per Minute, 1 SLPM = 1,68875 Pa·m³/s) każdy, połączone z rozgrzewaniem stref pieca do zadanych temperatur (odpowiednio w strefie odparowania – 175 lub 300°C, w zależności od wybranych warunków eksperymentu oraz 750, 800, 850°C w strefie osadzania),
- stabilizacja temperatur w strefach z tolerancją ±2°C,
- odcięcie dopływu helu oraz zmniejszenie przepływu argonu do 0,5 SLPM,
- podawanie wodoru z szybkością 0,08 SLP,
- dozowanie roztworu ksylen/ferrocen (stężenie 0,02 g/l) z szybkością 9,5 ml/min przez określony czas (1,5 h),
- odcięcie dopływu wodoru,
- wychładzanie pieca do temperatury pokojowej z jednoczesnym zachowaniem przepływu argonu,
- zakończenie procesu – odcięcie dopływu argonu oraz usunięcie waferów krzemowych z reaktora,
- pobranie (mechaniczne usuwanie depozytu nanorurkowego ze ścian reaktora).

Do przygotowania roztworu wykorzystany został ksylen cz. d. a. firmy Chempur oraz ferrocen firmy Sigma-Aldrich. Do badań topografii próbek (oraz usytuowania związków żelaza obecnego w Fe-MWCNT) materiału pochodzącego z syntezy wykorzystano mikroskopy elektronowe – skaningowy mikroskop elektronowy (SEM) Quanta FEI 200F oraz transmisyjny mikroskop elektronowy (TEM) Tesla BS 512 z kamerą YAG. W celu określenia zawartości związków żelaza w materiale z syntezy oraz czystości otrzymanego materiału zastosowano termogravimetrię (TGA) – analizator termogravimetryczny TA Instruments 2950 TGA HR; analiza w powietrzu z szybkością grzania 10°C/min. Przygotowanie materiału do badań TEM polegało na dyspersji uzyskanego materiału w rozpuszczalniku organicznym (dichloroetan cz.d.a firmy Chempur), przy wykorzystaniu łaźni ultradźwiękowej a następnie naniesieniu na siatkę metalową. W przypadku pozostałych opisywanych technik, badany materiał pochodził bezpośrednio z procesu syntezy. Do wykonania analizy rozkładu temperatury wewnątrz reaktora posłużono się metodą elementu skończonego – program FEMM 4.2. W przypadku FEMM, posłużono się przybliżeniem mającym na celu określenie rozkładu temperatury dla przypadku statycznego, opartego na określonej przewodności cieplnej zastosowanych materiałów oraz założeniu stałej temperatury grzałek w każdej ze stref pieca.

W celu ustalenia optymalnych warunków syntezy w strefie odparowania oraz szybkości dozowania roztworu katalizatora i przepływu gazów nośnych wykonano wstępne badania, które zestawiono w tabeli 1.

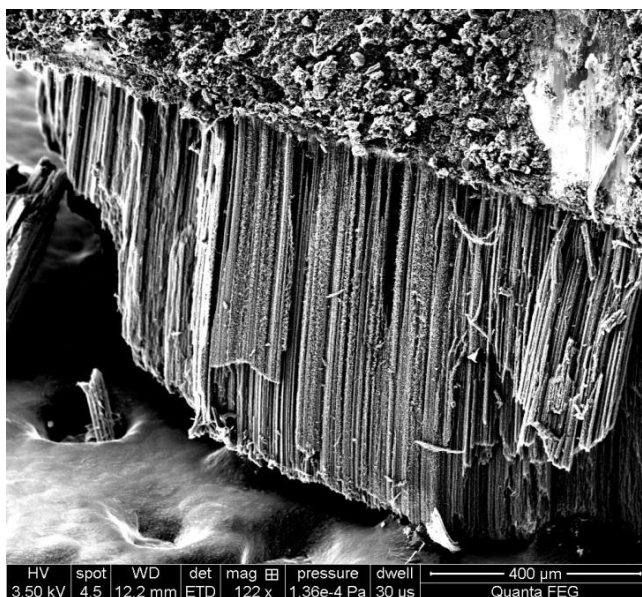
Tabela 1. Zestawienie eksperymentów przeprowadzonych w celu optymalizacji warunków syntezy

Lp.	Temperatura strefy odparowania [°C]	Temperatura strefy osadzania [°C]	Stężenie roztworu ferrocen/ksylen [g/l]	Przepływ gazów Ar/H ₂ [SLPM]	Szybkość dozowania roztworu [ml/h]
1	300	750 – 850	0,02	Ar/H ₂ 2000/400	9
2	175	750 – 850	0,02	Ar/H ₂ 675/75	9
3	300	750 – 850	2	Ar/H ₂ 500/80	9

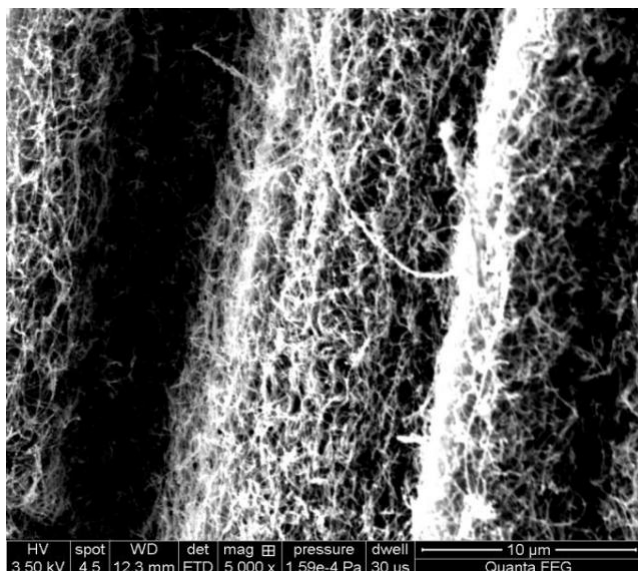
Dla każdego z eksperymentów zamieszczonych w tabeli przebieg opisany został według schematu przedstawionego powyżej.

3. Rezultaty i dyskusja

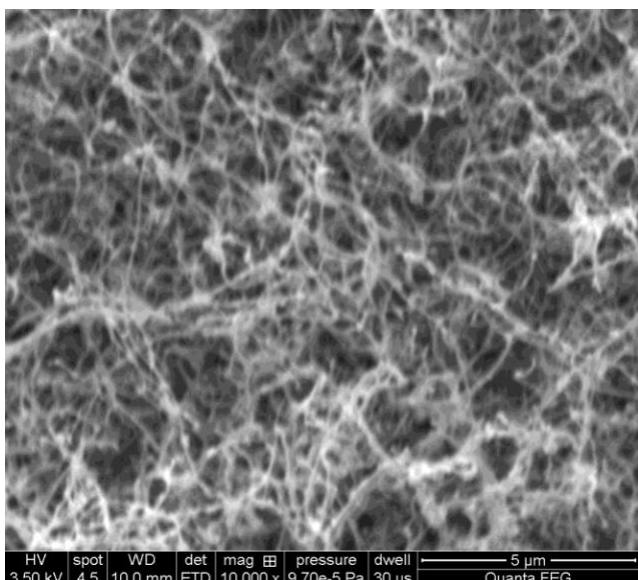
Po przeprowadzeniu badań opisanych w tabeli 1, każdorazowo przeprowadzono pomiary wagi uzyskanego materiału oraz charakteryzację przy użyciu mikroskopii elektronowej SEM. Na podstawie tych badań uzyskano informację co do efektywności warunków syntezy oraz wpływu temperatur w strefie odparowania oraz w strefie osadzania na szybkość wzrostu Fe-MWCNTs. Najkorzystniejsze warunki syntezy uzyskano dla eksperymentów oznaczonych w tabeli 1 numerem 3. W przypadku numeru 1 nie udało się uzyskać nanorurek węglowych w zadowalającej ilości. Waga uzyskanego materiału pozwoliła na ustalenie szybkości wzrostu syntezowanego materiału. Dla pozycji pierwszej szybkość wzrostu wyniosła 0,01 do 0,03 mg/cm²/h, dla pozycji numer 2 w tabeli 0,1 do 0,3 i odpowiednio dla pozycji numer 3 0,7 do 1,2 mg/cm²/h. Maksymalne wartości szybkości wzrostu uzyskano dla temperatury 800°C w przypadku wszystkich omówionych eksperymentów. Ustalenie odpowiednich temperatur w strefie osadzania oraz w strefie odparowania umożliwiło uzyskanie materiału w ilości pozwalającej na charakteryzację materiału z wykorzystaniem wymienionych technik badawczych. Obrazy SEM (rysunek 2 i 3) ukazują obraz homogenicznych nanorurek węglowych wyrastających w formie „dywanu” dla próbki syntetyzowanej w temperaturze 800°C. Obrazy TEM wskazują na udany proces enkapsulacji związków żelaza wewnątrz nanorurek węglowych – rysunek 5.



Rys. 2. Obraz SEM – „dywan” Fe-MWCNTs, widok przekroju dywanu – pęki nanorurek wyrastają prostopadle do podłoża



Rys. 3. Obraz SEM – „las” Fe-MWCNTs, widok przekroju „dywanu”

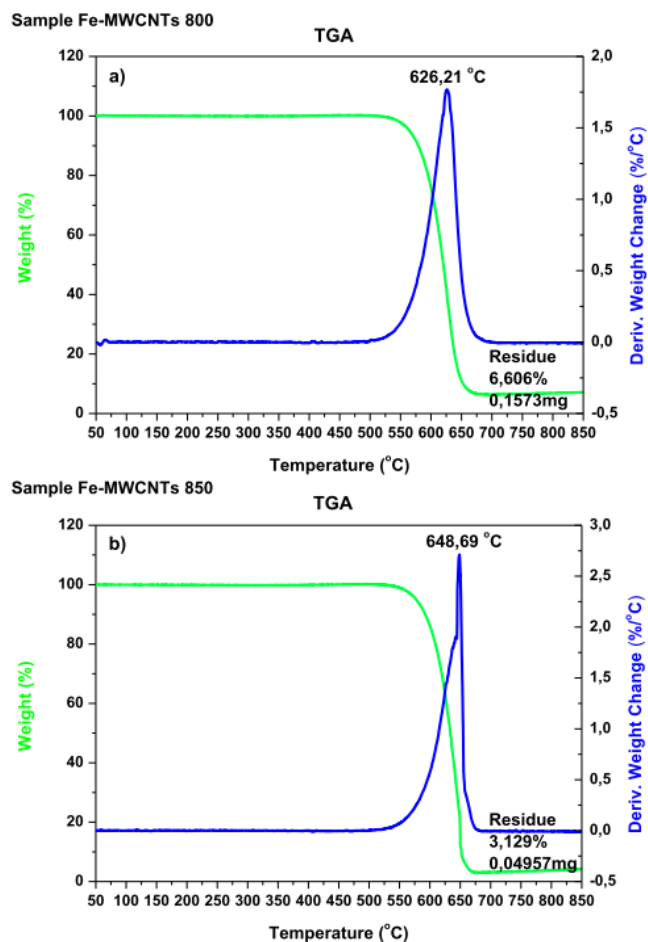


Rys. 4. Powierzchnia „dywanu” Fe-MWCNTs – widoczny brak warstwy węgla amorficznego

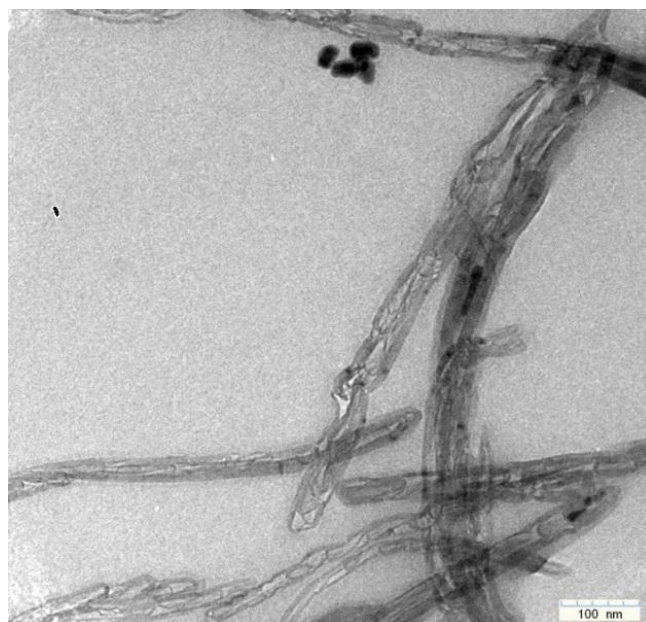
Na rysunku 4 ukazana jest powierzchnia „dywanu”.

Rysunki 5 a i b przedstawiają termogramy TGA. Na rysunku 5a widoczny jest wynik analizy dla próbki z syntezy w temperaturze 800°C, na rysunku 5b termogram dla próbki z syntezy w temperaturze 850°C. Termogramy uwidaczniają różnicę w zawartości związków żelaza, w zależności od temperatury syntezy, na korzyść próbki syntetyzowanej w temperaturze 800°C (dwa razy większa zawartość 6,6% w stosunku do 3,1% wagowych). Analiza termogramów dostarcza informacji o braku ubytku masy w zakresie temperatur od 430 do 460°C, co wskazywałoby na obecność węgla amorficznego w materiale pochodzącym z syntezy. Dodatkowo temperatury maksymalnej szybkości rozkładu (odpowiednio 626 oraz 649°C) odpowiadają utlenianiu nanorurek węglowych.

Obraz TEM wskazuje na udany proces enkapsulacji związków żelaza wewnątrz nanorurek węglowych – rysunek 6.

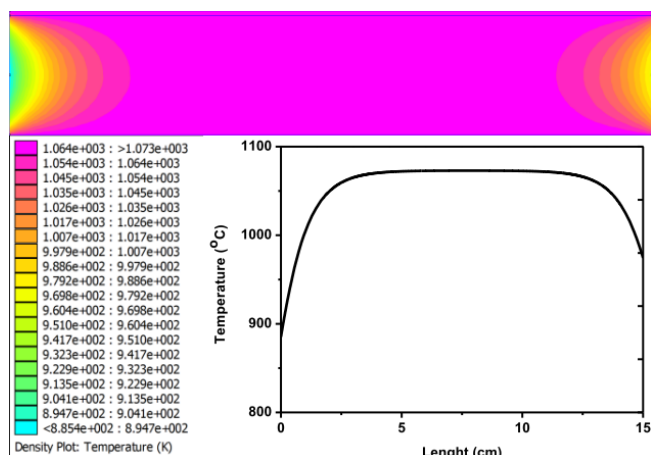


Rys. 5. Termogramy TGA: a) próbki z syntezy w temperaturze 800°C, a) próbki z syntezy w temperaturze 850°C

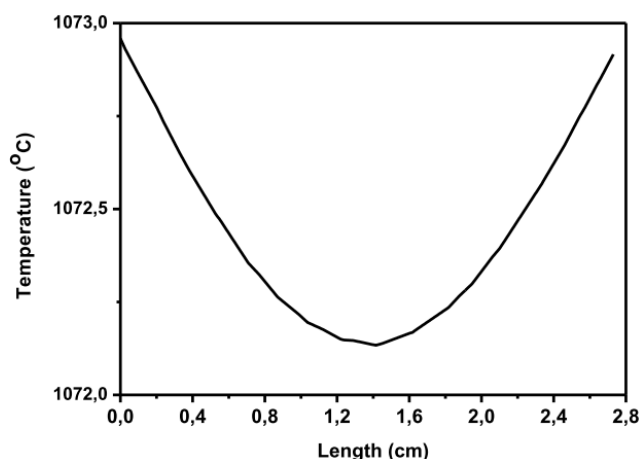


Rys. 6. Obraz TEM Fe-MWCNTs. Widoczne nanocząstki związków żelaza enkapsulowane wewnątrz nanorurek

Na rysunkach 7 i 8 zobrazowano wynik obliczeń rozkładu temperatury dla strefy osadzania wewnątrz rury kwarcowej, uzyskany za pomocą analizy z wykorzystaniem metody elementów skończonych.



Rys. 7. Rozkład temperatury z wykorzystaniem metody elementów skończonych dla strefy osadzania reaktora wraz z wykresem zmian temperatury wzdłuż osi poziomej strefy



Rys. 8. Zmiana temperatury wewnątrz strefy osadzania (w środku strefy), przekrój poprzeczny

Przedstawiona analiza wskazuje na niewielką zmianę (rzędu 1°C) na osi poprzecznej wewnątrz strefy osadzania oraz wahanie w obrębie części granicznych (do około 3 cm wewnątrz strefy długości 15 cm) rzędu 100°C w kierunku osi podłużnej. Powyższa analiza pomogła w odpowiednim umiejscowieniu waferów krzemowych wewnątrz strefy osadzania co warunkuje uzyskanie homogenicznego materiału oraz odpowiedniego wypełnienia nanorurek węglowych.

4. Wnioski

Wykonane zostały eksperymenty zgodnie z autorskim podejściem do warunków syntezy wielościennych nanorurek węglowych wypełnionych materiałem ferromagnetycznym. Analiza otrzymanego materiału z wykorzystaniem mikroskopii elektronowej (skaningowej oraz transmisyjnej) oraz termograwimetrii wskazała nie tylko na zależność szybkości wzrostu Fe-MWCNTs od temperatury, ale także umożliwiła na ustalenie warunków syntezy Fe-MWCNTs o najwyższym dla danych warunków stopniu wypełnienia. Ustalono warunki to temperatury syntezy odpowiednio 300°C w strefie odparowania roztworu katalizatora oraz 800°C w strefie osadzania przy przepływie gazów nośnych – argonu i wodoru w stosunku 500/80 SCCM. Czas syntezy Fe-MWCNTs – 90 minut. Autorzy artykułu prowadzą dalsze badania w zakresie analizy XRD w celu ustalenia odmiany alotropowej żelaza i określenia temperatury w strefie osadzania pozwalającej na uzyskanie materiału stricte

ferromagnetycznego. Trwają także badania w zakresie otrzymania, przy uwzględnieniu wypełnieniem nanorurek α -Fe, jak najwyższego stopnia wypełnienia MWCNTs. Prowadzone są także prace z zakresu symulacji komputerowych przebiegu procesu dla przypadku dynamicznego, przy uwzględnieniu przepływu mieszaniny gazów nośnych wraz z parami katalizatora. Uzyskane Fe-MWCNTs są także wykorzystywane jako elementy grzejne w procesie nagrzewania indukcyjnego z zastosowaniem szybkozmiennego pola elektromagnetycznego oraz po funkcjonalizacji chemicznej w procesie termoablacji komórek nowotworowych.

Podziękowania

Badania zostały sfinansowane ze środków z projektu badawczego PBS2/A5/31/2013.

Literatura

- [1] Filletter T., Bernal R., Li S., Espinosa H.D.: Ultrahigh Strength and Stiffness in Cross-Linked Hierarchical Carbon Nanotube Bundles, *Advanced Materials* 23 (25), 2011, 2855–2860 [doi: 10.1002/adma.201100547].
- [2] Hafner J.H., Bronikowski M.J., Azamian B.R., Nikolaev P., Rinzler A.G., Colbert D.T., Smith K.A., Smalley R.E.: Catalytic growth of single-wall carbon nanotubes from metal particles, *Chem. Phys. Lett.* 296, 1998, 195–202.
- [3] de Heer W.A., Chatelain A., Ugarte D.: A carbon nanotube field-emission electron source, *Science* 270, 1995, 1179–1180.
- [4] Hong S., Myung S.: Nanotube Electronics: A flexible approach to mobility. *Nature Nanotechnology* 2 (4), 2007, 207–208 [doi: 10.1038/nano.2007.89].
- [5] Iijima S.: Helical microtubules of graphitic carbon, *Nature* 354, 1991, 56–58, [doi: 10.1038/354056a0].
- [6] Jeszka J.K., Pietrzak L.: Polylactide/Multiwalled Carbon Nanotube Composites – Synthesis and Electrical Properties. *Polimery*, 55(7-8), 2010, 524–528.
- [7] Thostenson E., Chunyu Li, Tsu-Wei Chou: Nanocomposites in context, *Composites Science and Technology*, 65(3–4), 2005, 491–516, [doi: 10.1016/j.compscitech.2004.11.003].
- [8] Yue-Ying Fan, Kaufmann A., Mukasyan A., Varma A.: Single- and multi-wall carbon nanotubes produced using the floating catalyst method: Synthesis, purification and hydrogen up-take, *Carbon* 11, 2006, 2160–2170 [doi: 10.1016/j.carbon.2006.03.009].

Dr Łukasz Pietrzak

e-mail: lukasz.pietrzak@p.lodz.pl

Zainteresowania naukowe skupiają się wokół zagadnień związanych z nanotechnologią i możliwościami jej zastosowania w procesach technologicznych oraz w biotechnologii, metod numerycznych ekstrakcji cech oraz szeroko pojętej informatyki. W ramach nanotechnologii szczególnie interesuje się nanostrukturami węglowymi i nowoczesnymi nanomateriałami.



Mgr inż. Łukasz Wąs

e-mail: lukasz.was@p.lodz.pl

Zainteresowania naukowe skupiają się wokół zagadnień związanych z procesami klasyfikacji i ekstrakcji cech oraz szeroko pojętej informatyki a szczególnie bliskie są im zagadnienia przetwarzania metod numerycznych. W kręgu zainteresowań autorów znajduje się także nanotechnologia oraz możliwości tworzenia i wykorzystania nanomateriałów zarówno w procesach technologicznych, jak i w zastosowaniach biomedycznych.



Mgr inż. Marcin Wyczehowski

e-mail: mwyczehowski@gmail.com

Zainteresowania naukowe skupiają się wokół zagadnień związanych z procesami klasyfikacji i ekstrakcji cech oraz szeroko pojętej informatyki a szczególnie oraz Web Developingu



ALGORYTM STEROWANIA NAPĘDU MIKROPOMPY PULSACYJNEJ

Sebastian Bartel

Politechnika Śląska w Gliwicach, Katedra Mechatroniki

Streszczenie. W niniejszym artykule przedstawiono projekt mikropompy pulsacyjnej napędzanej elektromagnetycznie będącej urządzeniem sztucznego serca typu TAH. Zaproponowano algorytm sterowania który umożliwia uzyskanie dowolnego kształtu ciśnień wylotowych i w tym charakterystyki ciśnień zbliżonych do naturalnego cyklu hemodynamicznego.

Słowa kluczowe: system sterowania, napęd elektromagnetyczny, mikropompa, sztuczne serce

THE ALGORITHM OF THE PULSATILE MICROPUMP DRIVE CONTROL SYSTEM

Abstract. In this article is shown the construction and the algorithm of control system of the electromagnetically driven blood micropump. The discussed micropump is a device of an TAH device type. The blood flow pressure characteristic of the micropump drive can be modeled by using the proposed control algorithm, and the humans natural hemodynamic cycle can be generated.

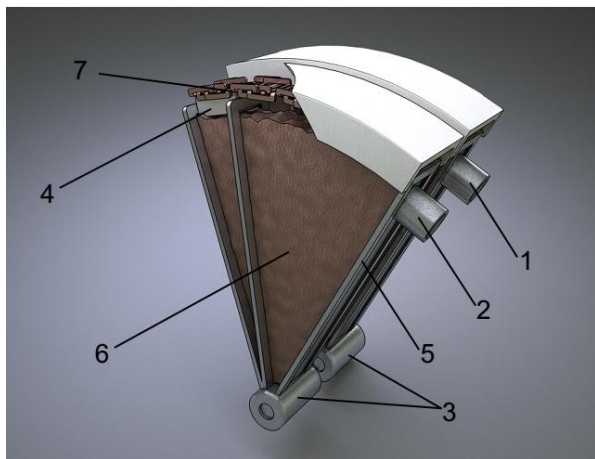
Keywords: control system, electromagnetic drive, micropump, artificial heart

Wstęp

W niniejszej pracy przedstawiono budowę oraz zasadę działania mikropompy pulsacyjnej napędzanej elektromagnetycznie do przetaczania krwi, będącej urządzeniem typu TAH (ang. *Total Artificial Heart*). Zaproponowano również algorytm sterowania dla napędu omawianej mikropompy. Konstrukcja napędu mikropompy oparta jest o konstrukcję silnika VCM (ang. *Voice Coil Motor*), natomiast zadaniem algorytmu sterowania jest możliwość dowolnego kształtowania charakterystyk momentu obrotowego i tym samym ciśnień wylotowych przetaczanej cieczy. Dzięki możliwości dowolnego kształtowania charakterystyk ciśnień wylotowych umożliwi odwzorowanie naturalnego cyklu hemodynamicznego ludzkiego serca [1].

1. Mikropompa pulsacyjna napędzana elektromagnetycznie

Na poniższym rysunku (rys. 1) przedstawiono przestrzenny model mikropompy pulsacyjnej napędzanej elektromagnetycznie. Mikropompa ta składa się z lewego wlotu/wylotu (1 i 2) przetaczanej cieczy, łożysk (3) łączących ze sobą wirnik z magnesem neodymowym (4) oraz część nieruchomą oznaczoną jako (5). Numerem (6) oznaczono elastyczną membranę mieszka która pod wpływem zmiany położenia wirnika zmienia swoją objętość, natomiast numerem (7) oznaczono uzwojenia stojana napędu mikropompy. Szczegółowy opis budowy został przedstawiony w artykule pt. „Przegląd wybranych konstrukcji i koncepcja elektromagnetycznej pompy pulsacyjnej krwi z metodą sterowania” [2].



Rys. 1. Mikropompa pulsacyjna napędzana elektromagnetycznie

1.1. Napęd mikropompy pulsacyjnej

Na rysunku 2 przedstawiono napęd mikropompy gdzie numerem (1) oznaczono magnes trwały umiejscowiony w wirniku napędu, natomiast numerem (2) oznaczono uzwojenie stojana podzielone na pięć sekcji ($S_1 - S_5$) po 4 niezależnie sterowane cewki. Numerem (3) oznaczono kierunki wektorów magnetyzacji dla biegunów magnesu neodymowego. Na rysunku 3 przedstawiono schemat blokowy układu wszystkich pięciu sekcji oraz schemat zastępczy dla poszczególnych sekcji. Każda z sekcji podzielone zostały na cztery niezależnie sterowane cewki. Napięcie zasilania poszczególnych cewek oznaczono jako $u_n(t)$, rezystancję oraz indukcyjność odpowiednio jako R_n , L_n oraz napięcie indukowane w uzwojeniu danej cewki jako e_n , gdzie symbolem „ n ” oznaczono kolejny numer cewki w sekcji od 1 do 4.

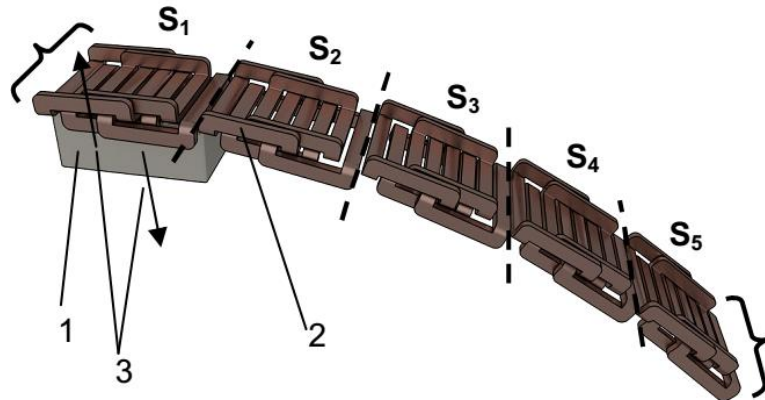
Poniżej przedstawiono macierz indukcyjności dla pojedynczej sekcji:

$$\mathbf{L}_{Sx} = \begin{bmatrix} L_1 & L_{12} & L_{13} & L_{14} \\ L_{21} & L_2 & L_{23} & L_{24} \\ L_{31} & L_{32} & L_3 & L_{34} \\ L_{41} & L_{42} & L_{43} & L_4 \end{bmatrix} \quad (1)$$

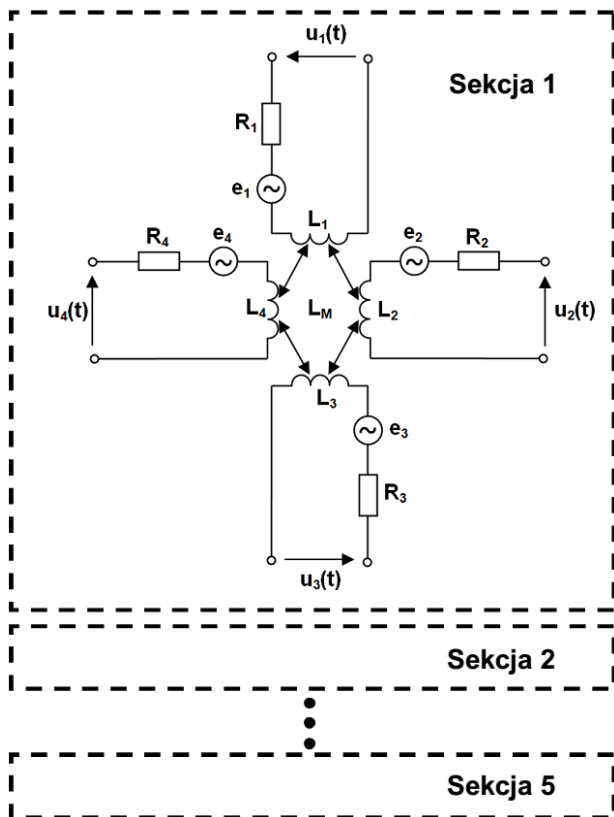
gdzie jako „ x ” oznaczono kolejny numer sekcji od 1 do 5. Poszczególne indukcyjności własne cewek w sekcji oznaczono odpowiednio jako L_1 , L_2 , L_3 , L_4 natomiast indukcyjności wzajemne oznaczono podwójnym indeksem numerowanym od indeksów przylegających ze sobą cewek, czyli indukcyjność wzajemną cewki 1 i 2 oznaczono jako L_{12} . Ze względu na ukształtowanie oraz taką samą liczbę zwoi w poszczególnych cewkach przyjęć można, że indukcyjności wszystkich cewek są sobie równe. Macierz indukcyjności wzajemnej między sekcjami oznaczono jako L_m i przedstawiono poniżej:

$$\mathbf{L}_m = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & L_{41} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

gdzie: L_{41} to indukcyjność wzajemna pomiędzy czwartą cewką sekcji poprzedniej a pierwszą cewką sekcji następczej.



Rys. 2. Napęd mikropompy pulsacyjnej



Rys. 3. Schemat zastępczy dla poszczególnych sekcji

Natomiast macierz rezystancji dla pojedynczej sekcji przedstawia równanie 3.

$$R_{Sx} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_4 \end{bmatrix} \quad (3)$$

gdzie: R_1, R_2, R_3, R_4 to odpowiednio rezystancje poszczególnych cewek w sekcji „x”.

$$u_{Sx} = [u_1 \quad u_2 \quad u_3 \quad u_4]^T \quad (4)$$

$$i_{Sx} = [i_1 \quad i_2 \quad i_3 \quad i_4]^T \quad (5)$$

$$e_{Sx} = [e_1 \quad e_2 \quad e_3 \quad e_4]^T \quad (6)$$

Powyżej przedstawiono trzy równania przedstawiające kolejno macierz napięć sterujących poszczególnymi cewkami dla sekcji „x” (4), macierzy prądów w poszczególnych gałęziach sekcji oznaczanej jako (5) oraz macierzy napięć indukowanych w cewkach (6). Na podstawie powyższych macierzy indukcyjności (1) oraz (2) dla poszczególnych sekcji utworzono macierz indukcyjności całego napędu mikropompy, którą przedstawiono poniżej:

$$L = \begin{bmatrix} L_1 & L_{12} & L_{13} & L_{14} & \dots & 0 & \dots & 0 \\ & L_2 & L_{23} & L_{24} & \dots & \vdots & \dots & \vdots \\ & & L_3 & L_{34} & \dots & \vdots & \dots & \vdots \\ \text{sym} & & & L_4 & L_{41} & \dots & \dots & \vdots \\ \dots & L_{41} & L_1 & L_{12} & L_{13} & L_{14} & \dots & \vdots \\ & & & L_2 & L_{23} & L_{24} & \dots & \vdots \\ 0 & & & & L_3 & L_{34} & \dots & \vdots \\ \vdots & & & & & & \dots & \vdots \\ 0 & \dots & & & \text{sym} & & & L_{S5} \end{bmatrix} \quad (7)$$

W całkowitej postaci równanie różniczkowe opisujące napęd mikropompy pulsacyjnej przedstawiono poniżej:

$$\frac{d}{dt} i = \begin{bmatrix} L_{S1} & L_m^T & \dots & \dots & 0 \\ L_m & L_{S2} & L_m^T & \dots & \vdots \\ \vdots & L_m & L_{S3} & L_m^T & \vdots \\ \vdots & \dots & L_m & L_{S4} & L_m^T \\ 0 & \dots & \dots & L_m & L_{S5} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} e_{S1} \\ e_{S2} \\ e_{S3} \\ e_{S4} \\ e_{S5} \end{bmatrix} \quad (8)$$

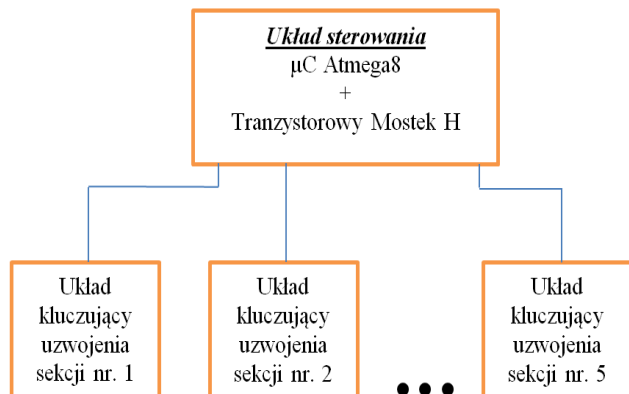
$$\begin{bmatrix} u_{S1} \\ u_{S2} \\ u_{S3} \\ u_{S4} \\ u_{S5} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{S1} & \dots & \dots & 0 \\ & R_{S2} & \dots & \vdots \\ & & R_{S3} & \vdots \\ \vdots & \vdots & & R_{S4} \\ 0 & \dots & & & R_{S5} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \\ i_{S3} \\ i_{S4} \\ i_{S5} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{S1} \\ e_{S2} \\ e_{S3} \\ e_{S4} \\ e_{S5} \end{bmatrix}$$

2. Algorytm sterowania napędem mikropompy

Implementacja algorytmu sterowania oparta została o programowalny mikrokontroler Atmega8.

Schemat blokowy przedstawiony na rysunku 4 składa się z części nadrzędnej czyli układu sterowania złożonego z mikrokontrolera programowalnego Atmega8 firmy Atmel oraz pełnego mostka tranzystorowego typu „H”. Następnie każda z pięciu sekcji posiada własny układ kluczujący poszczególne

uzwojenia w sekcji. Zaproponowany układ sterowania z wykorzystaniem mikrokontrolera umożliwia płynną regulację wartości oraz kierunku prądu zasilania dla poszczególnych uzwojeń w danej sekcji. Opisana szerzej konstrukcja mikropompy pulsacyjnej napędzanej elektromagnetycznie w artykule pt. „Przegląd wybranych konstrukcji i koncepcja elektromagnetycznej pompy pulsacyjnej krwi z metodą sterowania” [2] bazuje na wykorzystaniu wielu niezależnie sterowanych cewek stojana oraz wirnika złożonego z jednego lub kilku magnesów neodymowych.



Rys. 4. Schemat blokowy sterowania poszczególnymi sekcjami napędu mikropompy

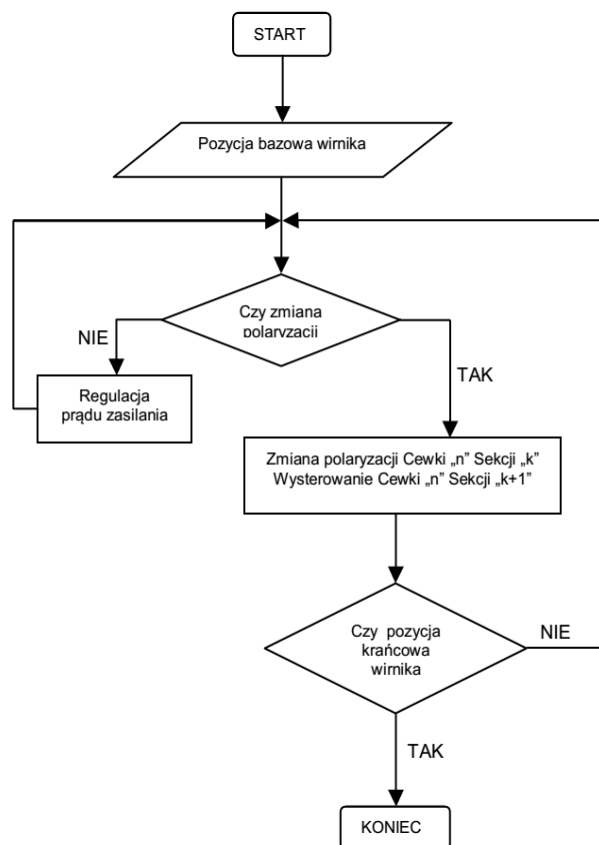
Algorytm sterowania polega na regulacji wartości prądu zasilania dla poszczególnych cewek danej sekcji w zależności od kąta położenia wirnika. Dla pozycji bazowej wirnika gdzie jego kąt wychylenia równy jest 0° , aktywna jest sekcja pierwsza oraz wartość prądu zasilania dla wszystkich czterech cewek tej sekcji równy jest 400 mA. Dla przemieszczenia kąтового wirnika z pozycji bazowej o $1,18^\circ$ następuje przejście środka bieguna magnesu trwałego między bokami sąsiadujących ze sobą cewek 1 oraz 2. W tej pozycji następuje odwrócenie polaryzacji napięcia zasilania cewki 1 sekcji pierwszej oraz załączenie cewki 1 sekcji drugiej, przy czym wartość prądu zasilania dla obu cewek regulowana jest płynnie od wartości 333 mA do 400 mA w przedziale kątowym od $1,18^\circ$ do $2,36^\circ$. Po osiągnięciu pozycji kątovej wirnika równej $2,36^\circ$ następuje odwrócenie polaryzacji oraz załączenie dla kolejnych cewek sekcji pierwszej oraz sekcji drugiej, aż do momentu pełnego wystrojenia sekcji nr 2 czyli osiągnięciu przez wirnik pozycji kątovej równej $4,72^\circ$. Następnie algorytm powtarzany jest dla kolejnych sekcji 3, 4, oraz 5 czyli do osiągnięcia maksymalnego wychylenia wirnika napędu mikropompy.

Na rysunku 5 przedstawiono uproszczony schemat blokowy omawianego algorytmu sterowania napędem mikropompy.

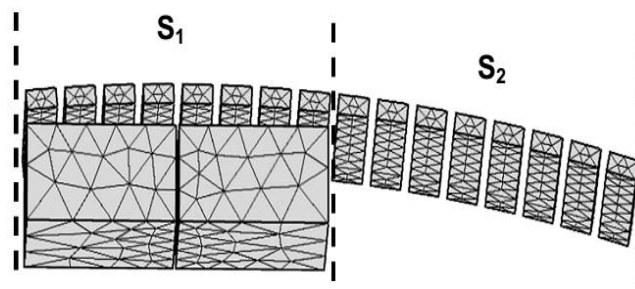
Na rysunku 6 dla lepszego zobrazowania przedstawiono fragment całego napędu mikropompy pulsacyjnej uproszczonego do dwóch sekcji.

Zakres kątovej przemieszczenia wirnika między jedną a drugą sekcją wynosi $4,72^\circ$ przy czym co $1,18^\circ$ następuje przejście środka bieguna magnesu trwałego między kolejnymi bokami cewek. Przejście środka bieguna przez kolejną parę uzwojeń wymusza zmianę polaryzacji sąsiednich uzwojeń, czego zadaniem jest układ sterowania.

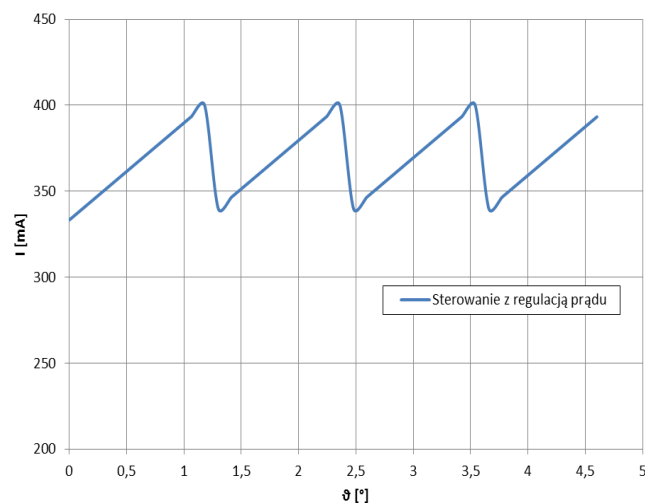
Na rysunku 7 przedstawiono charakterystykę modelowanego prądu zasilania dla poszczególnych cewek twornika w funkcji kąta położenia wirnika. W każdym przejściu wirnika przez kolejne uzwojenie czyli co $1,18^\circ$ następuje płynna regulacja prądu zasilania cewki w przedziale od 333 mA do 400 mA przy zakresie kątovej od 0° do $1,18^\circ$.



Rys. 5. Uproszczony schemat blokowy algorytmu sterowania napędem mikropompy

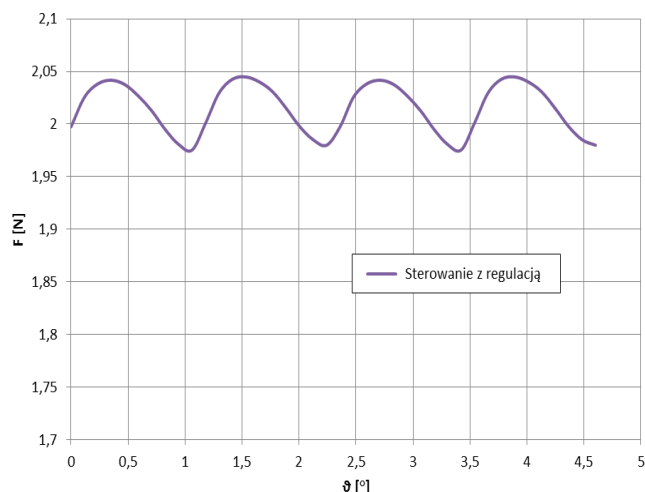


Rys. 6. Uproszczony napęd mikropompy

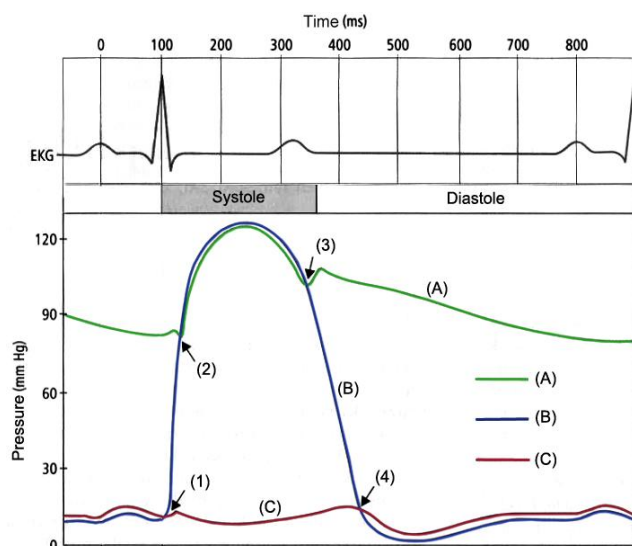


Rys. 7. Charakterystyka modelowanego prądu zasilania niezależnych uzwojeń stojana w funkcji kąta położenia wirnika

Na poniższym rysunku przedstawiono charakterystykę siły działającej na wirnik napędu mikropompy w funkcji położenia kąowego tego wirnika dla prezentowanego typu sterowania.



Rys. 8. Charakterystyka siły działającej na wirnik w funkcji kąta położenia wirnika



Rys. 9. Przykładowa charakterystyka ludzkiego cyklu hemodynamicznego

Charakterystykę modelowanego prądu oraz charakterystykę siły działającej na wirnik przedstawiono dla ograniczonego zakresu kąowego od 0° do $4,72^\circ$ czyli dla przejścia magnesu neodymowego z jednej sekcji do drugiej. Uproszczenie to jest możliwe dzięki modułowości napędu mikropompy gdzie kolejne sekcje są takie same. Natomiast pełny zakres wychyleń kąowego dla wirnika napędu wynosi od 0° do 28° . Dzięki wykorzystaniu tego typu sterowania możliwa jest płynna regulacja położenia wirnika co skutkuje płynną zmianą objętości komór mikropompy pulsacyjnej. Zmiana objętości sztucznych komór ma wpływ na modelowane ciśnienie wyrzutowe mikropompy. Dzięki takiemu napędowi z prezentowanym układem sterowania możliwe jest dowolne modelowanie ciśnień wylotowych sztucznego serca oraz charakterystyk ciśnień zbliżonych do naturalnego ludzkiego tętna zwanego hemodynamicznym.

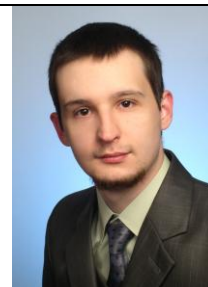
Przykładowy cykl hemodynamiczny przedstawiono na rysunku 9. Szczegółowy opis zasady działania oraz budowy sztucznych komór przedstawiono w artykule pt. „Przegląd wybranych konstrukcji i koncepcja elektromagnetycznej pompy pulsacyjnej krwi z metodą sterowania” [2].

Literatura

- [1] Bartel S., Trawiński T.: Design issues of electromagnetic micropump. 15th International Workshop on Research and Education in Mechatronics (REM), 9–11 September 2014, El Gouna, Egypt.
- [2] Bartel S.: Przegląd wybranych konstrukcji i koncepcja elektromagnetycznej pompy pulsacyjnej krwi z metodą sterowania. Elektryka Zeszyt 4 (232).
- [3] Mitamura Y., Mori Y.: Magnetic Fluid-Driven Artificial Hearts. World Congress on Medical Physics and Biomedical Engineering 2006, IFMBE Proceedings, 14/2007, 4149–4152.
- [4] Trawiński T., Kluszczyński K., Kołton W.: Model obwodowy dwuuzwojowego silnika VCM dla systemów pozycjonowania głowic dysków twardych. Przegląd Elektrotechniczny 12b/2011, 184–187.
- [5] Trawiński T.: Verification of the mathematical model of Voice Coil Motor with high range of angular motion. Research and Education in Mechatronics KTH, Stockholm, Sweden, June 15–16, 2006.

Mgr inż. Sebastian Bartel
e-mail: sebastian.bartel@polsl.pl

Sebastian Bartel urodzony 24 lutego 1983. Ukończył studia na Wydziale Elektrycznym Kierunku Elektrotechnika o specjalizacji Systemy Mechatroniczne. Opiekunem naukowym jest dr hab. inż. Tomasz Trawiński.



otrzymano/received: 08.12.2015

przyjęto do druku/accepted: 01.07.2016

DOI: 10.5604/20830157.1212271

DWUKIERUNKOWA PRZETWORNICA DC/DC Z WYKORZYSTANIEM ELEMENTÓW SiC

Wojciech Matelski, Leszek Wolski, Stanisław Abramik

Instytut Elektrotechniki, Oddział w Gdańsku

Streszczenie. W artykule opisane zostały prace nad rozwojem przetwornicy o wysokiej częstotliwości łączeń z wykorzystaniem półprzewodników z węgla krzemu. Układ przystosowano do współpracy z magazynem energii, będącym częścią mikro sieci prądu stałego zawierającej źródła OZE. Przedstawiona została budowa urządzenia oraz działanie opracowanego algorytmu sterowania. W pracy zawarto wyniki badań eksperymentalnych przetwornicy o częstotliwości łączeń 500 kHz, współpracującej z superkondensatorowym zasobnikiem energii.

Słowa kluczowe: przekształtniki DC/DC, magazynowanie energii, półprzewodniki SiC, mikro sieci

BIDIRECTIONAL DC/DC CONVERTER BUILT WITH THE USE OF SiC ELEMENTS

Abstract. The article presents development process of the high frequency DC/DC converter built on the basis of silicon carbide elements. The device has been designed for energy storage applications, as a part of a DC microgrid with renewable energy sources. The structure and basics of the proposed control algorithm of the converter have been presented. The work contains the results of experimental tests of the converter operating with 500 kHz switching frequency in application with a supercapacitor.

Keywords: DC/DC converters, energy storage, SiC semiconductors, microgrids

Wstęp

Półprzewodniki z węgla krzemu to nowa i wciąż rozwijająca się technologia. W stosunku do obecnie stosowanych na masową skalę elementów krzemowych, półprzewodniki SiC charakteryzują się znacząco lepszymi właściwościami: posiadają krótsze czasy przełączeń, mniejsze straty energii przy przełączaniu, wyższą wytrzymałość termiczną oraz mniejsze rozmiary od elementów krzemowych o porównywalnych parametrach elektrycznych [7].

Duża ilość publikacji dotyczy wysokiej sprawności przekształtników budowanych z elementów SiC. Chętnie wybieraną strukturą w tego typu badaniach jest klasyczny układ trójfazowego, dwupoziomowego falownika napięcia. Takie rozwiązanie przyjęto w pracy [12]. Do budowy przekształtnika wykorzystano tranzystory typu JFET oraz diody Schottky'ego. Przy częstotliwości łączeń 10 kHz i obciążeniu 4 kW, uzyskano sprawność na poziomie ponad 98%. W kolejnych artykułach [4, 11], opisano wykorzystanie nowszych tranzystorów, tym razem typu MOSFET, również we współpracy z diodami Schottky'ego. W efekcie, podczas oddawania mocy odpowiednio 5 i 6 kW oraz częstotliwości łączeń 100 kHz, uzyskano sprawność na poziomie ponad 98%. Nieco inny był kontekst badań zaprezentowany w [5], gdzie w miejsce zewnętrznych diod zwrotnych falownika wykorzystano pasożytnicze diody znajdujące się w strukturze tranzystorów SiC MOSFET. Obciążony mocą 10 kW układ pracował z częstotliwością 10 kHz i uzyskano poziom sprawności sięgający 98%.

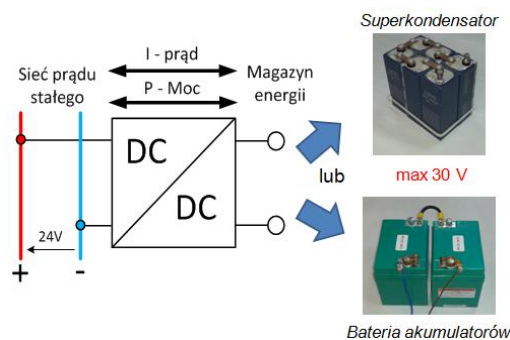
Technologia półprzewodników z węgla krzemu przyspieszyła rozwój układów określanych jako transformatory inteligentne, z ang. *solid state transformer* SST. Rozwiązanie SST to sprzęg elektroenergetyczny sieci dystrybucyjnej średniego napięcia z niskonapięciową siecią odbiorczą, bez konieczności stosowania dużych rozmiarów transformatora sieciowego. Separacja galwaniczna zapewniana jest przez transformator wysokoczęstotliwościowy. W pracy [2] opisano dwukierunkową przetwornicę zbudowaną z tranzystorów SiC JFET oraz MOSFET. Zaproponowano topologię półmostka, stanowiącą moduł funkcjonalny kaskadowych przekształtników średniego napięcia zbudowanych przy użyciu łączników o napięciu pracy 1200 V. Natomiast w artykule [9] zaprezentowano realizację układu SST o mocy 25 kW przy użyciu tranzystorów SiC o napięciu blokowania 10 kV i częstotliwości łączeń 50 kHz.

Od 2013 roku w Gdańskim Oddziale Instytutu Elektrotechniki IEL-OG prowadzone były badania związane z aplikacją półprzewodników SiC. W pracy [8] opisano izolowaną przetwornicę typu DC/DC o topologii mostkowej. Zaprojektowany układ o mocy 1 kW miał pełnić rolę sprzęgu źródła energii odnawialnej z istnie-

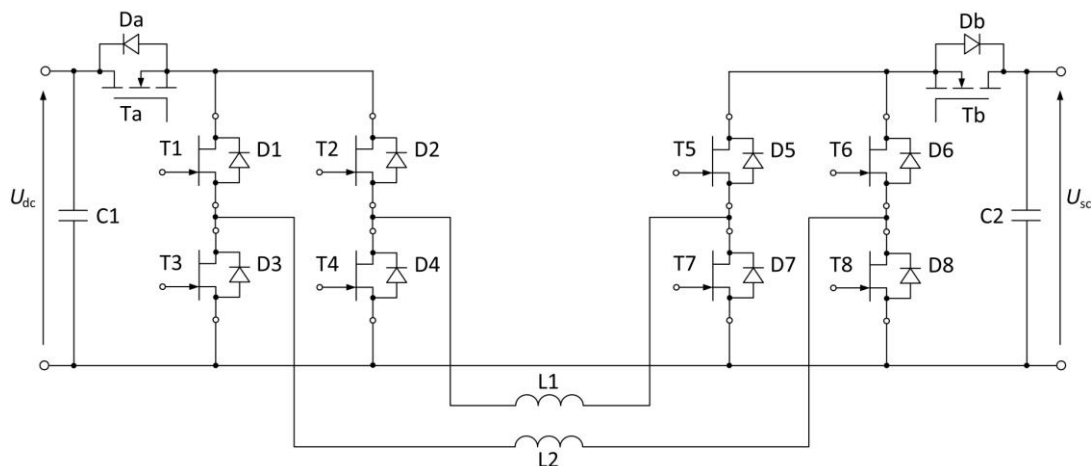
jącą w IEL-OG mikro siecią prądu stałego o napięciu 24 V. Przetwornica powstała w dwóch wersjach, różniących się typem zastosowanych tranzystorów z węgla krzemu. Sprawdzono konstrukcję zbudowaną z tranzystorów MOSFET SCT2080KE firmy ROHM SEMICONDUCTOR, natomiast w drugim podejściu wykorzystano tranzystory JFET SJDP120R085 firmy SemiSouth. Początkowo zakładano pracę układu z częstotliwością łączeń 1 MHz, a ostatecznie, przy użyciu tranzystorów typu JFET, udało się uzyskać satysfakcjonujące efekty przy częstotliwości łączeń na poziomie 700 kHz. Wykorzystując zdobyte doświadczenia, w 2014 roku rozpoczęto prace nad nową wersją przetwornicy wysokoczęstotliwościowej [1, 6], będącej przedmiotem niniejszego artykułu. Stosowane w poprzednich badaniach półprzewodniki SiC nie były już dostępne w komercyjnej sprzedaży, dlatego w projekcie nowej wersji przetwornicy przyjęto tranzystory JFET innego producenta. W nowej konstrukcji zastosowano również diody antyrownoległe z węgla krzemu. Poprzednie prace [8] wykazały ponadto, że praca z bardzo wysoką częstotliwością może zakłócać działanie układu sterowania przetwornicy, z tego względu w nowej wersji zaprojektowano konstrukcję mechaniczną oraz obwoły sterowania umożliwiające niezakłócone działanie urządzenia pracującego z częstotliwością 500 kHz.

1. Koncepcja przetwornicy wysokoczęstotliwościowej

Opisywany układ to dwukierunkowa przetwornica typu DC/DC o mocy 1 kW, zbudowana z diod i tranzystorów z węgla krzemu. Urządzenie przeznaczone jest do pracy jako sprzęg mikro sieci prądu stałego zawierającej źródła OZE z magazynem energii w postaci baterii akumulatorów lub superkondensatorów. Rolę przetwornicy w omawianym systemie o napięciu szyny prądu stałego wynoszącym 24 V przedstawiono na rys. 1.



Rys. 1. Rola przetwornicy w mikro sieci 24 V DC



Rys. 2. Schemat obwodów mocy wysokoczęstotliwościowej przetwornicy DC/DC

Układ umożliwia dwukierunkowy przepływ energii z sieci prądu stałego do magazynu energii i odwrotnie. Ładowanie magazynu jest możliwe, gdy na szynie DC występuje nadwyżka energii, powodująca wzrost napięcia powyżej ustalonej wartości maksymalnej. W sytuacjach, kiedy moc uzyskiwana ze źródeł OZE jest niewystarczająca, aby utrzymać znamionowe napięcie sieci DC, możliwy jest pobór niedoboru mocy z magazynu energii i tym samym stabilizacja napięcia sieci na zadanym poziomie. Najważniejsze dane przetwornicy zestawiono w tabeli 1.

Tabela 1. Parametry przetwornicy wysokoczęstotliwościowej

Moc wyjściowa	1 kW
Zakres napięcia wejściowego	12 – 28 V
Napięcie wyjściowe	24 V
Częstotliwość łączeń	500 kHz z przes. sygn. ster.

2. Budowa układu

Schemat obwodów mocy przetwornicy DC/DC przedstawiono na rys. 2. Do budowy przetwornicy wykorzystano półprzewodniki z węgla krzemu SiC, dzięki czemu możliwa jest praca z bardzo wysoką częstotliwością łączeń, wpływając na wielkość niezbędnych elementów biernych. Tym samym zmniejszeniu ulega rozmiar i waga urządzenia, co ma istotne znaczenie w przypadku urządzeń większej mocy, jak np. przetwornice instalowane w samochodach elektrycznych [3]. Ponadto elementy SiC charakteryzują się wyższą sprawnością oraz posiadają lepsze właściwości odnośnie odprowadzania ciepła. Dzięki temu rozmiar przekształtnika, w stosunku do urządzeń zbudowanych z elementów krzemowych, może być znacząco zmniejszony. Podzespoły wykorzystane do budowy przetwornicy zestawiono w tabeli 2.

Tabela 2. Zestawienie podzespołów obwodu mocy przetwornicy SiC

Podzespół	Opis
Tranzystory T1 – T8	SiC JFET IJW120R070T1 firmy Infineon 1200 V, 25 A (@100°C)
Diody D1 – D8	SiC Schottky IDW30S120 firmy Infineon 1200 V, 15 A (< 135°C)
Dławiki L1 i L2	0,89 μH
Kondensatory C1 i C2	2,2 μF
Tranzystory Ta i Tb	Si MOSFET IRFB3077PbF firmy International Rectifier 75 V, 120 A
Drivery tranzystorów SiC	Single JFET Driver IC 1EDI30J12CP firmy Infineon

W konstrukcji urządzenia (rys. 2) wyróżnić można dwa identyczne podukłady, połączone równolegle. Pierwszą część stanowi obwód: T1 i D1 – T3 i D3 – L2 – T6 i D6 – T8 i D8, drugi podukład tworzą elementy: T2 i D2 – T4 i D4 – L1 – T5 i D5 – T7 i D7. Dzięki takiej strukturze, dla uzyskania założonej

mocy wyjściowej, można zastosować łączniki o niższej wartości prądu znamionowego. Dodatkowo, przy uwzględnieniu przesunięcia w fazie sygnałów sterujących podukładami, zwielokrotnieniu ulega efektywna częstotliwość napięcia wyjściowego. Ogranicza to poziom tętnień prądu odbiornika, co dodatkowo pozwala zmniejszyć wymagania co do wartości elementów biernych w układzie [10]. W prezentowanym rozwiązaniu efektywna częstotliwość tętnień napięcia wyjściowego wynosi 1 MHz.

W przetwornicy zastosowane zostały tranzystory SiC typu JFET, które charakteryzują się stanem przewodzenia przy braku sterowania bramkowego. Aby wprowadzić je w stan blokowania, należy podać ujemne napięcie bramka-źródło na poziomie $V_{GS} = -19$ V. Dla układu z rys. 2 stwarza to niebezpieczeństwo zwarcia w gałęzi poprzecznej przekształtnika. Szczególne zagrożenie związane jest z procesem rozruchu układu. Z tego względu w obwodzie głównym przetwornicy zastosowano dodatkowe tranzystory zabezpieczające T_a i T_b (normalnie wyłączone). W sytuacji, gdy na zaciskach przetwornicy pojawi się napięcie zanim układy driverów wprowadzą tranzystory JFET w stan blokowania, dodatkowe tranzystory zapewniają przerwę w obwodzie mocy. Podczas dalszej, normalnej pracy przetwornicy łączniki T_a i T_b przewodzą w sposób ciągły.

Zaciski przetwornicy po stronie tranzystora T_a przeznaczone są do podłączenia napięcia sieci DC 24 V. Do zacisków po stronie tranzystora T_b dołączony jest magazyn energii.

3. Działanie przetwornicy dwukierunkowej

Dzięki zastosowaniu odpowiedniej struktury przetwornica posiada możliwość dwukierunkowego obniżania i podwyższania napięcia, co umożliwia przepływ energii w obu kierunkach niezależnie od relacji napięcia wejściowego do wyjściowego.

Sterując tranzystorami T1 – T8 w odpowiednich grupach, uzyskuje się napięcie o zadanej wartości, a przez to przepływ energii w pożądanym kierunku. W zależności od aktywności grup pracujących tranzystorów wyróżnić można pięć trybów pracy przetwornicy, w tym cztery aktywne. Wszystkie tryby pracy zestawiono w tabeli 3, gdzie: ON – przewodzenie tranzystora w sposób ciągły, OFF – tranzystor w stanie blokowania, PWM – praca z zadanym współczynnikiem wypełnienia.

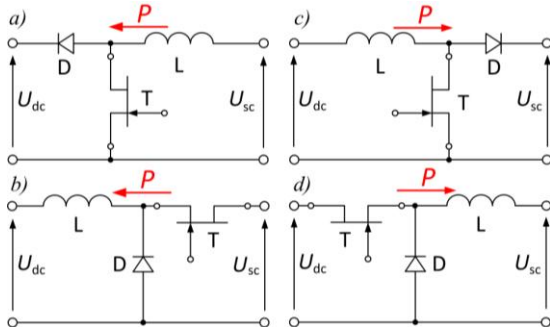
Tabela 3. Zestawienie aktywnych trybów pracy przetwornicy

Tryb pracy	Tranzystor							
	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8
DCUP	OFF		PWM		ON		OFF	
DCDOWN	OFF		OFF		PWM		OFF	
SCUP	ON		OFF		OFF		PWM	
SCDOWN	PWM		OFF		OFF		OFF	

Na rys. 3 w sposób uproszczony przedstawiono konfigurację przetwornicy z rys. 2 w poszczególnych trybach pracy zgodnie ze stanami z tabeli 3. Podczas tworzenia schematów rozpatrywano tylko jeden z dwóch równoległych podukładów.

Przedstawiony na rysunkach tranzystor T realizuje przełączanie typu PWM. Tranzystory w stanie ON traktowane są jako zwarcie, a łączniki w stanie OFF jako przerwa w obwodzie.

Dodatkowo na schematach oznaczono kolorem czerwonym kierunek przepływu mocy P w układzie. Przyjęto następującą konwencję strzałkowania (mającą wpływ na nazewnictwo trybów pracy z tabeli 3): przy przepływie mocy od magazynu energii (czyli od strony SC) do szyny prądu stałego (do strony DC) przyjmuje się kierunek w lewo.



Rys. 3. Uproszczony schemat przetwornicy w poszczególnych trybach pracy: a) DCUP, b) DCDOWN, c) SCUP, d) SCDOWN

Zgodnie ze schematami przedstawionymi na rys. 3 w pracy układu wyróżnić można dwie elementarne konfiguracje spotykane wśród przetwornic prądu stałego. Pierwszą z nich przedstawiono na rys. 3b i 3d. Są to tryby obniżania napięcia DCDOWN i SCDOWN. Praca w takim układzie obejmuje sytuacje, gdy transport energii odbywać się ma w kontrolowany sposób do odbiornika o niższym napięciu niż potencjał źródła. Jest to układ obniżający napięcie – z ang. *buck* lub DOWN converter. Wartość średnią napięcia odbiornika, w stanie ustalonym, w zależności od napięcia wejściowego, dla układu z rys. 3b opisać można zależnością:

$$U_{dc} = \gamma \cdot U_{sc} \quad (1)$$

gdzie: γ – współczynnik wypełnienia prądu tranzystora T.

Druga konfiguracja, obejmująca schematy z rys. 3a i 3c, dotyczy trybów podwyższania napięcia DCUP i SCUP. Praca w takim układzie następuje w sytuacjach, gdy przepływ energii kierowany jest do odbiornika o potencjale wyższym od źródła. Jest to przetwornica podwyższająca napięcie – z ang. *boost* lub UP converter. Wartość napięcia odbiornika, w stanie ustalonym, w zależności od napięcia wejściowego, dla układu z rys. 3a opisać można zależnością:

$$U_{dc} = U_{sc} \frac{1}{1 - \gamma} \quad (2)$$

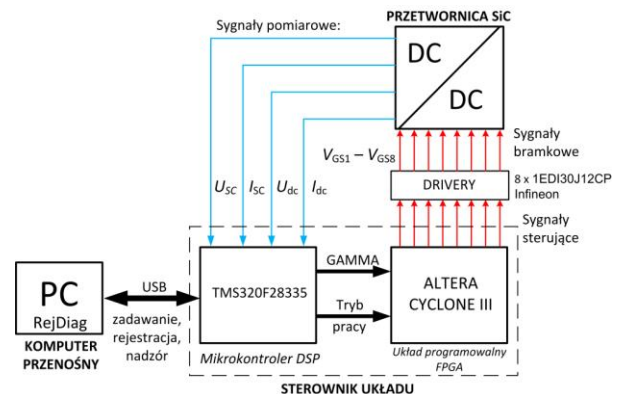
Podsumowując, pierwszy człon nazwy trybu pracy zawiera informację o kierunku przepływu energii, drugi natomiast określa charakter pracy przetwornicy.

4. Układ sterowania

Działanie przetwornicy kontroluje specjalny sterownik mikroprocesorowy STER_F28335, składający się z procesora TMS320F28335, współpracującego z układem programowalnym ALTERA CYCLONE III. Jest to elastyczny system, opracowany w IEL-OG, służący do sterowania przekształtników energoelektronicznych o różnorodnych strukturach. Rozwiązanie to przetestowano m.in. w aplikacjach falowników sieciowych, oraz wysokonapięciowych przetwornicach DC/DC z superkondensatorowymi zasobnikami energii. Mikrokontroler DSP firmy Texas Instruments to szybki układ realizujący obliczenia z częstotliwością do 150 MHz, posiadający zestaw dedykowanych podukładów, takich jak: przetworniki ADC, czy różnorodne

moduły komunikacyjne. Mikrokontroler wraz z zaimplementowanymi układami regulacji stanowi sterowanie nadrzędne przetwornicy. Układ programowalny FPGA zajmuje się bezpośrednią generacją sygnałów PWM, odciążając w ten sposób główną jednostkę obliczeniową. Dodatkowo praca układu sterowania może być kontrolowana z poziomu komputera klasy PC poprzez złącze USB.

Oprogramowanie kontrolne RejDiag, uruchamiane z poziomu komputera, również opracowane w Gdańskim Oddziale Instytutu Elektrotechniki, wyposażone jest w szereg funkcji uruchomieniowych oraz kontrolno - rejestrujących. Schemat blokowy układu sterowania przedstawiono na rys. 4.



Rys. 4. Schemat blokowy układu sterowania przetwornicą

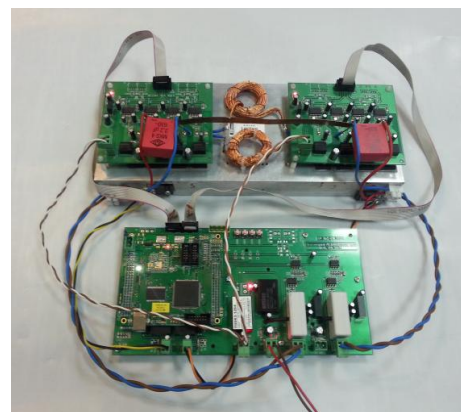
Do współpracy ze sterownikiem STER_28335 konieczne było opracowanie dedykowanej płyty bazowej, zapewniającej m.in. zasilanie układu sterowania oraz realizację pomiarów prądów i napięć przetwornicy. Układ wyposażony został w szereg dodatkowych funkcji rozszerzających jego możliwości komunikacyjne i pomiarowe, co umożliwi ewentualne późniejsze modyfikacje. Widok zbudowanej płyty bazowej przedstawiono na rys. 5.



Rys. 5. Płyta bazowa dla sterownika STER_F28335 i przetwornicy SiC

W układzie prowadzony jest monitoring prądów i napięć na wejściu i wyjściu przetwornicy. Wartość prądu mierzona jest za pomocą przetworników typu LEM, a pomiary napięć zrealizowano z wykorzystaniem rezystancyjnych dzielników napięcia.

Na rys. 6 przedstawiono widok skonstruowanej wysokoczęstotliwościowej przetwornicy DC/DC zbudowanej z półprzewodników z węglika krzemu wraz z podłączonym układem sterowania.



Rys. 6. Widok zbudowanej przetwornicy wraz z podłączonym układem sterowania

5. Wyniki badań laboratoryjnych

Działanie wysokoczęstotliwościowej przetwornicy DC/DC przetestowano we współpracy z superkondensatorem 40/28 firmy Newcond. Wykonywano próby ładowania i rozładowania zasobnika energii. Dane superkondensatora zestawiono w tabeli 4. Widok stanowiska laboratoryjnego przedstawiono na rys. 7.

Tabela 4. Parametry superkondensatora firmy Newcond produkcji rosyjskiej

Parametr	Wartość
Typ	40/28
Napięcie znamionowe	28 V
Prąd maksymalny	4000 A
Pojemność	104 F
Rezystancja wewnętrzna	0,0055 Ω
Waga	26 kg
Energia	40,77 kJ
Moc	35,64 kW

Na zdjęciu z rys. 7 przedstawiono dwie przetwornice o konstrukcji opisanej w niniejszym artykule (drugą przeznaczono do współpracy z baterią akumulatorów). Oba układy zamknięto w metalowych, niebieskich obudowach. Obwody sterowania odseparowano od obwodów mocy i przytwierdzono do zewnętrznej części pokrywy przetwornicy.

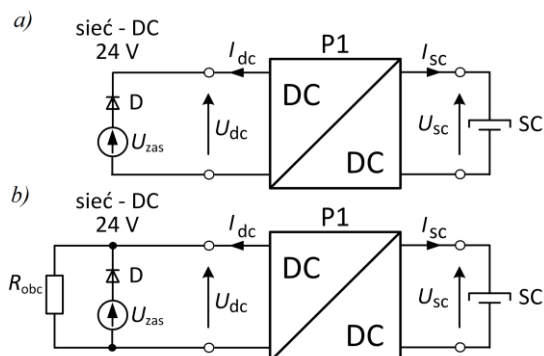


Rys. 7. Stanowisko testowe do badań przetwornic DC/DC

W badaniach wykorzystywany był regulowany zasilacz prądu stałego U_{zas} symulujący napięcie sieci DC. Poprzez zmiany wartości tego napięcia wymuszano reakcję przetwornicy. Dodatkowo wyjście zasilacza zabezpieczono przy pomocy szeregowo włączonej diody D. W przypadku procesu

rozładowania, energia z magazynu pobierana była przez obciążenie w postaci opornika o rezystancji R_{obc} . Pracę przetwornicy nadzorowano z poziomu aplikacji RejDiag, uruchomionej na komputerze podłączonym do sterownika przez port USB. Przy pomocy tego programu dokonano rejestracji przebiegów wejściowych i wyjściowych przetwornicy. Schematy układów badawczych przetwornicy przedstawiono na rys. 8a i 8b. Na schematach zaznaczono wielkości podlegające rejestracji podczas prób oraz ich dodatnią polaryzację.

Schemat układu badawczego dotyczącego ładowania superkondensatora przedstawiono na rys. 8a. Ze względu na ograniczenia czasu rejestracji, badania ładowania przeprowadzono w dwóch próbach. Wyniki zostały przedstawione na rys. 9 i 10.

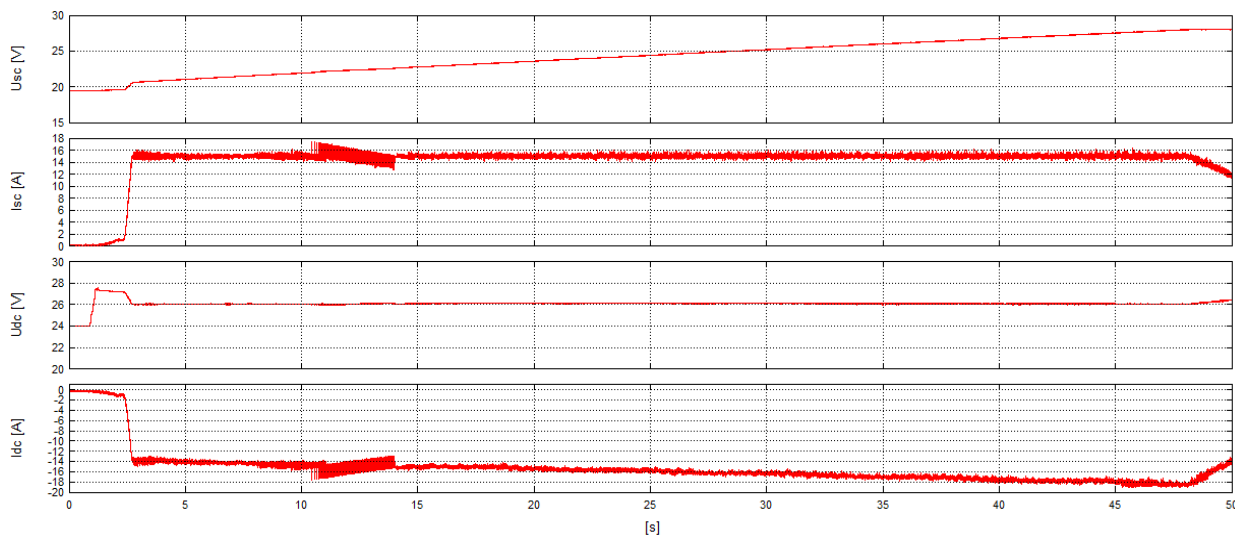


Rys. 8. Schemat układu badawczego przetwornicy dwukierunkowej SiC: a) ładowanie superkondensatora; b) rozładowanie superkondensatora

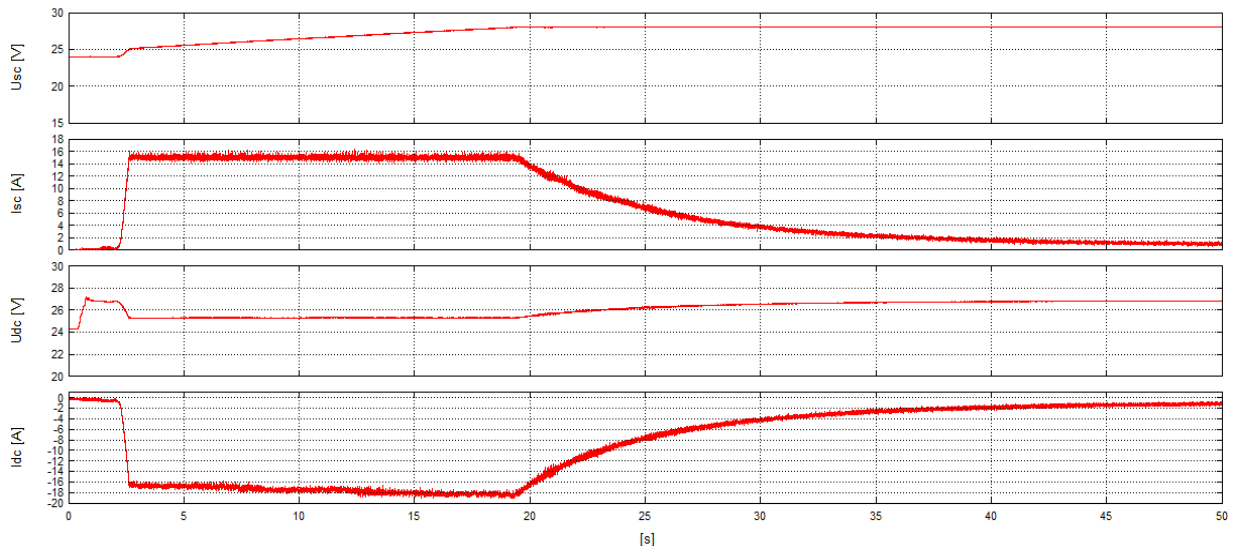
Proces ładowania (rys. 9) rozpoczyna się, gdy napięcie U_{dc} przekroczy wartość progową 24,5 V, wyzwalając zadziałanie przetwornicy P1. Prąd I_{sc} , który jest wielkością regulowaną, osiąga i utrzymuje zadaną wartość równą 15 A. W tym czasie napięcie U_{sc} narasta liniowo do momentu osiągnięcia wartości zadanej, określonej na poziomie 28 V. Tętnienia prądu I_{sc} , pojawiające się po ok. 12 s próby, wynikają ze zbliżenia wartości napięcia superkondensatora do napięcia U_{dc} . Układ oscyluje między pracą w trybie obniżania SCDOWN i podwyższania napięcia SCUP.

Po naładowaniu superkondensatora do zadanej wartości napięcia 28 V (co na rys. 10 następuje po ok. 19 s) przetwornica przechodzi z trybu ładowania magazynu stałym prądem w tryb ładowania przy stałym napięciu, a prąd I_{sc} maleje wykładniczo.

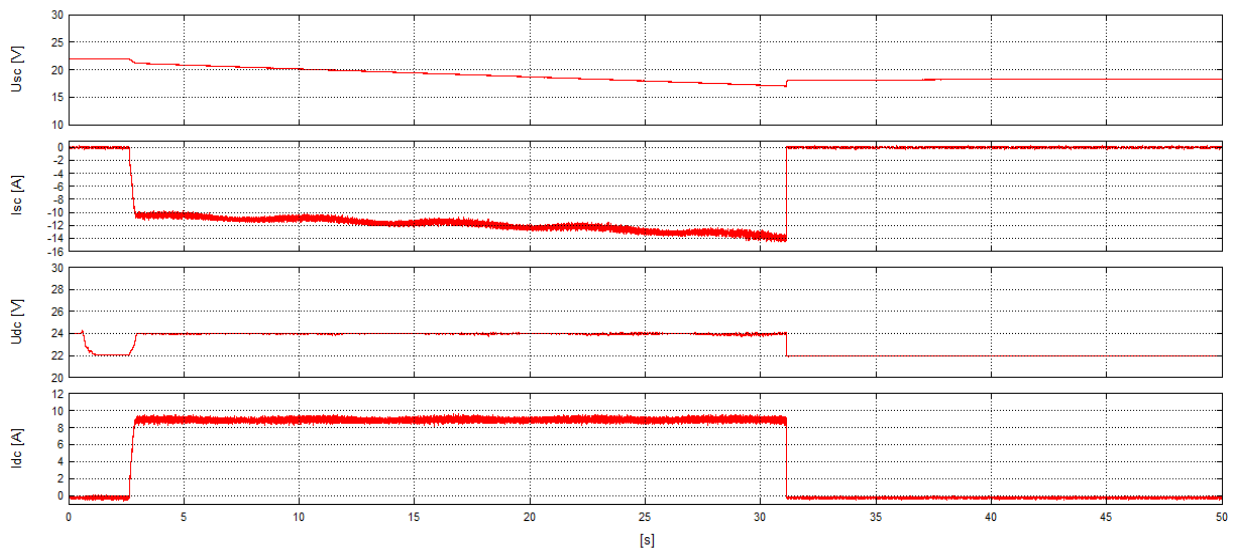
Schemat układu badawczego związany z rozładowywaniem superkondensatora przedstawiono na rys. 8b. Rezystancja obciążenia wynosiła 3 Ω . Wyniki badania procesu rozładowania przedstawiono na rys. 11.



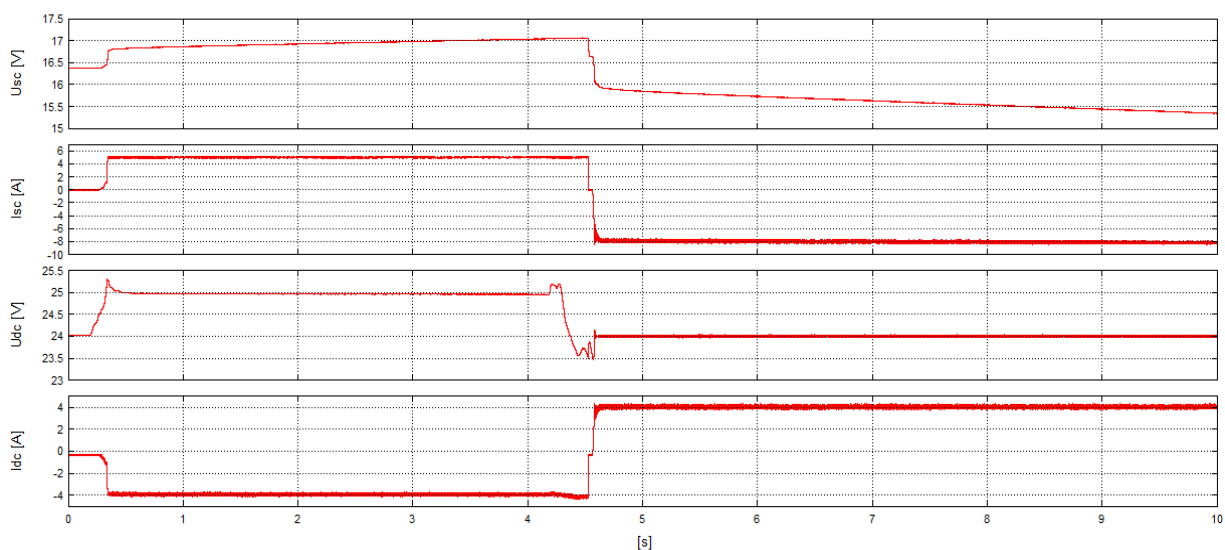
Rys. 9. Przebiegi charakteryzujące pracę przetwornicy dwukierunkowej SiC podczas ładowania superkondensatora – tryb ładowania stałym prądem 15 A



Rys. 10. Przebiegi charakteryzujące pracę przetwornicy dwukierunkowej SiC podczas ładowania superkondensatora – tryb ładowania stałym napięciem 28 V



Rys. 11. Przebiegi charakteryzujące pracę przetwornicy dwukierunkowej SiC podczas rozładowania superkondensatora



Rys. 12. Przebiegi charakteryzujące przejście z trybu pracy ładowania do rozładowania superkondensatora

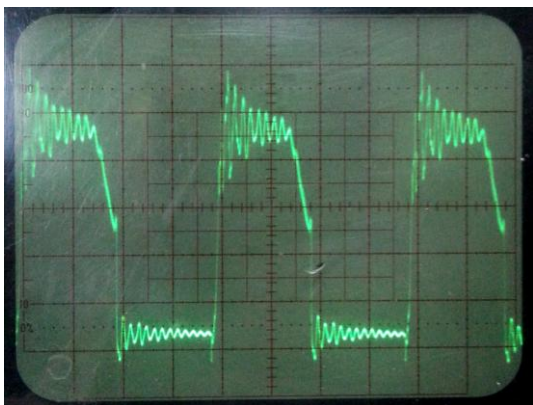
Rozładowanie superkondensatora rozpoczyna się (rys. 11), gdy napięcie U_{dc} spada poniżej ustalonej wartości minimalnej 23,5 V. Podczas tego procesu regulowany jest prąd I_{dc} , a zadaniem układu jest uzyskanie i utrzymanie na szynie DC napięcia 24 V. Prąd rozładowania I_{dc} utrzymuje stałą wartość. Po ok. 31 s napięcie U_{sc} spada do wartości minimalnej i w tym momencie

proces rozładowania zostaje natychmiast przerwany. Napięcie U_{dc} nie jest już podtrzymywane i spada do wartości ok. 22 V.

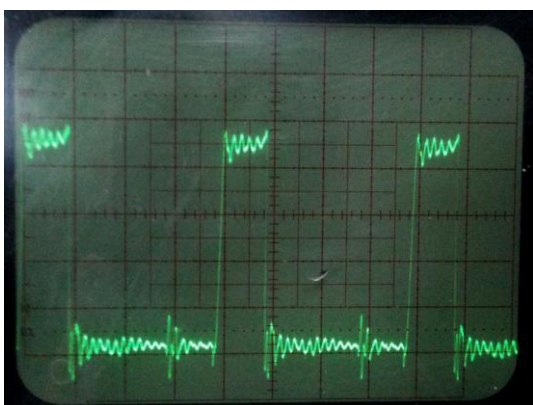
W próbach, których wyniki przedstawiono na rys. 9–11, celowo spowolniono dynamikę układu regulacji, aby lepiej zaprezentować charakter zachodzących zjawisk. Pełną dynamikę reakcji przetwornicy zademonstrowano na rys. 12, gdzie przedstawiono proces zmiany kierunku przepływu energii. Układ

badawczy odpowiadał schematowi z rys. 8b. Poprzez zmiany napięcia U_{zas} symulującego napięcie mikro sieci DC, wymuszono przejście ze stanu ładowania do stanu rozładowania superkondensatora.

W trakcie badań dokonano również rejestracji procesów załączania i wyłączania tranzystorów. Układ zasilany ze źródła o napięciu 24 V pracował z częstotliwością 500 kHz w trybie SCDOWN. Rejestracji podlegało napięcie dren-źródło u_{DS} przy różnych współczynnikach wypełnienia γ . Przykładowe przebiegi w postaci zrzutów z ekranu oscyloskopu przedstawiono na rys. 13 i 14.



Rys. 13. Napięcie u_{DS} tranzystora T2 podczas pracy dla $\gamma = 0,5$ (ustawienia oscyloskopu - X: 0,5 $\mu\text{s/DZ}$; Y: 5 V/DZ)



Rys. 14. Napięcie u_{DS} tranzystora T1 podczas pracy dla $\gamma = 0,75$ (ustawienia oscyloskopu - X: 0,5 $\mu\text{s/DZ}$; Y: 5 V/DZ)

6. Podsumowanie

Korzystając z doświadczeń oraz wyników badań zawartych w opracowaniu [8] dotyczącym transformatorowej przetwornicy z tranzystorami z węgla krzemowego, zbudowany został model przetwornicy beztransformatorowej z funkcją podwyższania i obniżania napięcia. Poprzednia konstrukcja z tranzystorami SiC pracującymi w układzie mostkowym, umożliwiała jednokierunkowy przepływ energii, a osiągnięta stabilna częstotliwość łączeń wynosiła 700 kHz.

Nowa konstrukcja, zawierająca dwie równoległe pracujące przetwornice z przesuniętym fazowo sterowaniem, zapewni dwukierunkowy przepływ energii w szerokim zakresie napięć, przy zachowaniu wysokiej jakości energii wyjściowej. Częstotliwość pracy układu wynosi obecnie 500 kHz w każdej z równoległych przetwornic, co wynikowo daje częstotliwość pracy układu na poziomie 1 MHz. Przedstawione wyniki potwierdzają poprawne działanie przetwornicy w aplikacjach z magazynami energii. Uzyskane doświadczenia w pracach nad układami o wysokich częstotliwościach łączeń tranzystorów umożliwią opracowanie w przyszłości komercyjnych przetwornic DC/DC dla zastosowań w tzw. małej energetyce (prosumenckiej) związanej z lokalnymi źródłami OZE.

Rzeczywistą weryfikacją poprawności pracy przetwornicy będzie zainstalowanie układu w istniejącym w Oddziale Gdańskim IEL modelowym systemie mikro sieci OZE.

Literatura

- [1] Abramik S. i inni: Wielowrotnik Energetyczny dla Wieloźródłowego Systemu OZE. Opracowanie nr OG/913/RE-162/2015: Energetyka Rozproszona – Generacja, Przetwarzanie i Magazynowanie Energii, Gdańsk, 2015, 48–70.
- [2] Adamowicz M., Strankowski P., Pietryka J., Szewczyk J., Guziński J.: SiC-Based Phase-Shift Dual Half Bridge DC-DC Converter as a Key Component of Multilevel Cascaded MV Converters. Przegląd Elektrotechniczny 9/2014, 203–210.
- [3] Calderon-Lopez G., Forsyth A. J.: High Power Density DC-DC Converter with SiC MOSFETs for Electric Vehicles. 7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014), 1–6, Manchester, 2014.
- [4] Gizewski S.: Trójfazowy falownik napięcia z tranzystorami SiC JFET. Przegląd Elektrotechniczny 4b/2012, 76–79.
- [5] Huawu L., Hongfei W., Yangjun L., Yan X., Kai S.: A High Efficiency Inverter Based on SiC MOSFET Without Externally Anti-parallelled Diodes. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC, 2014.
- [6] Lowiec E. i inni: Wysokoczęstotliwościowa Przetwornica DC/DC z Wykorzystaniem Elementów SiC. Opracowanie nr OG/902/RE-162/2014: Energetyka Rozproszona – Generacja, Przetwarzanie i Magazynowanie Energii, Gdańsk, 2014, 54–71.
- [7] Nowak M., Barlik R., Rąbkowski J.: Poradnik Inżyniera Energoelektronika Tom 2. WNT, Warszawa, 2014.
- [8] Perz J. i inni: Przetwornica Wielkiej Częstotliwości. Opracowanie nr OG/892/RE-162/2013: Energetyka Rozproszona – Generacja, Przetwarzanie i Magazynowanie Energii, Gdańsk, 2013, 27–42
- [9] Rothmund D., Ortiz G., Guilloid Th., Kolar J. W.: 10kV SiC-Based Isolated DC-DC Converter for Medium Voltage-Connected Solid-State Transformers. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC, 2015.
- [10] Undeland T. M., Mohan N., Robbins W. P.: Power Electronics – Converters, Applications, and Design. John Wiley and Sons, Inc., New York, 2003.
- [11] Zdanowski M., Rąbkowski J., Barlik R.: Trójfazowy, Dwupoziomowy Falownik Napięcia z Tranzystorami Z-FET z Węgla Krzemowego (SiC). Przegląd Elektrotechniczny, 11/2014, 104–107.
- [12] Zhang H., Tolbert L. M., Han J. H., Chinthavali M., S., Barlow F.: 18 kW Three Phase Inverter System Using Hermetically Sealed SiC Phase-Leg Power Modules. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC, 2010.

Mgr inż. Wojciech Matelski

e-mail: wojciech.matelski@iel.gda.pl

Ukończył studia w 2013 roku na Wydziale Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej o specjalności Przetwarzanie i Użytkowanie Energii Elektrycznej. Zatrudniony w Oddziale Gdańskim Instytutu Elektrotechniki. W swojej pracy zajmuje się symulacją obwodów energoelektronicznych oraz problemami napędu elektrycznego i energetyki odnawialnej. Obecnie jest uczestnikiem studiów doktoranckich w Instytucie Elektrotechniki.



Mgr inż. Leszek Wolski

e-mail: leszek.wolski@iel.gda.pl

Absolwent Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej kierunku Przetwarzanie i Użytkowanie Energii Elektrycznej z 1996 r. Od 1995 r. pracuje w Gdańskim Oddziale Instytutu Elektrotechniki. Zajmuje się projektowaniem i programowaniem układów mikroprocesorowych, technikami komunikacyjnymi, alternatywnymi źródłami energii oraz sterowaniem falownikowych przekształtników energii.



Dr inż. Stanisław Abramik

e-mail: stanislaw.abramik@iel.gda.pl

Ukończył Wydział Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej w 1997 roku. W 2003 roku obronił pracę doktorską i uzyskał stopień doktora nauk technicznych w zakresie elektrotechniki i Docteur de l'Institut National Polytechnique de Toulouse. Od 2004 pracuje w Oddziale Gdańskim Instytutu Elektrotechniki. Aktualnie zajmuje się energetyką odnawialną, energooszczędnym oświetleniem LED oraz pojazdami elektrycznymi.



otrzymano/received: 13.05.2016

przyjęto do druku/accepted: 01.07.2016

DOI: 10.5604/20830157.1212272

ANALIZA MOŻLIWOŚCI DETEKCJI WYŁADOWAŃ NIEZUPEŁNYCH W APARATURZE ROZDZIELCZEJ ŚREDNICH NAPIĘĆ W IZOLACJI POWIETRZNEJ METODĄ PRZEJŚCIOWEGO NAPIĘCIA DOZIEMNEGO

Rafał Buczko¹, Andrzej Sikora²¹ABB Centrum Rozwoju Produktów i Technologii Średniego Napięcia – Przasnysz,²Instytut Elektrotechniki Oddział Technologii i Materiałoznawstwa Elektrotechnicznego – Wrocław

Streszczenie. W nowoczesnej aparaturze rozdzielczej wykorzystuje się w coraz większym stopniu materiały polimerowe jako układy izolacyjne. Mimo swoich licznych zalet, wykazują one niekiedy ograniczoną wytrzymałość na wyładowania niezupełne. W artykule przedstawiono analizę możliwości wykorzystania nieinwazyjnej metody przejściowego napięcia doziemnego TEV do detekcji różnych form wyładowań niezupełnych w aparaturze rozdzielczej średnich napięć. Dzięki wykorzystaniu tej metody, diagnostyka odbywa się bez konieczności odstawiania urządzenia od systemu elektroenergetycznego. Uzyskane wyniki potwierdzają skuteczność metody.

Słowa kluczowe: wyładowania niezupełne, aparatura rozdzielcza, przejściowe napięcie doziemne

ANALYSIS AND DETECTION POSSIBILITY OF THE PARTIAL DISCHARGES IN AIR INSULATED MEDIUM VOLTAGE SWITCHGEAR USING TRANSIENT EARTH VOLTAGE DETECTION

Abstract. Modern switchgear increasingly use polymeric materials as insulation. Despite its numerous advantages they have limited resistance to partial discharge corrosion in some cases. In this paper noninvasive methods Transient Earth Voltage (TEV) measurement is proposed to detect various forms of partial discharges in medium voltage switchgear. These method allows for non-invasive diagnostic without switch of the switchgear. Measurement results confirm the effectiveness of the proposed approach.

Keywords: partial discharges, switchgear, transient earth voltage

Wstęp

Wyładowania niezupełne są lokalnym przebiciami części izolacji pod wpływem przyłożonego napięcia. Wyładowania niezupełne zwierają jedynie część izolacji, całkowite zwarcie izolacji oznacza wyładowanie zupełne, będące często skutkiem długotrwałych wyładowań niezupełnych. Rozwijające się wyładowania przyspieszają mechanizmy degradacyjne takie jak starzenie jonizacyjne, cieplne i elektrochemiczne. Degradując, układy izolacyjne aparatury rozdzielczej mogą prowadzić do awarii zagrażających bezpieczeństwu personelu i ciągłości dostaw energii elektrycznej. Ze względu na charakter wyładowań, możemy je podzielić na: koronowe, powierzchniowe i wewnętrzne. W aparaturze rozdzielczej w izolacji powietrznej, główną przyczyną awarii są wyładowania powierzchniowe występujące na granicy faz dielektryk-powietrze. Podłoże rozwoju stanowi tutaj powierzchnia, która w zależności od wykorzystanego materiału i warunków klimatycznych, warunkuje powstawanie wyładowań. Procesowi degradacji układów izolacyjnych towarzyszą fale elektromagnetyczne, fale dźwiękowe i emisja gazów. Efekty te mogą z różną skutecznością zostać wykorzystane, do detekcji zjawiska.

Wykorzystanie detekcji fal elektromagnetycznych pozwala na bezinwazyjne kontrolowanie poziomu wyładowań niezupełnych. Brak ingerencji w układ umożliwia okresowe lub ciągłe monitorowanie poziomu wyładowań, zwiększając tym samym bezpieczeństwo i niezawodność.

1. Normalizacja w dziedzinie badań wyładowań niezupełnych w aparaturze rozdzielczej

Zgodnie z normą międzynarodową IEC 62271-103, aparaturę rozdzielczą średnich napięć nazywamy urządzeniami o napięciu znamionowym do 52 kV włącznie [7]. Obecny proces normalizacji IEC traktuje pomiar poziomu wyładowań niezupełnych, jako dobrowolny, a kwestie dopuszczalnego poziomu wyładowań pozostawia do ustalenia między wytwórcą urządzenia a jego odbiorcą. Podstawową normą pomiaru elektrycznych impulsów wyładowań metodą inwazyjną, jest norma IEC 60270 [9]. Dopuszczalna wartość ładunku pozornego została podana natomiast w normalizacji kanadyjskiej CSA C22.2 No. 193-M1983 i wymaga ona przeprowadzenia prób pomiaru poziomu wyładowań niezupełnych na urządzeniach o napięciu znamionowym 13,8 kV i wyższym gdzie dopuszczalny poziom wyładowań to 100 pC [5].

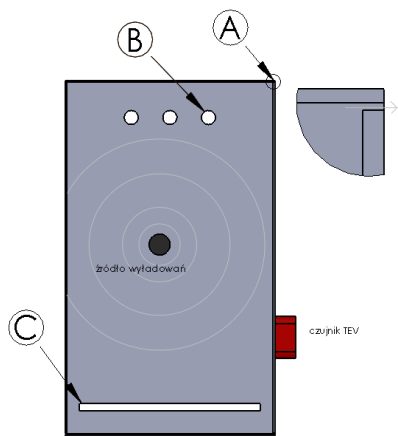
Dokumenty normalizacyjne wspominają również o możliwości wykonania nieinwazyjnych prób typu techniką analizy emisji akustycznej i emisji elektromagnetycznej [6]. Próbą ujęcia metod alternatywnych pomiaru poziomu wyładowań jest projekt normy IEC 62478 „High voltage test techniques – Measurement of partial discharge by electromagnetic and acoustic methods” [8].

2. Alternatywne metody pomiaru wyładowań niezupełnych

Jedną, jak dotąd znormalizowaną metodą pomiaru poziomu wyładowań niezupełnych, jest metoda elektryczna pomiaru ładunku pozornego [9]. Wymaga ona niestety wyłączenia urządzenia z eksploatacji, co może być związane z przerwami w dostawie energii i czasochłonnymi pomiarami. Alternatywne metody identyfikacji wyładowań niezupełnych wykorzystują do detekcji efekty towarzyszące wyładowaniom i mogą być używane bez konieczności odłączenia urządzenia. Metody nieinwazyjne wykorzystywane do detekcji wyładowań niezupełnych w aparaturze rozdzielczej to: metoda TEV, metoda emisji akustycznej i metoda detekcji elektromagnetycznej [2, 3, 4].

2.1. Wykorzystanie metody przejściowego napięcia doziemnego

Wyładowaniom niezupełnym towarzyszą fale elektromagnetyczne rozchodzące się w powietrzu, których intensywność jest uwarunkowana charakterem wyładowania i osłabieniem na drodze propagacji. Fala wnika w przewodnik, który w przypadku aparatury rozdzielczej jest metalową obudową, gdzie ulega silnemu tłumieniu. Głębokość wnikania zależy od rezystywności, przenikalności magnetycznej ośrodka i częstotliwości prądu (głębokość wnikania dla stali przy częstotliwości sygnału 100 Mhz wynosi około 0,5 μm). Pole elektryczne fali powoduje przepływ prądu powierzchniowego o dużej częstotliwości. Sygnał wysokiej częstotliwości generuje szybkie impulsy napięciowe nazywane TEV (Transient Earth Voltage). Typowy czas narastania sygnału to kilka nanosekund, a jego amplituda dochodzi do kilku woltów [1]. Z powodu efektu naskórkowego, sygnał nie jest w stanie przejść na wskroś przewodnika, wydostaje się natomiast biegnąc po powierzchni otworami technologicznymi oraz w miejscach łączenia materiałów (rysunek 1).



Rys. 1. Przykład wykorzystania metody TEV do pomiaru wyładowań niepełnych i miejsca wydostawania się sygnału na zewnętrzne okładziny metalowej obudowy

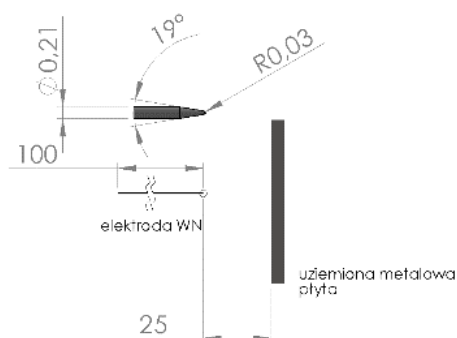
2.2. Pomiary przejściowego napięcia doziemnego

Badania zostały wykonane w metalowej obudowie wykonanej ze stali nierdzewnej o wymiarach 500×800×300 mm symulującej wewnętrzną rozdzielnicę. Widok obudowy przedstawiono na rysunku 2a Centralnie wewnątrz metalowej obudowy zostały umieszczone układy pozwalające uzyskać wyładowania niepełne typu korona, wyładowania powierzchniowe i wyładowania wewnętrzne, patrz rys. 2b-d. Obiekt zasilono z transformatora probierczego wysokiego napięcia z możliwością regulacji napięcia skutecznego w granicach 0–80 kV.

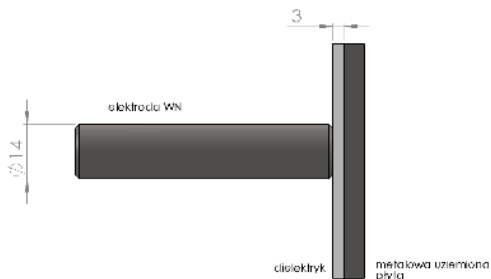
Sygnal został zmierzony przy użyciu czujnika pomiarowego TEV firmy HVPD, przymocowanego do obudowy za pomocą wbudowanych magnesów. Czulość urządzenia deklarowana przez producenta to 118,4 mV/V, pasmo przenoszenia 1 kHz–100 MHz. Do rejestracji sygnału wykorzystano oscyloskop PicoScope 3406B, częstotliwość próbkowania 1 Gs/s i pasmo przenoszenia do 200 MHz. Wartość napięcia probierczego została zmierzona bezpośrednio z badanego obiektu sondą probierczą Tektronix P6015A 1000V/1V.



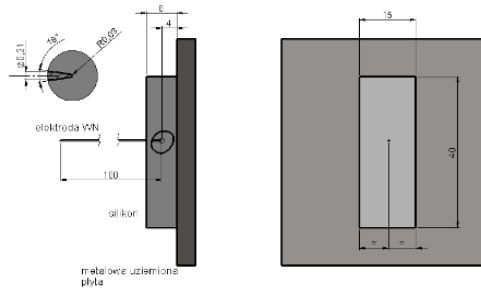
a) metalowa obudowa i czujnik TEV



b) układ generujący wyładowania typu korona



c) układ generujący wyładowania typu powierzchniowego



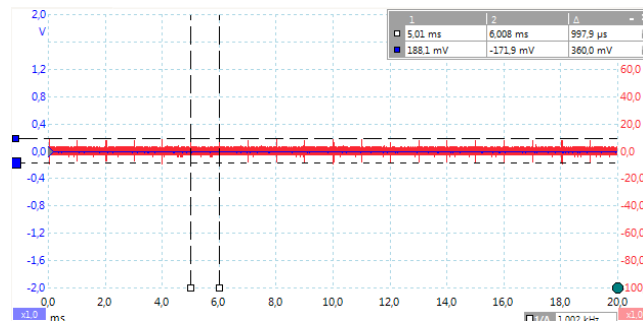
d) układ generujący wyładowania typu wewnętrznego

Rys. 2. Układy generujące wyładowania niepełne i metalowa obudowa wykorzystana do badań, wymiary podano w mm

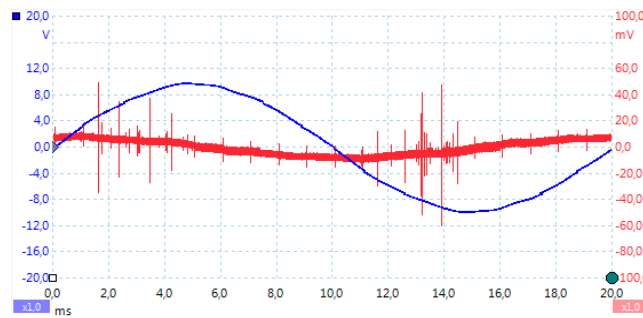
Przeprowadzone badania dotyczyły trzech rodzajów typów wyładowań.

• Wyładowania typu korona

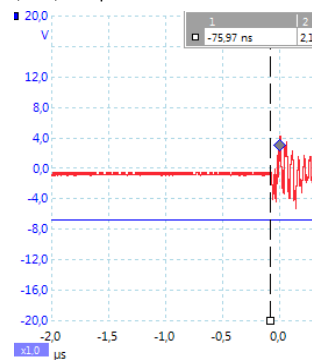
Wyładowania typu korona powstają, gdy zostaje przekroczone dopuszczalne natężenie pola elektrycznego dla danego dielektryka gazowego. Pomiary wykonano dla pełnego okresu sygnału sinusoidalnego 20 ms, aby zobrazować powiązanie między wartością napięcia zasilającego a impulsami TEV. Pierwszy pomiar wykonany został bez udziału napięcia probierczego. Analiza sygnału obrazuje sygnały zakłócenia i cykliczne impulsy, co około 1 ms o amplitudzie sygnału 10 mV, będące sygnałem zakłócenia



a) poziom zakłóceń



c) wartość skuteczna napięcia probierczego 6,8 kV, czas pomiaru 20 ms



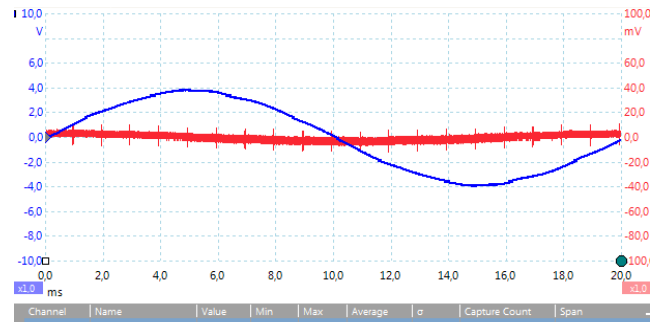
e) pojedynczy impuls napięciowy, czas pomiaru 5 μs

Rys. 3. Pomiary wyładowań typu korona

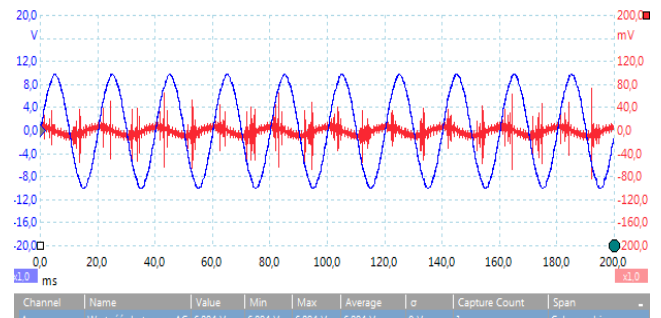
• Wyładowania typu powierzchniowego

Wyładowania typu powierzchniowego są niebezpieczną formą zmiany struktury warstwy powierzchniowej izolacji na skutek czynników zewnętrznych lub wewnętrznych. Nieodwracalne zmiany degradacyjne powodują zmniejszenie wytrzymałości dielektrycznej układu i w ostateczności mogą prowadzić do wyładowania zupełnego. Pomiary wykonano kolejno dla wartości skutecznej napięcia probierczego 3,9 kV, 5,7 kV i 6,8 kV. Analiza uzyskanych przebiegów świadczy o zwiększeniu się intensywności wyładowań pod wpływem podnoszenia napięcia probierczego. Amplituda i częstotliwość pojawiania się przejściowego napięcia doziemnego zwiększa się w miarę podnoszenia wartości napięcia, patrz rys 4a do 4c. Podobnie jak przy wyładowaniach typu korona, wyładowania rejestrowane są jedynie w narastającej części sinusoidy. Analiza sygnałów wykazuje również pojawienie się wyładowań w zerze napięcia, co nie zostało zaobserwowane w wyłodo-

podochodzenia zewnętrznego (rys. 3a). Pomiary przy napięciu 2,6 kV (rys. 3b) wykazały brak wyładowań niepełnych, zaobserwowano jedynie okresowe zakłócenia sygnału pomiarowego. Podwyższenie napięcia probierczego do 6,8 kV skutkuje pojawieniem się impulsów napięciowych o amplitudzie do 45 mV, będących następstwem wyładowań niepełnych. Wyładowania pojawiają się jedynie przy narastającym zboczcu sygnału probierczego (rys. 3c i 3d). Analiza w nieco dłuższym przedziale czasowym wynoszącym 200 ms, pokazuje powtarzalność impulsów napięciowych względem sygnału probierczego. Stromość narastania pojedynczego impulsu TEV wynosi około 6 ns a czas trwania sygnału około 2 μs (rys. 3e).



b) wartość skuteczna napięcia probierczego 2,6 kV, czas pomiaru 20 ms

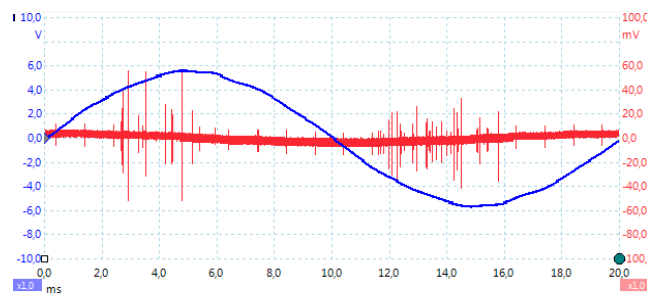


d) wartość skuteczna napięcia probierczego 6,8 kV, czas pomiaru 200 ms

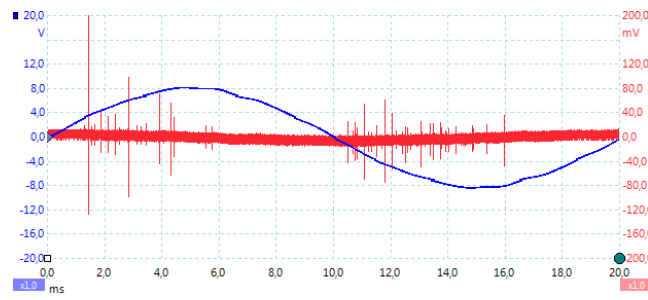
waniu typu korona. Pomiar w dłuższym przedziale czasowym potwierdza powtarzalność rejestrowanych sygnałów w poszczególnych okresach napięcia probierczego (rys. 4d). Czas trwania impulsu jest podobny jak przy wyładowaniu typu korona (rys. 4e).

• Wyładowania typu wewnętrznego

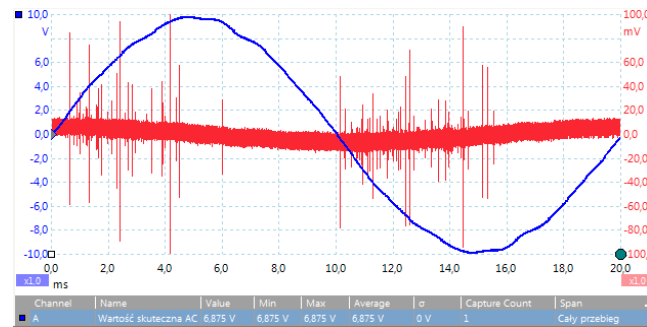
Wyładowania wewnętrzne są jedną z form wyładowań, których identyfikacja metodą nieinwazyjną jest trudna z racji zamkniętego obszaru powstawania. Fala elektromagnetyczna nie zawsze jest w stanie wydostać się z obszaru objętego wyładowaniem. Do symulacji wyładowań niepełnych wykorzystano metalowe ostrze umieszczone w materiale wykonanym z silikonu (rys. 2c). Pomiary przy napięciu probierczym 3,9 kV nie wykazują istnienia impulsów napięciowych, zwiększony jest natomiast poziom szumów w sygnale (rys. 5a). Pierwsze impulsy pojawiają się przy napięciu 5,3 kV (rys. 5b) i zwiększają swoją częstotliwość i amplitudę wraz ze zwiększeniem się wartości napięcia (rys. 5c).



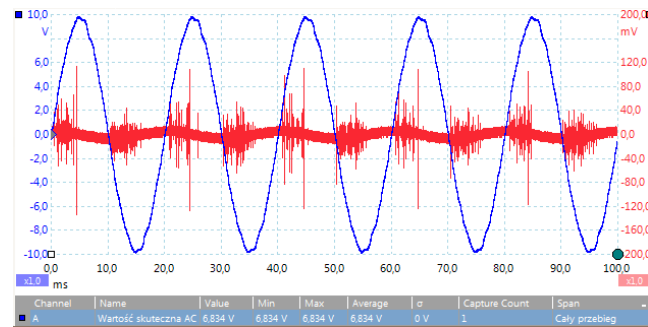
a) wartość skuteczna napięcia pobierczego 3,9 kV, czas pomiaru 20 ms



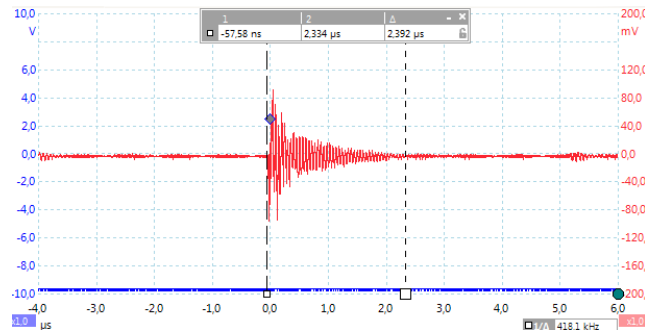
b) wartość skuteczna napięcia pobierczego 5,7 kV, czas pomiaru 20 ms



c) wartość skuteczna napięcia pobierczego 6,8 kV, czas pomiaru 20 ms

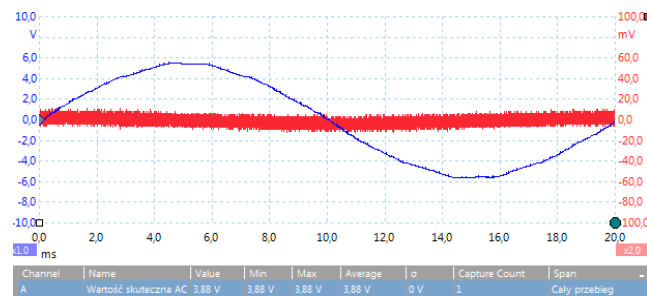


d) wartość skuteczna napięcia pobierczego 6,8 kV, czas pomiaru 100 ms

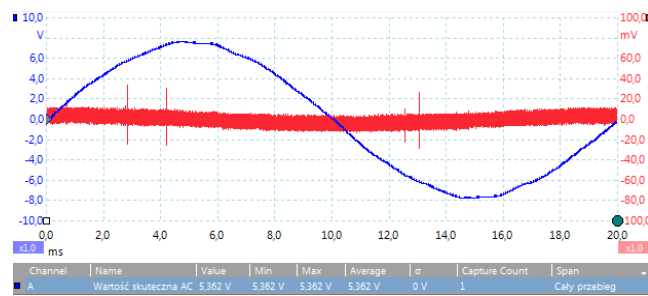


e) pojedynczy impuls napięciowy, czas pomiaru 10 μ s

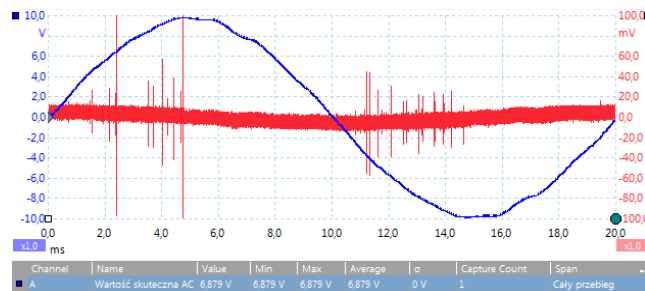
Rys. 4. Pomiary wyładowań typu powierzchniowego



a) wartość skuteczna napięcia pobierczego 3,9 kV, czas pomiaru 20 ms



b) wartość skuteczna napięcia pobierczego 5,3 kV, czas pomiaru 20 ms



c) wartość skuteczna napięcia pobierczego 6,8 kV, czas pomiaru 20 ms

Rys. 5. Pomiary wyładowań wewnętrznych

2.3. Zakłócenia podczas pomiaru wyładowań

Istotnym czynnikiem podczas badań okazują się zakłócenia, które mogą wpływać na błędną interpretację wyników. Urządzenia pracujące w sąsiedztwie mogą znacząco wpływać na rezultaty pomiarów. Przykładem są tutaj źródła wyładowcze w postaci lamp podczas procesu zapalania, zasilacze impulsowe, falowniki, regulatory tyrystorowe, iskrzące styki urządzeń. Zakłócenia mogą pochodzić również z procesów łączeniowych powstałych w systemie elektroenergetycznym, operacji mechanicznych czy też wyładowań atmosferycznych.

3. Wnioski

W pracy zaprezentowano wstępne próby detekcji wyładowań niepełnych wykorzystując przejściowe napięcie doziemne, jako jeden z symptomów ich obecności. Pomiar wykonano na układzie odwzorowującym rozdzielnicę w izolacji powietrznej z umieszczonym wewnątrz źródłem wyładowań niepełnych. Dokonane pomiary potwierdzają skuteczność wykrycia wyładowań przy wykorzystaniu tej metody. Zwiększaniu intensywności wyładowań towarzyszą większe amplitudy impulsów napięciowych, co może zostać wykorzystane do identyfikacji intensywności zjawiska. Uzyskane wyniki świadczą o tym, że impulsy napięciowe towarzyszące wyładowaniom niepełnym pojawiają się jedynie na wznoszącej się części sygnału probierczego do osiągnięcia wartości szczytowej. Wstępna analiza zakłóceń pozwala zidentyfikować sygnały niebędące następstwem wyładowań niepełnych.

Literatura

- [1] Brown P.: Non-intrusive partial discharge measurements on high voltage switchgear, 1–5, 1996
- [2] Nakaoka T., Tai Y., Kamarol M., Kozako M., Hikita M.: Development of Partial Discharge Detection and Diagnostic Methods of Vacuum Circuit Breaker, 485–488, 2014

- [3] Reid A.J., Judd M.D., Duncan G.: Simultaneous Measurement of Partial Discharge Using TEV, IEC60270 and UHF Techniques, 439–442, 2012
- [4] Wang L., Ning W., Wang L., Lu H., Wang H., Jia S., Wu J.: Experimental Investigation of Partial Discharge Detection in Medium-voltage Switchgear Based on Ultra-High-Frequency Sensor, 2–5, 2013
- [5] Canadian Standards C22.2 No.193 - M1983: High voltage full-load interrupter switches
- [6] IEC 62271-102, 2013: High-voltage switchgear and controlgear - Part 102: Alternating current disconnectors and earthing switches
- [7] IEC 62271-103, 2011: High-voltage switchgear and controlgear - Part 103: Switches for rated voltage above 1 kV up to and including 52 kV
- [8] IEC 62478, draft 2010: High voltage test techniques: Measurement of partial discharges by electromagnetic and acoustic methods
- [9] PN-EN 60270, 2003: Wysokonapięciowa technika probiercza. Pomiar wyładowań niepełnych

Mgr inż. Rafał Buczeko

e-mail: rafal.buczeko@pl.abb.com

Absolwent Wydziału Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Lubelskiej (2011). Obecnie uczestnik zaocznych studiów doktoranckich w Instytucie Elektrotechniki w Warszawie. Pracownik ABB w dziale rozwoju produktów średnich napięć. W pracy naukowej zajmuje się metodami diagnostyki wysokonapięciowych układów izolacyjnych w aparaturze rozdzielczej.



Dr hab. inż. Andrzej Sikora, prof. IEL

Absolwent Wydziału Elektroniki Politechniki Wrocławskiej (2000) i Wydziału Elektroniki Mikrosystemów i Fotoniki (2005). Od 2005 roku pracownik naukowy Wrocławskiego oddziału Instytutu Elektrotechniki. Specjalizuje się w doskonaleniu i wykorzystaniu zaawansowanych technik pomiarowych, a w szczególności mikroskopii sił atomowych w badaniu materiałów elektrotechnicznych.



otrzymano/received: 15.09.2015

przyjęto do druku/accepted: 01.07.2016

DOI: 10.5604/20830157.1212273

MODEL OF CTG APARATUS IN LABVIEW ENVIRONMENT

Piotr Gumkowski, Wojciech Lecewicz, Wojciech Surtel

Lublin University of Technology, Institute of Electronics and Information Technology

Abstract. *Cardiotocography is now a standard procedure determining the well-being of the fetus. In today's increasing popularity of IoT, there is a need for solutions providing mobility, while maintaining reliability. The article presents the methodology of creating CTG apparatus model, which enables filtration and detection of the basic parameters of the examination.*

Key words: biomedical equipment, biomedical signal processing, biomedical electronics, telemedicine, digital signal processing, internet of things

MODEL APARATU KTG W ŚRODOWISKU LABVIEW

Streszczenie. *Kardiotokografia jest obecnie standardowym badaniem określającym dobrostan płodu. W dobie coraz większej popularności IoT potrzeba rozwiązań zapewniających mobilność, przy jednoczesnym zachowaniu niezawodności. Artykuł przedstawia metodykę tworzenia modelu aparatu KTG, który umożliwia filtrację, oraz detekcję podstawowych parametrów badania.*

Słowa kluczowe: sprzęt biomedyczny, przetwarzanie sygnałów biomedycznych, elektronika biomedyczna, teledycyna, cyfrowe przetwarzanie sygnału, internet rzeczy

Introduction

Nowadays, the Internet of Things (IoT) is one of the most rapidly growing fields of technology. The term Internet of Things was first used by British expert of new technologies – Kevin Ashton [9]. The IoT devices are present in almost every field, such as marketing, industry, transport, building management systems, environment or medicine.

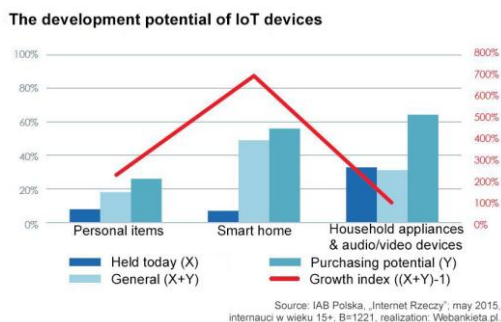


Fig. 1. Development potential of IoT devices [7]

The concept of the IoT may, in a simplified form, be explained as the ecosystem, in which items equipped with sensors communicate with computers. This solution has found a considerable amount of applications: smart home devices, building automation, smart cities or defense systems. All these systems work according to the following principle: the items equipped with sensors communicate with the external devices via wireless network. The external device processes the signals and analyzes them according to the pre-defined criteria [2].

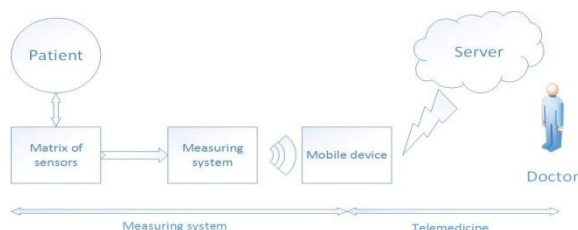


Fig. 2. Block diagram of measuring system in telemedical application

It can be observed, that the telemedical systems are as well moving towards the wireless sensors with functionality similar to the one of sensor solutions of the IoT. Thanks to such technologies, patients do not have to be present at the medical facility during examinations or test. In medicine, this solution grants more autonomy and makes the service personalized. In addition, the medical facilities shall be able to minimize the expenses by using digital medicine solutions. The examples of such solutions are: blood glucose meters, capsule endoscopy (camera pills) or electronic tattoos [6]. Also the CTG apparatus equipped with set of specialized sensors can be included in above solutions.

Cardiotocography (CTG) is a combination of cardiography and tocography, the latter being older field. The basic parameters measured with this method are: fetal heart rate (FHR), oscillations, acceleration, deceleration, tachycardia, normocardia and bradycardia. The traditional CTG examination is performed with cardiotocograph, also known as an electronic fetal monitor (EFM). The device uses Doppler ultrasound method, where fetal heart rate can be described after the analysis of the difference between the waves sent out and the ones that bounced back [10].

The main drawback of the above mentioned method lays in its invasiveness. The number of scientific publications implying that ultrasounds may pose danger to the fetus by causing hearing damage, is increasing [2].

1. Work environment

The model of CTG apparatus was made in LabVIEW environment. This program is known from its flexibility and clarity of G (graphical) language. Furthermore, it is a great choice for development of signal processing, due to the possibility of data preview in real time. It was chosen also because of large amount of filters ready to be implemented, and significant flexibility of development process.

According to the established measurement scheme, the acoustic waves emitted from fetus heart are captured by piezo film sensors, filtered and processed by filtering module of LabVIEW environment.

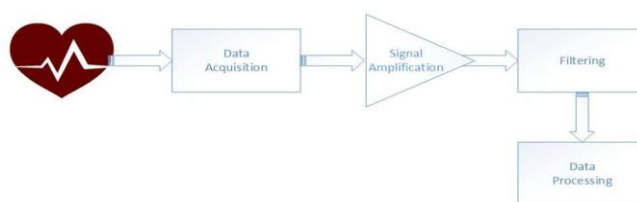


Fig. 3. Stages of acquisition and signal processing

2. Model description

The main goal of model development was to create a filtering system, which would reduce the noise made during a CTG measurement, with satisfactory results. Because of that, it would be implemented in embedded system.

The model contains the following modules: filtration of random CTG signals using wavelets and extraction of typical determinants of fetus pathology in CTG examinations – tachycardia and bradycardia.

The results from classic ultrasound method were used as reference signals. They are stored in the database of Technical University of Prague and University Hospital in Brno, as well as shared through PhysioNet site [8]. The main goal of application of exemplary signals was to choose the best filtering system based on wavelet transform. To verify its effectiveness, a random noise generation was used, which in the best way imitates the environment of fetal heart rate propagation.

2.1. Import of the exemplary signals

The first step is to load the signal using *Read from CSV* structure (Fig. 4).

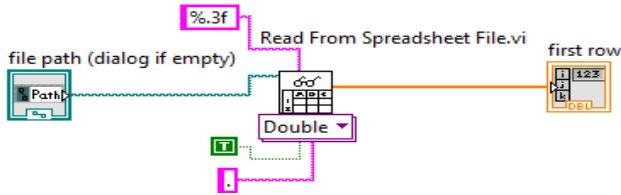


Fig. 4. Read from CSV structure

The core of a structure is *Read from Spreadsheet File* block. After definition of path to the input file, spreadsheet is imported and converted to 1D Array.

2.2. Random noise generation module

Next stage is to generate noise which in the most realistic way will imitate noise made either in environment in which fetus is placed, and during signal acquisition (ex. movement of piezo sensors). The core of the system is *Periodic Random Noise* block [3]. It generates values oscillating around input signal, which creates random noise (Fig. 5).

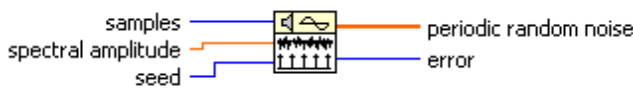


Fig. 5. Periodic Random Noise

In this case, it will be an exemplary signal. The effect of noise implementation is received by adding a *Build Waveform* block (Fig. 6).

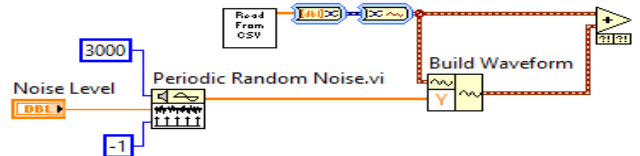


Fig. 6. Noise generation

2.3. Filtering module

The most important part of developed model is *Wavelet Denoise* structure, which uses wavelet transform. It is the best solution in case of filtering biophysical signals.

After carrying out tests, the orthonormal 6th level Daubechies wavelet was chosen due to its shape, which is very similar to CTG signal. The choice of this wavelet is justified by a compromise between accuracy of filtering process and computational load of the processor. It is also used in case of ECG signal [1]. Daubechies Wavelets belong to group of orthonormal wavelets specifying a discrete wavelet transform and is characterized by a maximum number of vanishing moments. Every level of wavelet possess a scaling function which generates an orthonormal analysis on many levels of resolution. Wavelets are widely used in resolving problems such as: discontinuity of the signal, or image processing.

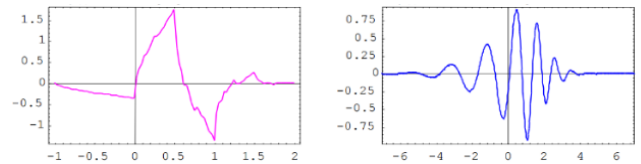


Fig. 7. Daubechies wavelets: 2nd and 12 level

In reality wavelets are not used but filters related to them. On each level of decomposition, low and high pass filtering is performed. In LabVIEW environment, it is maintained by *Wavelet Denoise* structure.

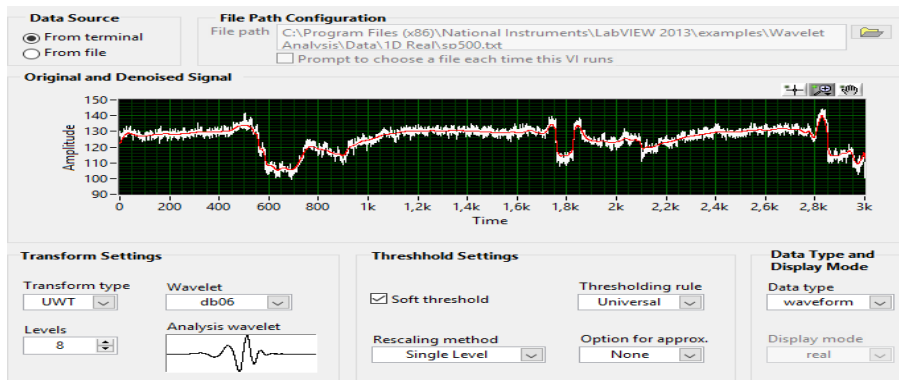


Fig. 8. Interior of Wavelet Denoise structure

According to the fact that the curve was created using thresholds, the program is interpreting them as separate graphs. This problem was solved using developed structure called *Monotonicity Check*. In the first stage, it is necessary to define a place in which a change of threshold is detected. Presented solution suggests using the *Feedback Node* block, which saves the values of previous cycle of data processing. Next, through using *Not Equal?* block, the boolean value is received dependent on comparison of the previous and present result. According to output value, signal is processed without any change (False case), or it is assigned to the previous threshold (if the function is increasing) or next (if the function is decreasing).

2.4. Tachycardia and bradycardia detection module

After filtering process, it is necessary to extract the basic parameters of CTG examination. In proposed solution input signal was divided into 4 sub-thresholds and then shown as graph.

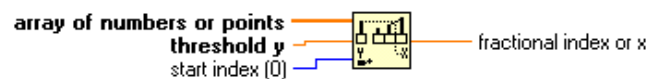


Fig. 9. Threshold 1D Array

2.5. Testing of filtering module

After development of filtering module, the tests were carried out to verify proposed solution. They were made by implementing noise, on exemplary signal, with preset spectral amplitude. Next, the signal was filtered and then compared to the original one. The results for test with spectral amplitude equal 0.2 are as follows.

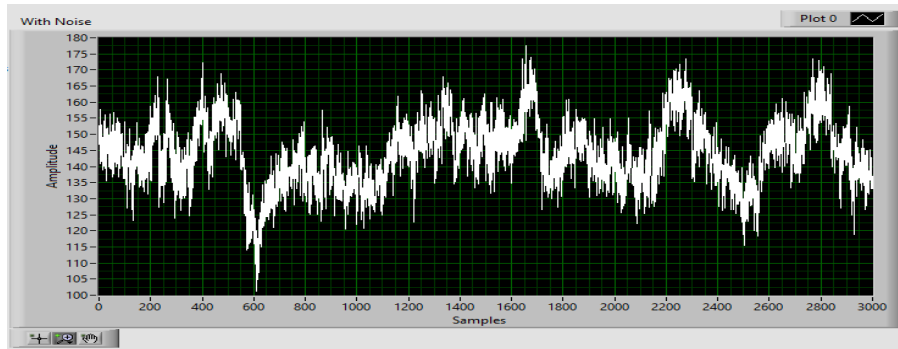


Fig. 10. Signal with implemented noise with spectral amplitude 0.2

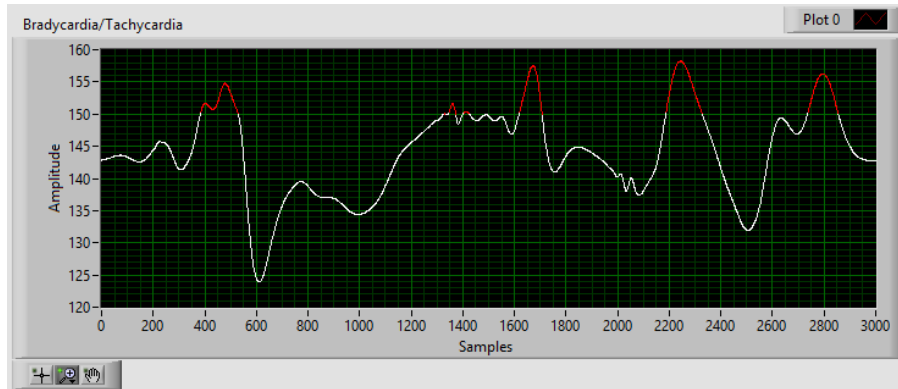
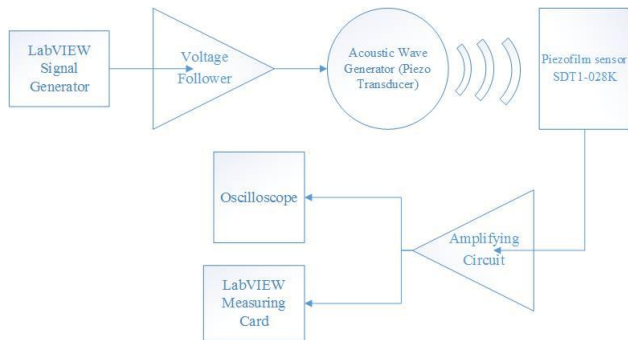


Fig. 11. Filtered signal

3. Laboratory tests

The last step was to carry out laboratory tests. They were made through generation of exemplary signal using NI 9263 [4] and piezoelectric transducer, which acts as vibroacoustic generator. Next, the signal was captured by SDT1-028K piezo film sensor [5] and forwarded to amplifier.



Pic. 12. Schematic diagram of laboratory station

First, it was necessary to check the correctness of generated signal through its observation oscilloscope.

Next, after saving the curve into file, it was possible to process it in LabVIEW environment. Previously developed filtering system, which was based on Daubechies wavelet, was implemented.

4. Summary

The use of LabVIEW environment with ADC input systems significantly simplifies and accelerates prototyping new devices, in which, in addition to automatic measurements, complex calculations associated with data processing methods used in real time are necessary.

In the presented model of CTG apparatus, a particular attention was paid to signal filtering and its further analysis. The developed model in satisfying way simulates the environment of real CTG measurement, which also allows to perform preliminary analysis of the results through bradycardia and tachycardia detection. The results of the work will be used to develop a project of CTG apparatus based on BLE device made in technology of the Internet of Things.

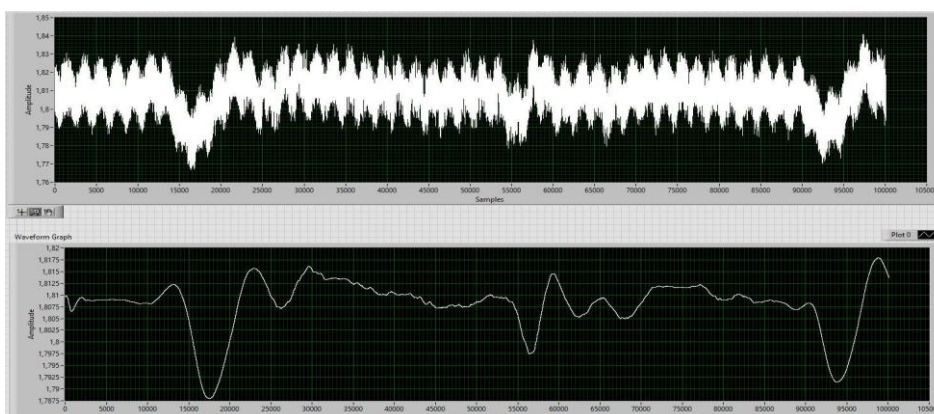


Fig. 13. Signal after acquisition and filtration

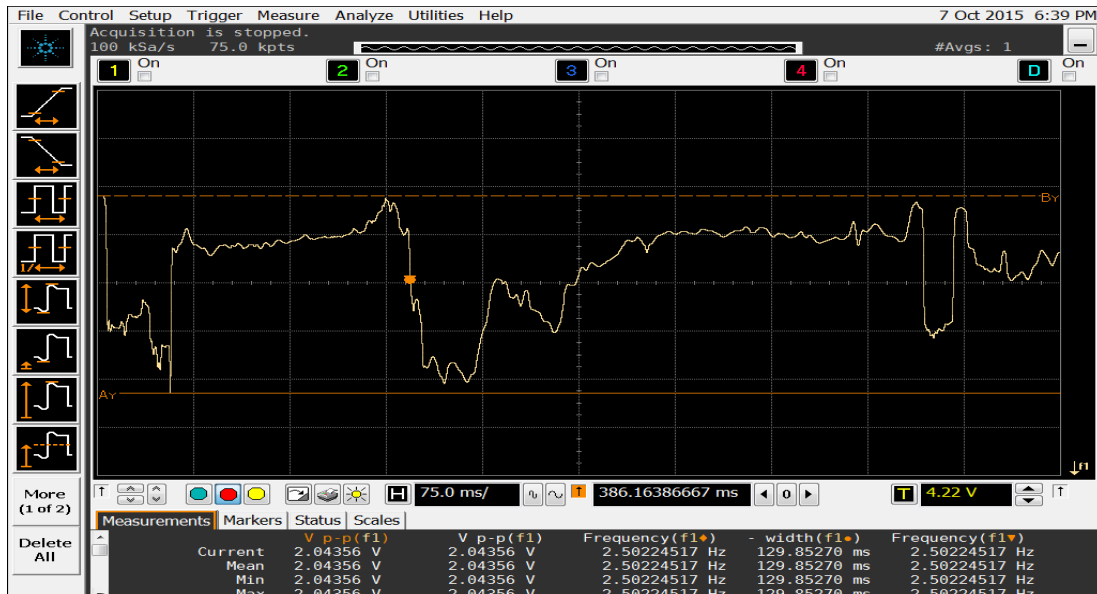


Fig. 14. Generated signal after amplification

References

- [1] Bhyri Ch., Hamde S.T., Kalpana V., Waghmare L.M.: Estimation of ECG features using LabVIEW, TECHNIA. International Journal of Computing Science and Communication Technologies 2(1)/2009, 320–324.
- [2] Gradner M., Kokoł W., Kolendra P., Krejtz K., Legoń A., Rytel P., Wierzbński R.: Internet Rzeczy w Polsce. IAB Polska, 2015.
- [3] Harbarger C. F., Weinberger P. M., Borders J. C., Hughes C. A.: Prenatal ultrasound exposure and association with postnatal hearing outcomes. Journal of Otolaryngology - Head and Neck Surgery, 2013.
- [4] National Instruments LabVIEW™ Help, [06.2013]
- [5] <http://www.ni.com/pdf/manuals/373781e.pdf>, Datasheet of NI 9263 card [20.01.2016]
- [6] http://www.meas-spec.com/downloads/SDT_Series.pdf, Datasheet of piezo film SDT1-028K Measurement Specialties [20.01.2016]
- [7] <http://www.mobiletrends.pl/raport-internet-of-things-2015-czesc-1/>, Internet of Things 2015 report – part 1 [20.01.2016]
- [8] <https://www.physionet.org>, The main site of PhysioNet database [20.01.2016]
- [9] <http://www.komputerswiat.pl/nawosci/internet/2013/14/internet-of-things-calkowicie-zmieni-nasze-zycie.aspx> – Brief description of IoT [01.02.2016]
- [10] http://www.umed.pl/pl/dydaktyka/ginekologia/Nadzor_biofizyczny_i_biochemiczny_w_porodzie_NR8.ppt – Presentation about CTG [01.02.2016]

M.Sc. Piotr Gumkowski

e-mail: gumkowski.p@gmail.com

Graduated from the Faculty of Electrical Engineering at Lublin University of Technology. Received his Master of Science degree in 2015. Title of Thesis: An evaluation of the possible uses of vibroacoustic sensors in cardiocography (CTG) research. Areas of interest: IoT, mobile systems in mechatronics, telemedicine, JAVA, Android.



M.Sc. Wojciech Lecewicz

e-mail: wlecewicz@gmail.com

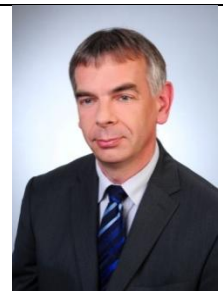
Graduated from the Faculty of Electrical Engineering at Lublin University of Technology. Received his Master of Science degree in 2015. Title of Thesis: An evaluation of the possible uses of vibroacoustic sensors in cardiocography (CTG) research. Areas of scientific interest: software development on embedded systems, IoT, processing of medical signals, telemedicine, autocoding



Ph.D. Wojciech Surtel

e-mail: w.surtel@pollub.pl

Graduated from the Faculty of Electrical Engineering at Lublin University of Technology. During 1989–2011 he worked as educational research worker (assistant, tutor) in the Department of Electronics at Lublin University of Technology. He received his PhD title in 1999 in the Department of Electronics. Title of thesis: Digital signal processing in selected cases of dynamic weighing weight. From 2011 senior lecturer in the Institute of IT and Electronics. Areas of scientific and teaching interests: telemedicine, mobile systems, IoT.



otrzymano/received: 25.04.2016

przyjęto do druku/accepted: 01.07.2016



REDAKCJA POLECA

Monografia jest poświęcona wybranym systemom i elementom mechatroniki. Istotny jest nie tylko wybór, ale przede wszystkim zakres i różnorodność rozważanych przykładów, wśród których znalazły się: aktuatory liniowe SMA (wykorzystujące stopy z pamięcią kształtu), sprzęgła z płynami magnetoreologicznymi MR, elektromagnetyczne i hybrydowe (pneumatyczno-elektromagnetyczne) wyrzutnie pocisków, napędy stacji dysków (z silnikiem VCM i silnikami piezoelektrycznymi), minimanipulatory rozgałęzione, platforma Stewarta, niekonwencjonalne roboty mobilne (z kołami szwedzkimi oraz kroczące typu Insekt), silniki liniowo-obrotowe (o dwóch stopniach swobody), silniki asynchroniczne synchronizowane momentem reluktancyjnym i wreszcie napędy sterowane przez sieć Internet.

Rozważania nad tymi obiektami zostały skupione w czterech obszernych częściach:

- Część I: Elementy i systemy mechatroniki z materiałami typu SMART;
- Część II: Niekonwencjonalne systemy mechatroniki i robotyki;
- Część III: Przetworniki elektromechaniczne o niestandardowych rozwiązaniach konstrukcyjnych i ich modelowanie;
- Część IV: Sterowanie przetwornikami elektromechanicznymi z wykorzystaniem sieci Internet, dopełniających się wzajemnie i logicznie uzupełniających.

Monografia wskazuje na ciekawe i aktualne zagadnienia z pogranicza elektrotechniki, elektroniki, automatyki, robotyki, mechaniki i materiałoznawstwa, związane z analizą, projektowaniem, konstrukcją, badaniami laboratoryjnymi i sterowaniem złożonych systemów mechatronicznych, a nade wszystko dowodzi, że najkrótsza i najbardziej naturalna droga do mechatroniki (**mechanika + elektronika**), a więc od tej klasycznej gałęzi wiedzy inżynierskiej poświęconej przetwornikom elektromechanicznym, która w II połowie XX wieku doczekała się dynamicznego rozwoju i została w istotny sposób wzbogacona o systemy energoelektroniczne oraz elektroniczne i mikroprocesorowe układy automatycznego sterowania.

W swym zamierzeniu monografia ma być również pomocna w szukaniu odpowiedzi na pytanie, czy jest konieczne i zasadne wyróżnianie specjalizacji naukowej mechatronika, jeśli akceptujemy istnienie tak wielu dyscyplin naukowych ząbających się ściśle i składających na istotę mechatroniki: Elektrotechnika, Elektronika, Automatyka i Robotyka, Informatyka, Telekomunikacja, Mechanika czy też Budowa i Eksploatacja Maszyn? Czy znajduje uzasadnienie dość często ostatnio spotykany dodatkowy zapis w dokumentacji przewodów doktorskich z powyższych dyscyplin naukowych, uściślający pole naukowe doktoranta sformułowaniem: Systemy Mechaniczne?

Wydaje się, że podejście charakteryzowane jako mechatroniczne, powinno wyróżniać się zintegrowanym i kompleksowym ujęciem rozważanych zjawisk o różnorodnej naturze (elektromagnetycznych, wytrzymałościowych, przepływowych, pneumatycznych, cieplnych itp.) oraz szczególnym naciskiem położonym na ich wzajemne powiązania. Nową jakością jest również otwartość na stosowanie nowoczesnych materiałów typu SMART (tzw. materiałów inteligentnych). Również i tym, że obiekty techniczne będące przedmiotem rozważań są reprezentantami takich klas urządzeń i systemów niekonwencjonalnych, dla których nie istnieją sprawdzone standardowe metody i algorytmy analizy i syntezy.

Reasumując, w obszarze mechatroniki szerokiego wachlarzowi metod (charakteryzujących się wysokim stopniem zaawansowania teoretycznego, a kiedy indziej mających znów charakter metod heurystycznych, bazujących na doświadczeniu, intuicji i odpowiednio głębokiej znajomości natury fizycznej zachodzących zjawisk) towarzyszy duża różnorodność urządzeń charakteryzujących się nietypową budową lub nietypowym działaniem, implikująca konieczność uwzględniania szerokiej klasy zjawisk fizycznych. Dominującą rolę odgrywa strategia kompleksowego traktowania oraz całościowego fizycznego i matematycznego opisu analizowanych obiektów prowadząca do powstania metodologii projektowania i do osiągnięcia satysfakcjonującego efektu końcowego w postaci działającego prototypu.

Należy podkreślić, że wszystkie prezentowane w monografii urządzenia i systemy zostały zaprojektowane i skonstruowane, a następnie poddane badaniom eksperymentalnym w laboratoriach Katedry Mechatroniki (Laboratorium Zrobotyzowanych Systemów Przemysłowych i Aktuatorów, Laboratorium Elementów i Systemów Mechatronicznych, Laboratorium Elementów i Systemów Mechatronicznych, Laboratorium Robotów i Manipulatorów, Laboratorium Hybrydowych Systemów Mechatronicznych oraz Laboratorium Przetworników Elektromechanicznych i Mikronapędów dla Elektroniki i Mechatroniki) na Wydziale Elektrycznym Politechniki Śląskiej w Gliwicach.

REDAKCJA POLECA

Minęły już trzy lata od ostatnich Międzynarodowych Warsztatów Doktoranckich OWD organizowanych nieprzerwanie przez okres 15 lat przez Wydział Elektryczny Politechniki Śląskiej, Polskie Towarzystwo Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej oraz Centrum Edukacji w Mechatronice Politechniki Śląskiej i – mimo upływu tak sporego okresu czasu – idea organizacji Warsztatów w Polsce nie umarła, a wręcz przeciwnie – żywo się rozwija, znajdując stale nowych naśladowców i kontynuatorów w coraz to innych środowiskach akademickich w Polsce.

Jest to powód do olbrzymiej radości i satysfakcji dla wszystkich profesorów-ekspertów, którzy przez lata, począwszy od 1999 roku, przyczyniali się do systematycznego rozwoju, doskonalenia, poszerzania zakresu tematycznego oraz zasięgu terytorialnego pierwszych w kraju, w pierw Ogólnopolskich, a następnie Międzynarodowych Warsztatów Doktoranckich OWD (odbywających się na początku w Istebnej, a następnie w Wiśle).

Było to wielkie i wzbogacające doświadczenie dla samych uczestników Warsztatów – młodych naukowców i doktorantów, ale również dla profesorów-ekspertów i recenzentów. To nagromadzone doświadczenie nie powinno przepaść bezpowrotnie zacierając się stopniowo w pamięci profesorów, doktorantów i organizatorów, ale musi znaleźć trwałe udokumentowanie, stając się pomocą, źródłem inspiracji oraz biblioteką pomysłów dla tych, którzy zamierzają podejmować trud i wysiłek dalszej organizacji warsztatów doktoranckich lub podobnych przedsięwzięć, ukierunkowanych całkowicie na młodych naukowców.

Stąd też zamysł, aby:

- zdefiniować misję Warsztatów,
- sprecyzować i usystematyzować cele oraz założenia programowe i organizacyjne,
- zebrać razem w jednej książce: wszystkie relacje z Warsztatów (które były corocznie regularnie publikowane m.in. w Przeglądzie Elektrotechnicznym, Wiadomościach Elektrotechnicznych, Śląskich Wiadomościach Elektrycznych, czasopiśmie „Pomiary, Automatyka, Kontrola” PAK, Biuletynach PAN i Rocznikach PTETiS),
- dokonać podsumowania osiągnięć Warsztatów OWD oraz oceny ich wpływu na kształcenie nowej kadry naukowo-dydaktycznej,
- uzupełnić ten materiał przydatnymi wskazówkami i radami, których autorami są organizatorzy oraz profesorowie-eksperti przez wiele lat systematycznie uczestniczący w Międzynarodowych Warsztatach Doktoranckich OWD.

Przewodnik może być traktowany jako źródło pomysłów, użytecznych wskazówek i wytycznych dla kierowników studiów doktoranckich, organizatorów warsztatów doktoranckich i konferencji młodych naukowców, promotorów i opiekunów prac doktorskich, ale może też być pomocą dla samych doktorantów pomagając uzyskać im szersze i bogatsze wyobrażenie o różnych aspektach życia naukowego oraz o funkcjonowaniu międzynarodowego we i ogólnopolskiego środowiska akademickiego. Cenne jest zebranie tematyki wszystkich wykładów zaproszonych, prezentowanych podczas Warsztatów przez ludzi świata techniki, ale również kultury i sztuki, pokazujące na wybranych przykładach jak istotne dla młodych badaczy jest nie tylko pogłębianie posiadanej wiedzy specjalistycznej, ale również poszerzanie wiedzy ogólnej o nowe zagadnienia z zakresu szeroko pojętej inżynierii i nauk podstawowych, a również z zakresu historii nauki, etyki, filozofii i humanistyki. Zebrane razem w relacjach z poszczególnych edycji tematy prac nagrodzonych podczas Warsztatów OWD wskazują na nośną, aktualną i perspektywiczną problematykę naukową, zgodną z najnowszymi trendami badawczymi krajowymi i światowymi.

Książka może być też traktowana jako istotny i reprezentatywny głos w dyskusji nad kształceniem młodej kadry naukowo-dydaktycznej oraz bezustannie modyfikowanymi zasadami realizacji prac doktorskich w Polsce. U podstaw takiego jej rozumienia leżą głosy i wskazówki profesorów-ekspertów, którzy przez wiele lat a systematycznie uczestniczyli w Międzynarodowych Warsztatach Doktoranckich OWD (zawarte w rozdziale 4), jak też rozważania autora nad przyczynami powołania do życia takich warsztatów doktoranckich.

Przewodnik metodyczny sumuje 15-letnie doświadczenia związane z uczestnictwem w Międzynarodowych Warsztatach Doktoranckich 1554 doktorantów (pochodzących z 23 krajów i reprezentujących 67 uczelni i instytutów naukowo-badawczych), jak też z wytężoną pracą i głębokim zaangażowaniem 80 profesorów-ekspertów oraz 42 młodych ekspertów z kraju i z zagranicy.





ROK PROFESORA WŁADYSŁAWA LATKA

**WYSTĄPIENIE PROFESORA KRZYSZTOFA KLUSZCZYŃSKIEGO
NA SEMINARIUM INAUGURUJĄCYM**

19 KWIETNIA 2016



Zebraliśmy się, aby oddać hołd i pokłonić się pamięci Profesora Władysława Latka. Słowo „zebraliśmy się” nie oddaje wagi tego spotkania. Lepszym terminem jest: „zjechaliśmy się”, albowiem wśród obecnych na sali są przedstawiciele różnych środowisk akademickich i przemysłowych z całej Polski. Obecność tak wielu osób jest miarą oddziaływania Profesora, jest miarą promieniowania Jego Osobowości na środowisko naukowe jako autorytetu uznawanego w całej Polsce.

Życie Profesora jest naznaczone wieloma osiągnięciami naukowymi i inżynierskimi, zarówno w środowisku akademickim, jak też instytutów i ośrodków naukowo-badawczych w Warszawie, Katowicach, Wrocławiu, czy też zakładów przemysłowych rozsianych po całej Polsce. Będą o nich szczegółowo mówili: prodziekan Wojciech Urbański oraz wychowanek i współpracownik Profesora – prof. Zdzisław Życki. Ja chciałbym zwrócić uwagę na inny jeszcze aspekt obchodzonej dziś 100. rocznicy urodzin Profesora Władysława Latka.

Rocznica jest obchodzona w ramach Ogólnopolskiej Kampanii „Patrona Roku”. Spotkanie nie ma więc wyłącznie charakteru historycznego, a Jego celem nie jest wyłącznie przypomnienie i udokumentowanie osiągnięć i dokonań Profesora: **Profesor został powołany przez PTETiS i SEP na Patrona Roku 2016**, a więc na patrona spraw aktualnie dziejących się w Polsce, na patrona spraw współcześnie dokonujących się. Rocznica jest próbą sięgnięcia w przeszłość, próbą odtworzenia atmosfery tamtych lat, w których Profesor działał, ukazania **wartości**, które wtenczas były ważne i wskazanie tych spośród nich, do których **warto** dziś powrócić.

W kontekście powyższych rozważań zapytajmy więc o **dzieło życia Profesora**. To dzieło, pomimo takiej mnogości i wielorakości osiągnięć, dokonań i aktywności można łatwo, dobitnie i zwięźle wskazać. Na czoło wysuwają się:

- wspianała monografia naukowa „Turbogeneratory”, na której wychowały się rzesze elektryków i którą można odnaleźć na półce w każdej Katedrze Maszyn Elektrycznych w Polsce i w zbiorach bibliotecznych każdego profesora-maszynowca,
- Sympozjum Maszyn Elektrycznych SME, które nieprzerwanie od 52 lat jednoczy i integruje maszynowców, wpierv w skali ogólnopolskiej, dziś – również międzynarodowej,

- grono wychowanków i następców, działających nie tylko na Politechnice Warszawskiej, ale również w Instytucie Energetyki w Warszawie, Instytucie Elektrotechniki w Warszawie – Międzyzlesiu, OBRME Komel w Katowicach oraz na Politechnice Rzeszowskiej, Wrocławskiej i Śląskiej w Gliwicach.

„Turbogeneratory” to książka, która należy do kategorii tzw. CEGIEŁ. To dzieło fundamentalne, a określenie CEGŁA odnosi się nie tylko do wagi i objętości książki, ale przede wszystkim do zawartego w niej materiału merytorycznego, na którym można **budować**, jak na dobrym, mocnym fundamencie. W tamtejszych czasach książka jako **dzieło życia** było powszechnie znane i cenione. W akademickim i inżynierskim żargonie dzieła te nosiły nazwę dwuczłonową: człon pierwszy wskazywał na obszar wiedzy, zaś człon drugi był nazwiskiem tego, który za tym dziełem stał i poświadczał je swoim autorytetem. Mówiliśmy więc o „Turbogeneratorach Latka”, „Stanach nieustalonych Paszka”, „Maszynach Dubickiego”, „Transformatorach Jezierskiego” i „Elektrodynamice Turowskiego”.

Dziś w ocenie parametrycznej urzędników z Ministerstwa Nauki i Szkolnictwa Wyższego byłoby to zaledwie 15 punktów za monografię w języku polskim.

W czerwcu, a więc za 2 miesiące, rozpoczyna się 52. Sympozjum Maszyn Elektrycznych (zainicjowane przez Profesora w 1965 roku). Pamiętam Sympozja SME o numerach 15, 20 czy też 25. W pierwszym rzędzie, obok Profesora Latka zasiadało „gremium Mędrców” – kierownicy Katedr i Instytutów Maszyn Elektrycznych i Napędów z całej Polski, tworzący tzw. Aeropag Maszynowców. Marzeniem młodego naukowca było odpowiedzieć trafnie i satysfakcjonująco na dociekliwe lub podchwytliwe pytania „profesorów z pierwszego rzędu”, a następnie usłyszenie w kuluarach przy herbacie pochwałę: „*Panie Kolego, to był ciekawy, interesujący referat. Życzę dalszych sukcesów*”. Działanie tego „gremium Mędrców” zastępowało cały dzisiejszy proces parametrycznej oceny, żmudnego liczenia punktów, czy też ankietyzacji Komisji ds. Jakości Kształcenia.

Przywołałem pokrótce atmosferę tamtych czasów, atmosferę, za którą – szczerze powiedziawszy – bardzo tęsknimy.

Mam nadzieję, że profesor Władysław Latek, jako Patron tego Roku, jako jego dobry duch, czuwający „gdzieś z wysoka” obudzi i poruszy tych, którzy próbują nam na nowo „układać naukę” i „definiować pojęcie osiągnięcia naukowego” – którzy próbują zastąpić termin **osiągnięcie naukowe** – sformułowaniem **dorobek naukowy**. Termin „dorobek” kojarzy się nieodparcie z czasownikiem „dorabiać się”, a ten zaś z czasownikiem „ciułać” czyli zbierać „grosz do grosza” – w naszym przypadku: „referat do referatu” oraz „punkt do punktu”.

Chciałbym, aby wróciły dawne czasy, gdy będziemy mówić:

To jest profesor Władysław Latek, autor książki „Turbogeneratory” i twórca Sympozjum Maszyn Elektrycznych,

w miejsce:

To jest profesor X, autor ponad 400 referatów, który nazbierał 350 punktów MNiSzW i ma „Hirscha” 6.

I na koniec, jako przewodniczący PTETiS, czuję się w obowiązku przypomnieć i podkreślić z dumą, że Profesor Władysław Latek jest Członkiem Honorowym Polskiego Towarzystwa Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej o numerze dyplomu 40 oraz Patronem Roku PTETiS ustanowionym przez Zarząd Główny już po raz dziewiąty.

Krzysztof Kluszczyński



Politechnika Świętokrzyska

Kielce University of Technology



Studuj z nami

Zapraszamy na studia
trzeciego stopnia (doktoranckie)

www.tu.kielce.pl

Politechnika Świętokrzyska posiada uprawnienia do nadawania stopnia doktora nauk technicznych w siedmiu dyscyplinach:

- ⇒ automatyka i robotyka,
- ⇒ budowa i eksploatacja maszyn,
- ⇒ budownictwo,
- ⇒ elektrotechnika,
- ⇒ inżynieria środowiska,
- ⇒ inżynieria produkcji
- ⇒ mechanika,

a także uprawnienia do nadawania stopnia naukowego doktora habilitowanego nauk technicznych w czterech dyscyplinach:

- ⇒ budowa i eksploatacja maszyn,
- ⇒ budownictwo,
- ⇒ elektrotechnika
- ⇒ inżynieria środowiska.

wydziały i kierunki kształcenia

Wydział
**Budownictwa
i Architektury**

studia doktoranckie w dyscyplinie

- ⇒ budownictwo

Wydział
**Inżynierii Środowiska
Geomatyki i Energetyki**

studia doktoranckie w dyscyplinie

- ⇒ inżynieria środowiska

Wydział
**Elektrotechniki,
Automatyki i Informatyki**

studia doktoranckie w dyscyplinie

- ⇒ elektrotechnika

Wydział
**Mechatroniki
i Budowy Maszyn**

studia doktoranckie w dyscyplinie

- ⇒ budowa i eksploatacja maszyn
- ⇒ mechanika
- ⇒ automatyka i robotyka



Szczegółowe informacje dotyczące rekrutacji na rok akademicki 2016/2017

<http://www.tu.kielce.pl/studenci/studia-doktoranckie/>



Politechnika Świętokrzyska

Kielce University of Technology



Studuj z nami



www.tu.kielce.pl

Zapraszamy na studia trzeciego stopnia (doktoranckie)

Wydział
 **Budownictwa
i Architektury**

studia doktoranckie w dyscyplinie

⇒ budownictwo

Wydział
 **Elektrotechniki,
Automatyki i Informatyki**

studia doktoranckie w dyscyplinie

⇒ elektrotechnika

Wydział
 **Inżynierii Środowiska
Geomatyki i Energetyki**

studia doktoranckie w dyscyplinie

⇒ inżynieria środowiska

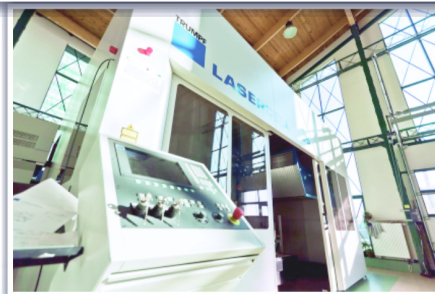
Wydział
 **Mechatroniki
i Budowy Maszyn**

studia doktoranckie w dyscyplinie

⇒ budowa i eksploatacja maszyn

⇒ mechanika

⇒ automatyka i robotyka



Szczegółowe informacje dotyczące rekrutacji na rok akademicki 2016/2017

<http://www.tu.kielce.pl/studenci/studia-doktoranckie/>