

**L Międzyuczelniana
Konferencja Metrologów MKM 2018**

**Szczecin - Kopenhaga
10-12 września 2018**



**Zeszyty Naukowe
Wydziału Elektrotechniki i Automatyki
Politechniki Gdańskiej**

59



**L Międzyuczelniana
Konferencja Metrologów MKM 2018**

Szczecin - Kopenhaga, 10-12 września 2018

Wydawnictwo Wydziału Elektrotechniki i Automatyki
Politechniki Gdańskiej

Gdańsk 2018

REDAKCJA

Dariusz Świsulski

Adres redakcji:

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
ul. Narutowicza 11/12, 80-233 Gdańsk
<http://eia.pg.edu.pl/zn/>

KOMITET NAUKOWY KONFERENCJI

Przewodniczący

prof. dr hab. inż. Jerzy Jakubiec - Politechnika Śląska

Członkowie

dr hab. inż. Andrzej Bień, prof. AGH - Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie

dr hab. inż. Sławomir Gryś, prof. PCz - Politechnika Częstochowska

dr hab. inż. Radosław Kłosiński, prof. UZ - Uniwersytet Zielonogórski

prof. dr hab. inż. Waldemar Minkina - Politechnika Częstochowska

dr hab. inż. Mariusz Rząsa, prof. PO - Politechnika Opolska

dr hab. inż. Dariusz Świsulski, prof. PG - Politechnika Gdańska

dr inż. Wojciech Wojtkowski - Politechnika Białostocka

dr hab. inż. Maria Wrzuszczak, prof. PO - Politechnika Opolska

Sekretarz

dr inż. Beata Krupanek - Politechnika Śląska

HONOROWY PRZEWODNICZĄCY KONFERENCJI

prof. dr hab. inż. Stefan Kubisa

KOMITET ORGANIZACYJNY KONFERENCJI

Przewodniczący

dr hab. inż. Dariusz Świsulski, prof. PG - Politechnika Gdańska

Wiceprzewodniczący

dr hab. inż. Sławomir Gryś, prof. PCz - Politechnika Częstochowska

Członkowie

dr hab. inż. Robert Hanus, prof. PRz - Politechnika Rzeszowska

dr inż. Iwona Iskierka - Politechnika Częstochowska

dr inż. Adam Jakubas - Politechnika Częstochowska

dr hab. inż. Roman Kaszyński, prof. ZUT - Zachodniopomorski Uniwersytet Technologiczny w Szczecinie

dr inż. Marzena Mięsikowska - Politechnika Świętokrzyska

dr hab. inż. Krzysztof Pacholski, prof. PŁ - Politechnika Łódzka

dr hab. inż. Mariusz Rząsa, prof. PO - Politechnika Opolska

dr inż. Artur Wollek - Zachodniopomorski Uniwersytet Technologiczny w Szczecinie

PATRONAT NAD KONFERENCJĄ

Prezes Głównego Urzędu Miar, dr inż. Włodzimierz Lewandowski

Rektor Zachodniopomorskiego Uniwersytetu Technologicznego w Szczecinie, dr hab. inż. Jacek Wróbel, prof. nadzw. ZUT

Komisja Metrologii PAN Oddział Katowice

Stowarzyszenie Elektryków Polskich

Wydano za zgodą

Dziekana Wydziału Elektrotechniki i Automatyki

Politechniki Gdańskiej

na podstawie materiałów dostarczonych przez autorów

Artykuły po recenzjach zakwalifikował do druku

Komitet Naukowy Konferencji

Wydanie 1

Nakład 170 egzemplarzy

**The Scientific Papers of
Faculty of Electrical and Control Engineering
Gdańsk University of Technology**

59



**L Inter-University
Conference on Metrology MKM 2018**

Szczecin - Kopenhaga, 10-12 September 2018

Published by Faculty of Electrical and Control Engineering
Gdańsk University of Technology

Gdańsk 2018

ISSN 2353-1290

Copyright © by Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki

Projekt realizowany w ramach obchodów stulecia odzyskania niepodległości

niepodległa

POLSKA
STULECIE ODZYSKANIA
NIEPODLEGŁOŚCI

RECENZENCI

Jerzy Augustyn, *Politechnika Świętokrzyska*
Andrzej Bień, *Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie*
Ryszard Bogacz, *Politechnika Śląska*
Stanisław Chudzik, *Politechnika Częstochowska*
Anna Cysewska-Sobusiak, *Politechnika Poznańska*
Dariusz Czyżewski, *Politechnika Warszawska*
Sebastian Dudzik, *Politechnika Częstochowska*
Ariel Dzwonkowski, *Politechnika Gdańska*
Anna Golijanek-Jędrzejczyk, *Politechnika Gdańska*
Sławomir Gryś, *Politechnika Częstochowska*
Adam Jakubas, *Politechnika Częstochowska*
Beata Jakubiec, *Politechnika Częstochowska*
Jerzy Jakubiec, *Politechnika Śląska*
Kazimierz Jakubiuk, *Politechnika Gdańska*
Konrad Jędrzejewski, *Politechnika Warszawska*
Marian Kampie, *Politechnika Śląska*
Krzysztof Karwowski, *Politechnika Gdańska*
Bogusław Kasperczyk, *Politechnika Śląska*
Radosław Kłosiński, *Uniwersytet Zielonogórski*
Krystyna Kostyrko, *Instytut Techniki Budowlanej*
Adam Kowalczyk, *Politechnika Rzeszowska*
Beata Krupanek, *Politechnika Śląska*

Jadwiga Lal-Jadziak, *Uniwersytet Mikołaja Kopernika w Toruniu*
Edward Layer, *Politechnika Krakowska*
Łukasz Litwiniuk, *Główny Urząd Miar*
Maciej Łuszczek, *Politechnika Gdańska*
Łukasz Makowski, *Politechnika Warszawska*
Marcin Masalski, *Politechnika Wrocławska*
Emil Michta, *Uniwersytet Zielonogórski*
Wiesław Miczulski, *Uniwersytet Zielonogórski*
Waldemar Minkina, *Politechnika Częstochowska*
Zbigniew Moroń, *Politechnika Wrocławska*
Zbigniew Popiołek, *Politechnika Śląska*
Jerzy Roj, *Politechnika Śląska*
Zbigniew Rucki, *Politechnika Wrocławska*
Mariusz R. Rząsa, *Politechnika Opolska*
Tadeusz Skubis, *Politechnika Śląska*
Leon Swędrowski, *Politechnika Gdańska*
Dariusz Świsulski, *Politechnika Gdańska*
Wiesław Winiecki, *Politechnika Warszawska*
Maria Wrzuszcak, *Politechnika Opolska*
Jan Zakrzewski, *Politechnika Śląska*

SPIS TREŚCI

Indeks autorów	9
Jerzy Jakubiec, Dariusz Świsulski Wstęp <i>Introduction</i>	11
1. Ryszard Bogacz, Beata Krupanek Koncepcja rozproszonego systemu kontroli zanieczyszczeń powietrza bazującego na technologii Internetu Rzeczy <i>The concept of distribution system for air pollution control based on the Internet of Things technology</i>	13
2. Jerzy Borzymiński, Aleksandra Gadomska Zagadnienie jednolitości terminologii metrologicznej a proces jej wdrażania <i>The issue of metrological terminology and the process of its implementation</i>	17
3. Anna Chrapońska, Andrzej Kozyra Pomiary fizykochemiczne wód powierzchniowych z użyciem mobilnego systemu pomiarowego <i>Physicochemical measurements of surface water using mobile measurement system</i>	21
4. Anna Cysewska-Sobusiak Znaczenie metrologii i inżynierii pomiarowej we współczesnym kształceniu interdyscyplinarnym <i>Significance of metrology and measurement engineering in the modern interdisciplinary education</i>	25
5. Dariusz Czyżewski Wpływ zabrudzenia opraw oświetleniowych na warunki oświetleniowe na drodze - studium przypadku <i>The influence of dirt accumulation on luminaires on lighting conditions on the road - case study</i> ...	29
6. Ryszard Dindorf, Piotr Woś Programowalne urządzenie pomiarowo-sterujące do monitorowania i diagnostyki systemów płynowych <i>Programmable measuring and control device for monitoring and diagnostics of fluid power systems</i>	33
7. Marcin Drzewiecki Control of the waves in a towing tank with the use of a Black-Box model <i>Sterowanie falami basenowymi z użyciem modelu typu Black-Box</i>	37
8. Sebastian Dudzik, Olga Sochacka Zastosowanie metod progowania lokalnego do wykrywania defektów z użyciem termografii aktywnej <i>Application of local thresholding algorithms for defect detection using active thermography</i>	43
9. Krzysztof Dziarski Pomiar temperatury złącza diody półprzewodnikowej na podstawie termogramu <i>Temperature measurement of diode junction during their operation based on thermogram</i>	47
10. Aleksander Gąsiorowski Epokowe odkrycie związku między elektrycznością i magnetyzmem dokonane przez duńskiego naukowca Hansa Christiana Ørsteda początkiem elektromagnetyzmu <i>An epoch-making discovery of the relationship between electricity and magnetism made by Danish scientist Hans Christian Ørsted as the beginning of electromagnetism</i>	51

11.	Józef Gromba, Sylwester Sobieraj, Grzegorz Sieklucki, Andrzej Bień Określenie parametrów ruchu pojazdu na podstawie różnych metod przetwarzania sygnałów przyspieszenia <i>Determining the vehicle motion parameters on the basis of different methods processing signals ...</i>	57
12.	Karol Jabłoński System do badania wpływu wilgotności na czujniki gazów <i>System for examination of humidity influence on gas sensors</i>	61
13.	Adam Jakubas, Rafał Dąbrowski Wpływ zastosowania różnego rodzaju osnowy w materiałach kompozytowych na ich właściwości magnetyczne <i>The influence of using various type of binders in composite materials to their magnetic properties</i>	65
14.	Jerzy Jakubiec, Jerzy Roj Propagacja błędów losowych w multiplikatywnych algorytmach przetwarzania danych pomiarowych <i>Random errors propagation in multiplicative algorithms of measurement data processing</i>	69
15.	Jerzy Jakubiec, Marek Wymysło Przedziałowa postać wyniku pomiaru jako podstawa wyrażania niedokładności w systemach pomiarowo-sterujących <i>Interval representation of a measuring result as a basis of inaccuracy expression in measuring and control systems</i>	73
16.	Daniel Jancarczyk, Marcin Bernas, Marcin Sidzina, Jarosław Janusz Analiza porównawcza hałasu infradźwiękowego generowanego pracą transformatorów elektroenergetycznych <i>Comparative analysis of infrasound noise emitted by transformers</i>	79
17.	Dariusz Kasprzak, Andrzej Mrowiec Stanowisko dydaktyczne do badania drgań silnika <i>Didactic stand for testing engine vibrations</i>	83
18.	Marek Kciuk Stanowisko dydaktyczne do pomiaru temperatury wybranymi metodami <i>Didactic stand for temperature measurement with selected methods</i>	87
19.	Dorota Kołakowska Walidacja a weryfikacja metody pomiarowej <i>Validation and verification of the measurement method</i>	91
20.	Agnieszka Komisarczyk, Katarzyna Sroka, Izabella Krucińska Ocena komfortu biofizycznego kreowanego przez tekstylia z zastosowaniem pocącej się, zaizolowanej ciepłnie płyty i manekina termicznego <i>Assessment of biophysical comfort created by textiles using sweeting, thermally insulated hot plate and thermal manikin</i>	93
21.	Krystyna Barbara Kostyrko, Mateusz Kozicki Kierunki rozwoju pomiarów zapachu i zawartości związków mVOC we wnętrzach budynków <i>Trends in odour measurements and determining mVOC content in the interiors of buildings</i>	97
22.	Radosław Kowalczyk, Krzysztof Pacholski, Jarosław Walczak, Robert Olbrycht Badania termowizyjne w stacjach dystrybucyjnych 15kV <i>Thermal insulation tests in 15kV distribution stations</i>	103
23.	Justyna Kowalska, Irena Fryc Wskaźnik oddawania barw R_a a wskaźnik wierności barwy R_f – analiza jakości światła iluminatorów CIE F ocenianych według metody IES TM-30-15 oraz CIE 13.3 i CIE 224 <i>Color rendering index R_a and color fidelity index R_f – analysis of light sources color rendition made for CIE standard illuminant F evaluated according to method IES TM-30-15, CIE 13.3 and CIE 224</i>	107

24.	Beata Krupanek, Ryszard Bogacz Węzły końcowe systemów Internetu Rzeczy <i>IoT end nodes – structure and requirements</i>	111
25.	Beata Krupanek, Ryszard Bogacz, Łukasz Drózd System parkowania zmniejszający zanieczyszczenie środowiska oparty na IoT <i>Parking system reducing greenhouse gases based on IoT</i>	117
26.	Jacek Kuszniere Właściwości widmowe źródeł światła typu smart LED <i>Spectral properties of smart LED light sources</i>	123
27.	Michał Lisowski, Bartłomiej Kocjan, Krystian Krawczyk Minimalizacja prądów powierzchniowych rezystorów teraomowych w transferach wysokich rezystancji <i>Minimization of resistors surface currents of the teraohm resistance guarded transfer devices</i>	127
28.	Romuald Maśnicki Czy liczniki energii elektrycznej mierzą poprawnie? <i>Do the electricity counters measure correctly?</i>	131
29.	Waldemar Minkina, Sławomir Gryś Czy plagiat można uznać jako najwyższy stopień cytawalności publikacji? - artykuł dyskusyjny <i>Is a plagiarism the highest level of recognition of the scientific publications?</i>	135
30.	Michał Mosiądz, Janusz Sobiech, Jacek Wójcik Ochrona oprogramowania metrologicznego <i>Protection of metrological software</i>	141
31.	Andrzej Mrowiec Weryfikacja opracowanego układu do wyznaczania współczynnika przewodności cieplnej materiałów <i>Verification of a system for determining thermal conductivity coefficient of the materials</i>	145
32.	Mariusz Najgebauer, Sławomir Gryś, Robert Hiergeist Uncertainty of hysteresis loop measurements in magnetic materials <i>Niepewność wyznaczania pętli histerezy materiałów magnetycznych</i>	149
33.	Sławomir Pochwała, Mariusz Rząsa, Paweł Pawłowski Eksperymentalne wyznaczenie profilu prędkości w kanale prostokątnym <i>Experimental determination of velocity profile in a rectangular channel</i>	153
34.	Tomasz Popławski, Sylwia Całus, Piotr Chabecki Stanowisko pomiarowe do badań superkondensatorów <i>Super capacitors testing unit</i>	157
35.	Patrycja Ruśkowska, Zbigniew Ramotowski Kierunki rozwoju metrologii a europejskie programy badawcze <i>Directions of metrology development and European research programs</i>	161
36.	Antoni Sawicki Wybrane zagadnienia diagnostyki imitatorów łuku spawalniczego <i>Selected diagnostics issues for welding arc imitators</i>	169
37.	Orest Serediuk, Nataliya Malisevych, Mariusz R. Rząsa Propozycja metody pomiaru ciepła spalania gazu ziemnego z uwzględnieniem wilgotności gazu i powietrza <i>Effect of humidity of method error for determining the calorific value of natural gas</i>	175
38.	Michał Sieniawski, Teodora Dimitrova-Grekow, Przemysław Tabaka, Irena Fryc System monitorowania postawy przyjmowanej przez człowieka podczas siedzenia <i>The monitoring system of human posture during seating</i>	179
39.	Dariusz Strąg, Marzena Mięsikowska, Magdalena Piasecka, Dariusz Michalski Pomiary drgań metalowej płyty ze stopu Hastelloy X <i>Measurement of vibrations of metal plate of Hastelloy X alloy</i>	183

40.	Robert Supronowicz, Justyna Kowalska, Przemysław Tabaka, Cheng Qian, Jiajie Fan, Irena Fryc Metody prognozowania zmiany położenia punktu chromatyczności światła emitowanego przez źródła LED w trakcie ich eksploatacji <i>Chromaticity shift prediction methods for white phosphor-converted LED</i>	187
41.	Beata Szuflitowska Aspekty techniczne rejestracji oraz analizy sygnałów elektroencefalograficznych <i>Technical aspects of EEG signal recording and analysis</i>	191
42.	Przemysław Tabaka, Irena Fryc Wpływ temperatury barwowej najbliższej standardowych lamp fluorescencyjnych na wartość błędu f_1 luksonierzy klasy A <i>The influence of color temperature of standard fluorescent lamps on parameter f_1 of class A luxmeters</i>	195
43.	Lesław Topór-Kamiński, Janusz Guzik, Adam Piłśniak Uogólniony model matematyczny przetworników jednoczesnych zmian dwóch parametrów dwójników RC / GC o wyjściu częstotliwościowym <i>Generalized model of simultaneous two parameter changes of two-port RC / GC network converter with frequency output</i>	199
44.	Jarosław Walczak, Krzysztof Pacholski, Radosław Kowalczyk Wysokonapięciowy dzielnik rezystancyjny <i>High voltage resistance divider</i>	203
45.	Wojciech Wojtkowski Remote monitoring of semiconductor switches' temperatures in a bidirectional DC / AC / DC converter <i>System zdalnego monitorowania temperatur tranzystorów przekształtnika DC / AC / DC</i>	207
46.	Wojciech Wojtkowski Sterownik LED z zabezpieczeniem termicznym <i>LED driver with thermal protection</i>	211
47.	Maria Wrzuszcak, Janusz Wrzuszcak Badania diagnostyczne metali i stopów metodą PEC <i>Pulsed eddy current testing of metal and alloy</i>	215
48.	Mariusz Zieja, Andrzej Pazur, Andrzej Szelmanowski Komputerowy system zarządzania gotowością operacyjną zintegrowanych systemów łączności dla polskich śmigłowców wojskowych <i>Computer aided system of integrated communication systems operating capability management for polish military helicopters</i>	219

INDEKS AUTORÓW

Marcin Bernaś	79	Nataliya Malisevych	175
Andrzej Bień	57	Romuald Mańnicki	131
Ryszard Bogacz	13, 111, 117	Dariusz Michalski	183
Jerzy Borzymiński	17	Marzena Mięsikowska	183
Sylwia Całus	157	Waldemar Minkina	135
Piotr Chabecki	157	Michał Mosiądz	141
Anna Chrapońska	21	Andrzej Mrowiec	83, 145
Anna Cysewska-Sobusiak	25	Mariusz Najgebauer	149
Dariusz Czyżewski	29	Robert Olbrycht	103
Rafał Dąbrowski	65	Krzysztof Pacholski	103, 203
Teodora Dimitrova-Grekow	179	Paweł Pawłowski	153
Ryszard Dindorf	33	Andrzej Pazur	219
Łukasz Drózd	117	Magdalena Piasecka	183
Marcin Drzewiecki	37	Adam Piłśniak	199
Sebastian Dudzik	43	Sławomir Pochwała	153
Krzysztof Dziarski	47	Tomasz Popławski	157
Jiajie Fan	187	Cheng Qian	187
Irena Fryc	107, 179, 187, 195	Zbigniew Ramotowski	161
Aleksandra Gadomska	17	Jerzy Roj	69
Aleksander Gąsiorowski	51	Patrycja Ruśkowska	161
Józef Gromba	57	Mariusz Rząsa	153, 175
Sławomir Gryś	135, 149	Antoni Sawicki	169
Janusz Guzik	199	Orest Serebiuk	175
Robert Hiergeist	149	Marcin Sidzina	79
Karol Jabłoński	61	Grzegorz Sieklucki	57
Adam Jakubas	65	Michał Sieniawski	179
Jerzy Jakubiec	69, 73	Janusz Sobiech	141
Daniel Jancarczyk	79	Sylwester Sobieraj	57
Jarosław Janusz	79	Olga Sochacka	43
Dariusz Kasprzak	83	Katarzyna Sroka	93
Marek Kciuk	87	Dariusz Strąk	183
Bartłomiej Kocjan	127	Robert Supronowicz	187
Dorota Kołakowska	91	Andrzej Szelmanowski	219
Agnieszka Komisarczyk	93	Beata Szufliłowska	191
Krystyna Barbara Kostyrko	97	Przemysław Tabaka	179, 187, 195
Radosław Kowalczyk	103, 203	Lesław Topór-Kamiński	199
Justyna Kowalska	107, 187	Jarosław Walczak	103, 203
Mateusz Kozicki	97	Wojciech Wojtkowski	207, 211
Andrzej Kozyra	21	Piotr Woś	33
Krystian Krawczyk	127	Jacek Wójcik	141
Izabella Krucińska	93	Janusz Wrzuszczak	215
Beata Krupanek	13, 111, 117	Maria Wrzuszczak	215
Jacek Kusznier	123	Marek Wymyśło	73
Michał Lisowski	127	Mariusz Zieja	219

WSTĘP

Międzyuczelniana Konferencja Metrologów jest cykliczną konferencją o wieloletniej tradycji zapoczątkowanej Naradą Katedr Miernictwa Elektrycznego i Elektronicznego zorganizowaną w 1966 roku przez ośrodek szczeciński. U podstaw organizowania corocznych spotkań metrologów leżała potrzeba wymiany doświadczeń dydaktycznych, jednak bardzo szybko Konferencja przerodziła się w forum szerokiej dyskusji o aktualnych problemach metrologii, zarówno naukowych, jak i z obszaru dydaktyki. Chociaż, jak wskazuje na to nazwa Konferencji, jej organizatorami są ośrodki akademickie, to z czasem stałymi uczestnikami zostały osoby reprezentujące polskie instytucje metrologiczne, takie jak Główny Urząd Miar wraz z jednostkami regionalnymi i Wojskowy Nadzór Metrologiczny, jak również przedstawiciele przemysłu. Ewolucją także główne przesłanie Konferencji, która miała umożliwić przede wszystkim prezentację swoich prac badawczych młodym adeptom nauki, uczestnicy z cenzurem naukowym począwszy od doktora habilitowanego wzwyż mieli służyć radą, a ich referaty mogły mieć jedynie charakter dydaktyczny i być swoistym wzorcem prezentowania problemów. Z czasem Konwent Seniorów, będący czymś w rodzaju cyklicznie zmieniającego się parlamentu Konferencji, zdecydował o dopuszczeniu referatów osób legitymujących się tym cenzurem, mając na uwadze przede wszystkim potrzebę prezentacji wspólnych prac doktorantów i ich promotorów.

Konwent Seniorów skupia przedstawicieli wszystkich ośrodków reprezentowanych na danej Konferencji oraz wszystkich naukowców z opisanym powyżej cenzurem. Koncepcja funkcjonowania Konwentu jako najwyższej władzy Konferencji ukształtowała się dość wcześnie, bo już w latach siedemdziesiątych i stanowi ewenement w skali konferencji krajowych, a zapewne i międzynarodowych. Konwent wybiera w tajnym głosowaniu Komitet Naukowy kolejnej Konferencji i wskazuje ośrodek, w którym jest realizowana, a także dba o deklarowanie przez ośrodki chęci przeprowadzenia następnych jej edycji. Wyniki głosowań z wielu lat funkcjonowania Konwentu wskazują, że demokratyczne zasady wyboru członków Komitetu Naukowego przyczyniają się do wzrostu zaangażowania organizowaniem i udziałem w Konferencji wszystkich ośrodków metrologicznych w Polsce.

Tegoroczna 50. Międzyuczelniana Konferencja Metrologów, ze względu na swój jubileuszowy charakter, jest organizowana przez kilka ośrodków. Głównymi organizatorami są jednostki Politechniki Gdańskiej, Częstochowskiej i Śląskiej, przy dużym współudziale Zachodniopomorskiego Uniwersytetu Technologicznego w Szczecinie oraz Uniwersytetu w Kopenhadze. Należy dodać, że wybór Szczecina jako miejsca jubileuszowej Konferencji jest również związany z tradycją, zgodnie z którą Konferencje o „okrągłych” numerach odbywają się w Szczecinie jako miejscu pierwszej jej edycji. Wyrazem docenienia tej tradycji, jak również osobistych zasług w rozwój Konferencji, jest wybór prof. Stefana Kubisy na Honorowego Przewodniczącego 50. Międzyuczelnianej Konferencji Metrologów.

Niniejsze materiały zawierają teksty 48 referatów o bardzo szerokiej tematyce począwszy od klasycznej już problematyki związanej z pomiarami elektrycznymi i oceną niepewności pomiaru, na tematyce o aspektach historycznych skończywszy. Metrologia już od wielu lat stała się nauką silnie interdyscyplinarną, wyrazem czego są zawarte tu prace. Ze względu na bogactwo ich tematyki, próba zbiorczego opisu zamieszczonych tekstów nie wydaje się celowa, w związku z czym pozostaje życzyć Czytelnikom interesującej lektury, a Uczestnikom Konferencji satysfakcji z uzyskanych wyników badań i ciekawej dyskusji po referacie.

prof. dr hab. inż. Jerzy Jakubiec
Przewodniczący Komitetu Naukowego

dr hab. inż. Dariusz Świsulski, prof. PG
Przewodniczący Komitetu Organizacyjnego

KONCEPCJA ROZPROSZONEGO SYSTEMU KONTROLI ZANIECZYSZCZEŃ POWIETRZA BAZUJĄCEGO NA TECHNOLOGII INTERNETU RZECZY

Ryszard BOGACZ¹, Beata KRUPANEK²

1. Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny, Katedra Metrologii, Elektroniki i Automatyki
tel.: 32 237 1241, e-mail: ryszard.bogacz@polsl.pl
2. Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny, Katedra Metrologii, Elektroniki i Automatyki
tel.: 32 237 1241, e-mail: beata.krupanek@polsl.pl

Streszczenie: Zanieczyszczenie powietrza, to coraz poważniejszy problemem. Jednym z rozwiązań mogących wpłynąć na poprawę jakości powietrza jest ciągłe monitorowanie jego stanu. W celu wykrycia źródeł zanieczyszczeń należy kontrolować podstawowe parametry składu powietrza na rozległym terenie. Rozwiązaniem problemu może być użycie technologii Internetu Rzeczy. Rozproszona sieć czujników pomiarowych monitorujących stan powietrza w sposób ciągle komunikująca się z Internetem w sposób bezprzewodowy umożliwi przekazywanie na bieżąco informacji o rozprzestrzenianiu się zanieczyszczeń. W artykule przedstawiono koncepcję rozproszonego systemu do kontroli stanu powietrza.

Słowa kluczowe: zanieczyszczenie powietrza, Internet Rzeczy, transmisja bezprzewodowa, czujniki gazu.

1. WSTĘP

Stale rosnące zanieczyszczenie powietrza jest ściśle związane z rozwojem gospodarki, wzrostem gęstości zabudowy oraz wzrostem natężenia ruchu samochodowego. Znaczne zanieczyszczenie powietrza jest głównym problemem w obszarach miejskich, gdzie doprowadza ono do pogorszenia się stanu zdrowia (głównie do chorób płuc).

Współcześnie na świecie umiera wiele milionów osób (szacuje się ok. 10% ludzi) ze względu na zanieczyszczenie środowiska atmosferycznego, a w szczególności zbyt długotrwałe przebywanie w nadmiernie zanieczyszczonym powietrzu. Z raportu „Ambient Air Pollution Database 2016” [1] Światowej Organizacji Zdrowia (WHO) wynika, że aż 33 z 50 najbardziej zanieczyszczonych miast Unii Europejskiej znajduje się w Polsce, w tym 10 z nich leży w województwie śląskim. Inny raport WHO z 2015 roku „Economic cost of the health impact of air pollution in Europe” [2] wskazuje, że w 2010 roku zanieczyszczenie powietrza w Polsce przyczyniło się do śmierci prawie 50 tysięcy Polaków. Szacuje się, że zanieczyszczenie powietrza pyłem zawieszonym PM_{2,5} odpowiada za blisko 0,5 mln przedwczesnych zgonów w Europie (ponad 400 tys. w 28 krajach UE), w tym za blisko 80% zgonów spowodowanych chorobami układu oddechowego i rakiem płuc [3, 4, 5].

Wpływ zanieczyszczeń powietrza na zdrowie ludzi związany jest bezpośrednio z ekspozycją człowieka na te zanieczyszczenia, co pozwala na określanie skutków krótkotrwałego oraz długotrwałego narażenia na

zanieczyszczenia powietrza. Krótkoterminowe narażenie, czyli ekspozycja na wysokie stężenia w okresie od kilku godzin do kilku dni, powoduje ostrą reakcję organizmu najbardziej wrażliwych grup ludności, a skutki tego narażenia obejmują m.in.:

- przedwczesne zgony, szczególnie związane z chorobami układu oddechowego i sercowo – naczyniowego,
- zwiększoną liczbę wizyt lekarskich oraz pogotowia ratunkowego i hospitalizacji z powodu chorób układu oddechowego i krwionośnego,
- wzrost spożycia leków,
- wzrost liczby dni nieobecności w szkole i w pracy,
- nasilenie różnych objawów chorób układu krążenia oraz oddechowego, zwłaszcza u osób będących w grupach szczególnie wrażliwych na zanieczyszczenie powietrza.

Długotrwałe narażenie na zanieczyszczenia powietrza, narażenie na relatywnie niewielkie poziomy zanieczyszczeń w okresie wielu lat, wiąże się z występowaniem skutków chorób przewlekłych. Mogą to być m. in.:

- śmiertelność z powodu chorób układu krwionośnego oraz oddechowego,
- przewlekłe występowanie chorób układu oddechowego i ich powszechne objawy (astma, inne choroby płuc) oraz zmiany w funkcjach fizjologicznych,
- postępujące osłabienie układu odpornościowego zwłaszcza u osób wrażliwych, leczących się na choroby przewlekłe lub w zaawansowanym stadium,
- nowotwory płuc,
- niska masa urodzeniowa w planowym terminie, jak również brak odpowiedniego przyrostu masy płodu.

Grupami najbardziej narażonymi na zanieczyszczenia powietrza są dzieci, osoby starsze, osoby cierpiące z powodu przewlekłych chorób serca i układu oddechowego, osoby z cukrzycą, otyłością, kobiety w ciąży oraz osoby o niskim statusie społeczno-ekonomicznym. Dzieci i niemowlęta są szczególnie narażone na zanieczyszczenie powietrza pyłem zawieszonym, ponieważ ich układ odpornościowy, oddechowy i ośrodkowy układ nerwowy nie są jeszcze w pełni rozwinięte. W stosunku do dorosłych, dzieci często spędzają więcej czasu na zewnątrz pomieszczeń, a ze względu na mniejszą pojemność płuc również częściej oddychają, przez co wdychają znacznie większą niż dorośli ilość powietrza w stosunku do masy ich ciała [6].

Zanieczyszczenie powietrza wpływa również w dużym stopniu niekorzystnie na środowisko. Degradacji ulegają tereny zielone, ale zwłaszcza tereny uprawne, co ma bezpośredni wpływ na zdrowie człowieka. Ponadto skażenie środowiska wpływa na zdrowie i populację zwierząt, zarówno hodowlanych, jak i żyjących na wolności.

Monitorowanie stanu powietrza może prowadzić do wykrycia najbardziej rażących źródeł zanieczyszczeń i je zminimalizować lub nawet całkowicie wyeliminować, a w efekcie doprowadzić do poprawy stanu zdrowia osób przebywających w zanieczyszczonym środowisku. Źródłem zanieczyszczeń powietrza jest głównie przemysł, ale również zanieczyszczenia generowane przez domy jednorodzinne ogrzewane indywidualnie, które same w sobie nie powodują znacznego zanieczyszczenia, ale ich duża liczba ma już istotny wpływ na zanieczyszczenie powietrza [7].

Najbardziej rażącym źródłem zanieczyszczeń jest ogromna liczba pojazdów, które poruszając się na długich trasach, czy też stojąc w korkach, generują do atmosfery potężne ilości zanieczyszczeń [7, 8]. Wydaje się szczególnie konieczne monitorowanie stanu powietrza pod względem zawartości w nim drobnych cząstek powstających w wyniku spalania paliw kopalnych takich jak węgiel i ropa naftowa (pyły zawieszane, zwłaszcza PM10 i PM2,5), ale również innych materiałów, a także obecności trujących i duszących gazów (tlenków i dwutlenków węgla, siarki, azotu i innych).

Jakość powietrza w miastach jest zwykle monitorowana przez lokalne stacje stacjonarne. Stała stacja monitorowania pozwala na dokładny pomiar szerokiego zakresu zanieczyszczeń. Jednak stacje monitorujące często umieszczane są w otoczeniu potencjalnie niebezpiecznych źródeł zanieczyszczeń lub w miejscach o stosunkowo dużym zagęszczeniu osób tam przebywających. Często stacje takie są oddalone od siebie o wiele kilometrów. Zanieczyszczenia miejskie są zróżnicowane przestrzennie, jak można się spodziewać, zgodnie z działaniami człowieka, topografią i lokalną mikrometeorologią.

Monitorowanie zanieczyszczenia powietrza jest stosunkowo złożonym zadaniem. Jednak z uwagi na dużą wagę tego zagadnienia podejmowane są próby skutecznego rozwiązania tego problemu. Powszechnie stosowane są rejestratory danych do okresowego zbierania danych, co jest czasochłonne i dosyć kosztowne. Nieliczne stacje z możliwością bezpośredniego przekazywania danych nie rozwiązują problemu. Duży koszt pozyskania i utrzymania stacji monitorujących jakość powietrza ogranicza liczbę takich obiektów, powodując brak możliwości skalowania systemu i bardzo ograniczoną rozdzielczość przestrzenną map zanieczyszczeń. Aby przezwyciężyć te problemy, konieczne jest przyjęcie bardziej wszechobecnych i mobilnych systemów monitorowania. Istotne jest zbudowanie rozproszonego systemu o dużych możliwościach skalowania do aktualnych potrzeb oraz lokalizacji i zmieniającej się sytuacji.

Korzystanie z bezprzewodowej sieci węzłów czujnikowych może sprawić, że monitoring zanieczyszczenia powietrza będzie łatwiejszy i tańszy, a co za tym idzie bardziej powszechny. Ułatwione staje się rozmieszczanie większej liczby punktów pomiarowych we wspólnej sieci. Będzie można także uzyskać natychmiastowe odczyty wielu parametrów powietrza z różnych miejsc jednocześnie. Wskazanie źródeł zanieczyszczeń pozwoli poprawić świadomość społeczeństwa w tym zakresie, a tym samym wpłynie na poprawę jakości stanu powietrza.

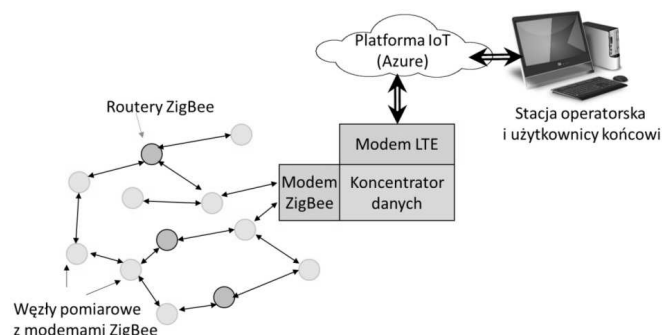
2. KONCEPCJA SYSTEMU

W artykule zaproponowano rozwiązanie problemu ciągłego monitoringu i rozprzestrzeniania się zanieczyszczeń powietrza poprzez wykorzystanie do tego celu systemu bazującego na technologii Internetu Rzeczy. Rozwiązania takie są coraz częściej spotykane [9, 10, 11, 12, 13, 14] jednak ich realizacja w dużej mierze zależy od specyfiki regionu i uwarunkowań ekonomicznych oraz technicznych miejsc implementacji.

Podstawą budowy bezprzewodowej sieci czujników do monitorowania stanu powietrza opartego na koncepcji Internetu Rzeczy jest sieć bezprzewodowych czujników pracujących w topologii typu Mesh. Jest to konfiguracja zapewniająca największą swobodę w rozmieszczaniu czujników i łatwość rozbudowy o kolejne elementy. Do zbudowania sieci należy wykorzystać właściwe układy do transmisji radiowej, które mają możliwość pracy w wymaganej konfiguracji, mogą współpracować bezprzewodowo z dużą liczbą węzłów, są proste w obsłudze, a przede wszystkim mają stosunkowo niewielki pobór prądu przy możliwie jak największym zasięgu.

System korzysta z rozproszonego zestawu prostych czujników pomiarowych, które będzie można łatwo rozbudowywać. Możliwe będzie zarówno dokładanie kolejnych węzłów pomiarowych do sieci, jak również rozbudowywanie istniejących węzłów o dodatkowe czujniki. Czujniki wraz z systemem transmisji bezprzewodowej będą miały możliwość wzajemnej komunikacji, co powinno zapewnić właściwy zasięg danych pomiarowych. Dane pochodzące z „chmury” czujników będą dostępne w „chmurze” Internetowej, za pośrednictwem której będą dostępne dla każdego upoważnionego użytkownika (rys. 1). System będzie mógł gromadzić wyniki pomiarowe, a także da możliwość dalszej analizy otrzymanych danych.

Opisywane rozwiązanie może być ciekawą alternatywą dotychczas stosowanych rozwiązań, które bazują na kosztownych układach pomiarowych, które znajdują się w niewielu miejscach, a przez to nie dają pełnej informacji o źródłach zanieczyszczeń oraz kierunkach ich rozprzestrzeniania, jak również na nielicznych rozwiązaniach mobilnych.



Rys.1. Struktura systemu kontroli zanieczyszczeń powietrza

Przedstawiony system zapewnia możliwość dynamicznej rozbudowy, zarówno o punkty pomiarowe, jak i kolejne urządzenia retransmitujące dane, których celem jest zwiększanie zasięgu dostępności danych z sieci pomiarowej. Dzięki Internetowi Rzeczy możliwe będzie nie tylko uzyskanie informacji o zagrożeniach, ale przede wszystkim skuteczna walka z nimi. Ponadto możliwe będzie określenie gdzie zanieczyszczenia są mniejsze, a tym samym gdzie

przebywanie osób przez dłuższy czas jest mniej szkodliwe dla zdrowia.

W proponowanym przez autorów systemie monitoringu zanieczyszczeń powietrza opartym na Internecie Rzeczy założono następujące wymagania:

- system powinien umożliwiać zbieranie danych z możliwie jak największego obszaru, zapewniając przy tym możliwości rozbudowy,
- powinna istnieć możliwość pomiaru wielu różnych parametrów powietrza, w tym zawartości drobnego pyłu czy szkodliwych gazów
- konieczne jest umożliwienie dostępu do sieci zapewniającej szeroki zasięg w celu zebrania informacji o środowisku atmosferycznym bez ograniczeń lokalizacji i przesłania ich do serwera,
- wskazane jest zapewnienie wizualnej formy wyników, dzięki czemu użytkownicy mieliby możliwość wygodnego korzystania z wyników za pośrednictwem aplikacji internetowej lub smartfonu.

Proponowany system składa się z urządzeń do pomiaru parametrów atmosferycznych, urządzeń do retransmisji i gromadzenia danych oraz aplikacji dla urządzeń końcowych. Zgodnie z założeniami koncepcji Internetu Rzeczy każdy węzeł sieci będzie identyfikowany i będzie miał możliwość komunikacji bezprzewodowej z użytkownikiem końcowym. W celu ograniczenia ruchu w sieci LTE zastosowane zostaną węzły pośredniczące

Przyjęto, że system powinien się składać z kilku podstawowych elementów. Najważniejszą częścią jest sieć rozproszonych bezprzewodowych węzłów czujnika. Bezprzewodowa sieć czujników to powiązana infrastruktura składająca się z części czujnikowej i komunikacyjnej, która umożliwia administratorowi systemu monitorowanie i kontrolowanie pożądaných parametrów powietrza.

Zastosowane w systemie czujniki parametrów powietrza będą się znajdować w każdym węźle, ale dopuszczalne są węzły bez czujników. Czujniki w systemie mogą być dowolnego rodzaju, ale zakłada się, że zastosowane będą najprostsze i najtańsze w celu stworzenia jak największej sieci pomiarowej. Czujniki z wyjściem analogowym lub cyfrowym będą podłączone w węźle do mikrokontrolera. Mikrokontroler poprzez wejścia analogowe lub cyfrowe będzie okresowo odczytywał zmierzone parametry oraz przesyłać je za pośrednictwem węzłów retransmisyjnych do węzłów z dostępem do Internetu.

Zaproponowano, aby układami służącymi do transmisji bezprzewodowej pomiędzy węzłami sieci były układy pracujące w standardzie ZigBee. Zaletą tej sprawdzonej technologii jest łatwość rozbudowy sieci o dużej liczbie węzłów (dopuszcza się możliwość wystąpienia 65 tysięcy węzłów), niski pobór mocy (poniżej 100 mW w czasie transmisji), stosunkowo duży zasięg w otwartym terenie (do 300 m) a także niskie koszty. Innym wartym rozważenia rozwiązaniem jest rozwijany standard Wireless HART.

Do sterowania pracą węzła zastosowany zostanie prosty mikrokontroler z rodziny AVR lub ARM, który powinien być przede wszystkim energooszczędny. Zadania realizowane przez niego nie będą skomplikowane, będą się ograniczać jedynie od odczytywania danych z czujników i retransmisji danych. Mając jednak na uwadze elastyczność systemu należy zastosować układ, który sprosta wymaganiom w dłuższej perspektywie czasu, a jednak nie będzie znacząco podnosił kosztów systemu. W prototypowym systemie zdecydowano się na wykorzystanie standardowej platformy Arduino.

Przewiduje się również możliwość użycia w systemie układów GPS, których celem będzie ustalenie pozycji zainstalowanych czujników oraz wyznaczanie aktualnego czasu pomiaru. Jako wyposażenie opcjonalne systemu przewiduje się interfejsy lokalne węzłów do podłączenia ewentualnych dodatkowych czujników jak również interfejsu użytkownika do lokalnego zarządzania węzłami oraz podglądu lokalnie wyników pomiarowych za pośrednictwem komputera lub dedykowanego wyświetlacza.

Niezależnie od użytego mikrokontrolera należy zadbać o właściwe zasilanie układu, dlatego istotny jest nie tylko mały pobór prądu przez użyte układy, ale również możliwość samozasilania, czyli użycie technologii „energy harvesting”. Technologia ta, obecnie intensywnie rozwijana, daje możliwość pozyskiwania energii lokalnie z różnych źródeł. Każdy z węzłów powinien posiadać potencjalną możliwość pracy autonomicznej.

Każdy z węzłów sieci ma możliwość podłączenia stosownych czujników środowiskowych. Poszczególne węzły sieci będą mogły pracować jedynie jako węzły pośredniczące w transmisji i zwiększające zasięg sieci (węzły transmisyjne) lub też jako w pełni wyposażone węzły, których zadaniem będzie zbieranie kompletu potrzebnych informacji dotyczących stanu powietrza (węzły pomiarowe). Węzły projektowane jako transmisyjne będą miały możliwość rozbudowy do postaci węzłów pomiarowych, co może docelowo zagęścić sieć pomiarową.

Poza wymienionymi węzłami w sieci występować będzie ograniczona liczba węzłów służących do przekazywania danych na zewnątrz sieci. Do przesyłania dużej ilości danych w sposób globalny wykorzystana zostanie technologia LTE. W niewielkich sieciach może okazać się wystarczający jeden taki węzeł pełniący jednocześnie rolę koordynatora dla sieci Mesh. W większych, bardziej rozległych sieciach, gdzie będą transmitowane duże ilości danych, a ponadto istnieje ryzyko utraty danych ze względu na zerwanie zasięgu w sieci Mesh, można użyć większej liczby modemów GSM. Technologia GSM, a zwłaszcza LTE, doskonale sprawdza się w integracji systemów pracujących w rozwiązaniach Internetu Rzeczy.

Centralnym punktem gromadzenia danych będzie serwer z bazą danych gromadzącą wyniki pomiarów w celu ich archiwizacji, dalszego przetwarzania i obrazowania, za pośrednictwem którego osoby zarządzające systemem, jak również użytkownicy indywidualni będą mogli przeglądać dane pomiarowe i na ich podstawie samodzielnie ocenić stan powietrza, jak również zorientować się co do kierunków rozprzestrzeniania się zanieczyszczeń oraz gradientu zmian w poszczególnych punktach sieci.

Głównymi wymaganiami stawianymi przed taką siecią czujników na etapie jej projektowania i eksploatacji jest:

- opracowanie właściwej architektury węzłów sieci oraz sposobu ich interakcji z innymi węzłami i dostępnymi czujnikami,
- określenie sposobu zbierania odczytów zanieczyszczenia powietrza z regionu, w którym sieć czujników jest zainstalowana,
- zapewnienie stabilności i bezpiecznego przepływu informacji pomiędzy dużą liczbą węzłów w celu zbierania odczytów oraz przesyłania ich do urządzeń komunikacyjnych, należy przy tym zminimalizować ilość zduplikowanych oraz nieprawidłowych danych,
- zastosowanie odpowiedniej agregacji danych w celu zmniejszenia zużycia energii podczas transmisji dużej ilości danych pomiędzy poszczególnymi węzłami,

- zapewnienie wizualizacji danych zebranych z bezprzewodowej sieci czujników za pomocą metod statystycznych i przyjaznych dla użytkownika, takich jak tabele i wykresy,
- dostarczenie użytkownikowi końcowemu narzędzi do klasyfikacji różnych poziomów zanieczyszczenia powietrza wraz z powiązanymi w czytelny sposób metodami wizualizacji, które mogą zintensyfikować powagę zanieczyszczenia powietrza,
- generowanie raportów dziennych lub okresowych, a także powiadomień w czasie rzeczywistym w sytuacji gdy w sposób poważny stan zanieczyszczenia powietrza wzrośnie, informując przy tym odpowiednie służby.

W celu realizacji opisanego systemu bazującego na Internecie Rzeczy konieczne jest zastosowanie zrównoważonych technologii w kontekście inteligentnego miasta. Wyzwaniem staje się umieszczenie inteligencji w zwykłych układach pomiarowych, umożliwiając tym urządzeniom uczenie się, aby stały się bardziej autonomicznymi poprzez wymianę danych i informacji z innymi obiektami, a także utrzymanie niezawodności, odporność na awarie, a także zdolność odnajdywania się w zmieniającej się strukturze sieci rozproszonej.

Drugim ważnym wyzwaniem jest porządzenie sobie z heterogenicznymi platformami wielu inteligentnych urządzeń, na których ma być wdrożony system. Ponadto należy zająć się kwestiami związanymi z kompleksowym bezpieczeństwem i prywatnością. Dlatego szyfrowanie może okazać się konieczne w celu zwiększenia odporności na ingerencję w transmitowane dane. Zapobieganie awarii systemu jest również kluczowe w implementacji takich urządzeń. Problem skalowalności systemu jak również przetwarzania dużych ilości danych są kluczowymi do rozwiązania problemami w proponowanym systemie.

3. WNIOSKI KOŃCOWE

Rozproszony system kontroli zanieczyszczenia powietrza bazujący na koncepcji Internetu Rzeczy może stanowić skuteczną formę walki o poprawę stanu powietrza. Dzięki prostocie konstrukcji oraz stosunkowo niskim kosztom możliwe będzie zrealizowanie sieci pomiarowej o dużej gęstości i dużym obszarze działania. Poszczególne węzły sieci zostaną rozmieszczone w zasięgu widoczności radiowej innych węzłów. Każdy z węzłów sieci może pracować autonomicznie, albo łączyć się radiowo z innymi czujnikami w sieci. Do każdego z węzłów sieci mogą zostać dołożone czujniki pomiarowe. Jednocześnie możliwe będzie względnie łatwe i szybkie przekazywanie informacji o aktualnym stanie powietrza do centralnej bazy danych, a za jej pośrednictwem do każdego użytkownika systemu. Dalsze badania wdrożeniowe zostaną zrealizowane w ramach projektu badawczego po otrzymaniu funduszy.

4. BIBLIOGRAFIA

1. WHO, Ambient Air Pollution Database, 2016
2. WHO, Economic cost of the health impact of air pollution in Europe, 2015
3. EEA, Air quality in Europe - 2014, European Environment Agency, Report No 5/2014
4. Juda-Rezler K., Toczko B., i in.: Pyły drobne w atmosferze. Kompedium wiedzy o zanieczyszczeniu powietrza pyłem zawieszonym w Polsce, Inspekcja Ochrony Środowiska, Biblioteka Monitoringu Środowiska, Warszawa, 2016
5. Inspekcja Ochrony Środowiska, Piętnasta roczna ocena jakości powietrza w województwie śląskim, obejmująca 2016 roku, Wojewódzki Inspektorat Ochrony Środowiska w Katowicach, Katowice, 2017
6. Gładka A., Zatoński T.: Wpływ zanieczyszczenia powietrza na choroby układu oddechowego, Problemy Nauk Biologicznych, Tom 65, Nr 4/2016, s. 573-582
7. Fuksa D., Ciszynska E.: Analiza i prognoza zanieczyszczenia powietrza na przykładzie aglomeracji miejskiej Krakowa, Oficyna Wydawnicza Polskiego Towarzystwa Zarządzania Produkcją, Opole, 2010
8. Dębski B. i inni: Krajowy bilans emisji SO₂, NO_x, CO, NH₃, NMLZO, pyłów, metali ciężkich i TZO w układzie klasyfikacji SNAP i NFR. Raport podst. Krajowy Ośrodek Bilansowania i Zarządzania Emisjami (KOBiZE), Instytut Ochrony Środowiska – Państwowy Instytut Badawczy, Warszawa, 2015
9. Kavi K. Khedo, Rajiv Perseedoss, Avinash Mungur: A Wireless Sensor Network Air Pollution Monitoring System, International Journal of Wireless Mobile Networks, No 2, Vol. 2, 2010
10. Satyanarayana G.V., Mazaruddin S.D.: Wireless Sensor Based Remote Monitoring System for Agriculture Using ZigBee and GPS, Conference on Advances in Communication and Control Systems 2013
11. Pasalic D., Bundalo Z., Bundalo D., Cvijic B.: ZigBee-based Data Transmission and Monitoring Wireless Smart Sensor Network Integrated with the Internet, 4th Mediterranean Conference on Embedded Computing MECO, Budva, Montenegro, 2015
12. Tapashetti A., Vegiraju D., Ogunfunmi T.: IoT-Enabled Air Quality Monitoring Device. A Low Cost Smart Health Solution. Global Humanitarian Technology Conference, IEEE, 2016
13. Saha H. N, Auddy S., Chatterjee A., Pal S., Pandey S., Singh R., Singh R., Sharan P., Banerjee S., Ghosh D., Maity A.: Pollution Control using Internet of Things (IoT), IEEE, 2017
14. Seung H. K., Jong M. J., Min T. H., Chang S. K.: Development of an IoT-based Atmospheric Environment Monitoring System, ICTC, IEEE, 2017

THE CONCEPT OF DISTRIBUTION SYSTEM FOR AIR POLLUTION CONTROL BASED ON THE INTERNET OF THINGS TECHNOLOGY

Air pollution is an increasingly serious problem. One of the ways to improve air quality is to constantly monitor its condition. In order to detect pollution sources, it is necessary to control the basic parameters of air composition on a large area. The solution to the problem may be the use of Internet of Things technology. A distributed network of sensors that communicates with the Internet in a wireless way will enable the transmission of information on the spread of pollution on an ongoing basis. The article presents the concept of a distributed system for air condition monitoring.

Keywords: air pollution, Internet of Things, wireless transmission, gas sensors.

ZAGADNIENIE JEDNOLITOŚCI TERMINOLOGII METROLOGICZNEJ A PROCES JEJ WDRAŻANIA

Jerzy BORZYMIŃSKI¹, Aleksandra GADOMSKA²

1. Główny Urząd Miar, Biuro Strategii, Wydział Strategii i Rozwoju
tel.: 22 581 93 44 e-mail: j.borzyminski@gum.gov.pl
2. Główny Urząd Miar, Biuro Strategii, Wydział Strategii i Rozwoju
tel.: 22 581 93 87 e-mail: aleksandra.gadomska@gum.gov.pl

Streszczenie: W ostatnich kilkunastu latach nastąpił znaczący postęp w pracach nad terminologią metrologiczną. Pomimo starań na rzecz wdrożenia jednolitej i poprawnej terminologii wciąż obserwuje się rozbieżności terminologiczne i liczne przykłady wadliwej lub źle interpretowanej terminologii. Koniecznym wydaje się poddać analizie proces wdrażania poprawnej terminologii i możliwość minimalizacji towarzyszących mu negatywnych zjawisk.

Słowa kluczowe: terminologia metrologiczna, jednolitość miar, wdrażanie terminologii.

1. WPROWADZENIE

Definicja pojęcia ‘metrologia’ w Międzynarodowym Słowniku Metrologii (VIM – International Vocabulary of Metrology) [1] mówi, że jest to „nauka o pomiarach i ich zastosowaniach”. Na szczególną uwagę zasługuje fakt, że zastosowania te są wyjątkowo szerokie, a osoby, które muszą „mieć do czynienia z metrologią” reprezentują najróżniejsze grupy społeczne i zawodowe, różniące się bardzo pod względem wykształcenia i wiedzy metrologicznej. Ponadto mierzenie nie jest już czynnością wykonywaną indywidualnie dla własnych potrzeb, ale w każdym przypadku pomiar jest w jakimś stopniu związany z międzynarodowym systemem miar.

Jednym z najważniejszych aspektów tego systemu jest jego jednolitość, która budowana jest staraniem organizacji międzynarodowych, którym przewodzą Międzynarodowe Biuro Miar (BIPM – Bureau International des Poids et Mesures) oraz Międzynarodowa Organizacja Metrologii Prawnej (OIML – Organisation Internationale de Métrologie Légale).

2. PRACE TERMINOLOGICZNE

W ostatnich kilkunastu latach nastąpił znaczący postęp w pracach nad terminologią metrologiczną. Powstały liczne opracowania, takie jak VIM 3, VIML 2 (Międzynarodowy Słownik Terminów Metrologii Prawnej – Vocabulaire International des Termes de Métrologie Légale), VIN (Międzynarodowy Słownik Cech Nominalnych – International Vocabulary of Nominal Properties), a obecnie trwają prace nad VIM 4 oraz BEVM (Bilingual Electronic Dictionary of Metrology – Dwujęzyczny Elektroniczny

Słownik Metrologii). Powstają również opracowania z zakresu terminologii metrologicznej dla potrzeb Komisji Europejskiej (KE). BIPM – realizując swą misję zapewnienia jednolitości miar – powołał Komitet Wspólny ds. Przewodników w Metrologii (JCGM – Joint Committee for Guides in Metrology). Grupa Robocza 2 tego komitetu zajmuje się opracowaniem Międzynarodowego Słownika Metrologii (aktualnie jego 4. wydania). Misją OIML jest przede wszystkim tworzenie dokumentów i zaleceń międzynarodowych. Z tego powodu traktowana jest ona (np. przez WTO – World Trade Organization – Światowa Organizacja Handlu) jako organizacja tworząca normy („standards”), które stosowane są na całym świecie w celu zniesienia barier utrudniających handel. OIML również realizuje prace terminologiczne o zasięgu międzynarodowym. Oprócz Międzynarodowego Słownika Terminów Metrologii Prawnej, rozpoczęła ona opracowanie Dwujęzycznego Elektronicznego Słownika Metrologii. Wszelkie zalecenia i dokumenty OIML są weryfikowane pod względem poprawności terminologicznej. W pracach terminologicznych aktywnie uczestniczą regionalne organizacje metrologiczne (RMO) tworząc dokumenty interpretacyjne. Co warto podkreślić, w prace związane z terminologią zaangażowana jest, na etapie uzgodnień, konsultacji i ankiet międzynarodowych, niezwykle liczna grupa podmiotów. Szczególną rolę odgrywają organizacje skupione w JCGM, tzn. (oprócz ww. BIPM oraz OIML):

- IUPAP Międzynarodowa Unia Fizyki Czystej i Stosowanej (International Union of Pure and Applied Physics),
- IUPAC Międzynarodowa Unia Chemii Czystej i Stosowanej (International Union of Pure and Applied Chemistry),
- ISO Międzynarodowa Organizacja Normalizacyjna (International Organization for Standardization),
- IEC Międzynarodowa Komisja Elektrotechniczna (International Electrotechnical Commission),
- IFCC Międzynarodowa Federacja Chemii Klinicznej (International Federation of Clinical Chemistry and Laboratory Medicine),
- ILAC Międzynarodowa Współpraca w Akredytacji Laboratoriów (International Laboratory Accreditation Cooperation).

3. JEDNOLITOŚĆ TERMINOLOGICZNA

Potrzeba stosowania międzynarodowej, uzgodnionej i jednolitej terminologii metrologicznej jest istotna z uwagi na konieczność tłumaczenia słowników terminologicznych, opracowań i dokumentów międzynarodowych w wielu krajach i instytucjach międzynarodowych (w tym także w KE, na języki „unijne” tłumaczone są liczne opracowania m.in. dyrektywy metrologiczne). Sporym zainteresowaniem cieszą się międzynarodowe prace metrologiczne, o czym świadczy udział w ankietach powszechnych prowadzonych przez organizacje metrologiczne. Jednakże z punktu widzenia celów i strategii prac terminologicznych konieczna jest również ocena skuteczności wdrożenia ich wyników, w tym także identyfikacja towarzyszących temu problemów. Trzeba tu mieć na uwadze proces tłumaczenia (i jego poprawność) publikacji międzynarodowych oraz funkcjonowanie terminologii w praktyce. Ocena i analiza praktycznego funkcjonowania terminologii metrologicznej może zostać zrealizowana na podstawie przeglądu przepisów prawnych z zakresu metrologii, norm, dokumentacji usług metrologicznych, specyfikacji przyrządów i systemów pomiarowych, procedur, katalogów, materiałów dydaktycznych, publikacji technicznych i naukowych. Wiele z tych dokumentów i publikacji można znaleźć za pomocą Internetu.

4. PROBLEMY WDRAŻANIA TERMINOLOGII

W procesie wdrażania nowej lub zmodyfikowanej terminologii metrologicznej zaobserwować można, niestety, zjawiska niedające podstaw do zbyt optymistycznych wniosków. Zaliczyć do nich należy m.in.:

- wprowadzanie „własnych” definicji terminów metrologicznych do publikacji technicznych i naukowych, pomimo istnienia odpowiednich definicji w źródłach (słowniki, normy, przewodniki) uzgodnionych przez organizacje międzynarodowe i zaakceptowanych przez ich krajowe odpowiedniki;
- mylne nazewnictwo, upowszechniane poprzez wadliwe tłumaczenia (np. określanie „największego błędu dopuszczalnego” terminem „błąd graniczny”);
- używanie terminów w sposób wskazujący na niezrozumienie lub ignorowanie definicji (np. nagminnie spotyka się „wyrażanie dokładności w procentach”, mylenie legalizacji z wzorcowaniem, sprawdzania z prawną kontrolą metrologiczną, wzorcowania z adiustacją, precyzji z niepewnością);
- nieodróżnianie modeli teoretycznych w analizie wyniku pomiaru (polegające np. na porównywaniu wyników pomiarów z punktu widzenia wartości niepewności obliczanej metodą typu B, ale wg odmiennych algorytmów)
- niejednoznaczne formułowanie specyfikacji lub wymagań wobec przyrządów i systemów pomiarowych;
- korzystanie z licznych, łatwo dostępnych publikacji obcojęzycznych, które albo podają błędne definicje lub terminy, albo też które wskutek wadliwego tłumaczenia wprowadzają czytelnika w błąd;
- rozpowszechnione korzystanie z licznych i łatwo dostępnych (np. poprzez Internet) publikacji prezentujących indywidualne, odmienne od prezentowanych przez publikacje organizacji międzynarodowych, poglądy autorów;

- stosowanie bez dostatecznego uzasadnienia pojęć, terminów, czy modeli teoretycznych, które są niezalecane przez organizacje międzynarodowe; (Jedną z przyczyn tego jest, być może, utrudniona dostępność terminologii zalecanej; VIM 3 wydany jako przewodnik ISO dostępny jest tylko za opłatą, podobnie jak np. norma ISO 5725; *notabene* elektroniczna wersja angielskiego tekstu VIM dostępna jest bezpłatnie);
- opóźnione wdrażanie (np. w przepisach prawnych) międzynarodowych ustaleń terminologicznych;
- braki w zakresie spójności formalnej publikowanych dokumentów dotyczących terminologii.

5. NEGATYWNE ASPEKTY NIEŁADU TERMINOLOGICZNEGO

Powszechna dostępność do rozmaitych danych i treści w Internecie jest w dzisiejszych czasach niezwykle przydatna. Dostęp do tych informacji jest łatwy, bezpłatny, a przeszukiwanie zasobów internetowych jest niezwykle wygodne i szybkie. Z drugiej jednak strony ilość treści niepoprawnych i niezwyfikowanych jest ogromna. Bardzo często zachodzi zjawisko wykorzystania informacji z nieznanymi, niezauważonymi i niezwyfikowanych źródeł. Obserwuje się również trend do coraz powszechniejszej ignorancji dotyczącej weryfikacji wiarygodności źródeł i powielanie wadliwych danych. Niepoprawne lub nieprecyzyjne treści są również często cytowane w wielu publikacjach internetowych. Dokładając do pełni obrazu niezwykle popularne pozycjonowanie stron internetowych (w szczególności komercyjnych), obserwuje się zjawisko, że poszukując treści dotyczących terminologii metrologicznej w wynikach wyszukiwania na pierwszych pozycjach dostajemy bardzo często wiadomości nieprecyzyjne lub wręcz niepoprawne!

Wszystkie opisane zjawiska mają często bardzo negatywne konsekwencje i narażają na dotkliwe szkody zainteresowane strony. Obserwuje się m.in.:

- pogłębiający się problem w ogólnym rozumieniu prostych i znanych terminów (dotyczy to nawet osób mających za sobą edukację w zakresie nauk ścisłych i technicznych);
- nieścisłości i błędy w interpretacji i stosowaniu zaleceń, przepisów prawnych czy regulacji technicznych funkcjonujących na obszarach wielojęzycznych (np. Unia Europejska);
- problemy w interpretacji wyników pomiarów, czy w ocenie zgodności;
- problem w interpretacji parametrów technicznych przyrządów i systemów pomiarowych;
- ryzyko niewłaściwej oceny przydatności danego przyrządu do określonego zastosowania.

W odniesieniu do samych tylko przyrządów pomiarowych, może to pociągnąć za sobą, np.:

- negatywne, dotkliwe skutki finansowe (np. w wyniku zakupu „lepszego” lecz droższego przyrządu, gdyż niewłaściwie zrozumiana została jego specyfikacja lub źle zrozumiane zostały wymagania);
- nieprzewidziane, niebezpieczne i dalekosiężne skutki (np. w ocenie zanieczyszczenia środowiska lub w badaniach medycznych), kiedy niewłaściwie zinterpretowane zostają wymagania względem przyrządu i na tej podstawie przyrząd kontrolny uznany jest za sprawny i odpowiedni do planowanego zastosowania podczas, gdy w istocie tak nie jest.

Często zachodzi paradoksalna sytuacja: istnieje uzgodniona w skali międzynarodowej i nie budząca zastrzeżeń terminologia metrologiczna, a przez wytwórców przyrządów pomiarowych, użytkowników czy też autorów opracowań metrologicznych jest ona błędnie interpretowana lub stosowana, a czasem nawet ignorowana przez autorów przepisów prawnych.

6. OCENA STANU I PRÓBA POPRAWY SYTUACJI

Osoby, instytucje i organizacje odpowiedzialne za terminologię metrologiczną nie mogą poprzestać tylko na tworzeniu i rozwijaniu terminologii (doskonaleniu jej), ale muszą też poddać analizie proces wdrażania poprawnej terminologii i możliwość minimalizacji towarzyszących mu negatywnych zjawisk. Jest też bezwzględnie konieczne rozważenie sposobów zapobiegania lub minimalizacji skutków ww. negatywnych zjawisk tym bardziej, że coraz powszechniejsza staje się praktyka regularnych, okresowych przeglądów norm, dokumentów, zaleceń, a często także przepisów prawnych, ze zwróceniem uwagi na aparat pojęciowy i stosowaną terminologię.

Do wspomnianych działań predestynowany jest w kraju szereg instytucji. Przede wszystkim GUM, którego misją jest dbałość o jednolitość miar w kraju. Trzeba podkreślić, że od roku 1961 w GUM-ie ma nieprzerwanie siedzibę sekretariat OIML TC1 Terminology, za którego prace GUM jest odpowiedzialny przed Międzynarodowym Komitetem Metrologii Prawnej (obecnie prowadzony jest przez TC1 projekt BEVM). GUM współpracuje w zakresie terminologii metrologicznej z PKN, który jako krajowy odpowiednik ISO ma prawa do druku polskiej wersji VIM.

Trzecią, bardzo ważną stroną w działaniach na rzecz wdrażania poprawnej terminologii metrologicznej są wyższe uczelnie. Mogą one upowszechniać ją, interpretować i wyjaśniać, m. in. przez literaturę dydaktyczną (skrypty, podręczniki) i naukową oraz powinny poddawać krytycznej analizie. Mogą też „poddawać próbie” jej stosowanie, np. przy okazji zajęć laboratoryjnych.

Niezbędne jest w tych działaniach:

- Uznanie konieczności zwiększenia starań dla zapewnienia jednolitości miar. Terminologia, jak wskazano wyżej, rzutuje na dokładność i rzetelność pomiarów, na prawidłowość techniki pomiaru oraz na poprawność terminologiczną procedur i dokumentacji pomiarowej.
- Tłumaczenie międzynarodowych źródłowych publikacji metrologicznych zaraz po ich opublikowaniu i wdrażanie poprawnej terminologii w aktach prawnych.
- Weryfikacja przepisów prawnych w aspekcie poprawności metrologicznej.
- Racjonalny *modus vivendi* przy stwierdzeniu rozbieżności terminologicznych w procedurach, przepisach technicznych lub prawnych. Tam, gdzie w publikacji napotyka się nieaktualne albo wadliwe terminy i definicje, należy – nawet, jeżeli ze względów formalnych, zachodzi konieczność ich użycia – odnieść się w stosownym przypisie do stwierdzonej sytuacji i wskazać, jaka jest aktualna i poprawna postać rozważanych zapisów. W żadnym razie nie należy „aktualizować ich po swojemu” i bez komentarza.
- W trudnych sytuacjach należy pamiętać, że rozstrzygające – w sensie merytorycznym – są publikacje źródłowe zatwierdzone przez Generalną

Konferencję Miar, organ Konwencji Metrycznej, której Polska jest sygnatariuszem.

- W przypadku tłumaczeń na język polski dokumentów, w których występują wadliwe definicje lub twierdzenia należy stosować zasady obowiązujące w pracach normalizacyjnych ISO, tzn. dokonać wiernego tłumaczenia treści, nawet wadliwych czy błędnych, a poprawny tekst zamieścić we właściwie oznakowanym przypisie.
- Jeżeli z uzasadnionych powodów stosuje się w publikacji „własne” definicje lub terminy, zwłaszcza, gdy sens ich jest inny niż w publikacjach międzynarodowych organizacji metrologicznych, to należy to zasygnalizować stosowną uwagą i objaśnić zakres i cel proponowanych modyfikacji.
- W przypadku laboratoriów świadczących usługi metrologiczne, w wypadku zaistnienia sporu dotyczącego interpretacji terminów i pojęć, należy poszukiwać opinii ekspertów (co nie jest, niestety, regularną praktyką).

Konieczne jest poddawanie starannej analizie dokumentów metrologicznych towarzyszących przyrządom pomiarowym stosowanym w realizowanych zadaniach. „Rozumienie” wymagań lub specyfikacji powinno, w razie niewielkich nawet niejasności lub wątpliwości, być utrwalone w stosownym dokumencie spisany i zaakceptowany przez zainteresowane strony. Dotyczy to np. sytuacji, gdy w wymaganiach podany jest „największy błąd dopuszczalny” i zainteresowane strony ustalają, jaką wielkość („wskaźnik”) należy wyznaczyć, aby sprawdzić, czy wymaganie zostało spełnione. Osobnym zagadnieniem są tłumaczenia literatury metrologicznej. Pomijając niesłychane przypadki „przegłosowywania” przez komitety techniczne polskiego brzmienia opracowywanych polskich wersji publikacji międzynarodowych, w przypadku, kiedy należy zasięgnąć opinii specjalisty tłumacza, obserwuje się też niepokojąco niską dyscyplinę translatorską. Powszechnym zjawiskiem jest stosowanie w tłumaczeniach polskich słów wadliwych (traceability = ? „śladowość”), słów nieoddających treści terminu obcojęzycznego („traceability” = ? „spójność” = „coherence”). Wyrażna jest skłonność do stosowania tzw. słów-wytrychów. Należy do nich np. termin „badanie”, który bywa stosowany nawet tam, gdzie w języku polskim istnieje odpowiednik terminu obcojęzycznego (np. „evaluation” bywa tłumaczone jako „badanie”, choć w języku polskim istnieje słowo „ewaluacja” (ocena wartościująca)).

7. PODSUMOWANIE

Spoglądając na całość prac w dziedzinie terminologii metrologicznej należy stwierdzić, że konieczne jest jej skuteczne wdrażanie, co wymaga podjęcia specjalnych, ukierunkowanych działań. Powinny one być domeną wielu instytucji metrologicznych, nie tylko organów państwowych. Nieuniknione są jednak sytuacje, w których dochodzić może do pomyłek, nieporozumień, czy kontrowersji w zakresie stosowania terminologii metrologicznej. Konieczne w takich sytuacjach jest racjonalne poszukiwanie rozwiązania problemu i przestrzeganie jednolitych reguł postępowania, które pozwolą zapobiec negatywnym konsekwencjom wspomnianych sytuacji, które z uwagi na bardzo szerokie zastosowanie terminologii metrologicznej mogą być poważne.

8. BIBLIOGRAFIA

1. International Vocabulary of Metrology – Basic and general concepts and associated terms (VIM) 2012 (cytowany jako VIM 3).
2. International Vocabulary of Terms in Legal Metrology (VIML) 2013 (cytowany jako VIML 2).
3. OIML D 31 General requirements for software controlled measuring instruments.
4. OIML D 11 General requirements for measuring instruments - Environmental conditions.
5. ISO 17000 Conformity assessment -- Vocabulary and general principles.
6. ISO 1087-1:2000 Terminology work -- Vocabulary.
7. ISO 5725-1:1994 Accuracy (trueness and precision) of measurement methods and results -- Part 1: General principles and definitions.
8. OIML G 1-100 Evaluation of measurement data – Guide to the expression of uncertainty in measurement.
9. OIML G 1-106 Evaluation of measurement data – The role of measurement uncertainty in conformity assessment.
10. OIML G 18 Alphabetical list of terms defined in OIML Recommendations and Documents.
11. Terminology in Analytical Measurement Introduction to VIM 3 First Edition 2011.
12. ISO 3534-1:2006 Statistics -- Vocabulary and symbols -- Part 1: General statistical terms and terms used in probability.
13. ISO 1087-1:2000 Terminology work -- Vocabulary -- Part 1: Theory and application.
14. ISO 10209:2012 Technical product documentation -- Vocabulary -- Terms relating to technical drawings, product definition and related documentation.

W wykazie pominięto publikacje i dokumenty firm komercyjnych.

THE ISSUE OF METROLOGICAL TERMINOLOGY AND THE PROCESS OF ITS IMPLEMENTATION

In the recent years, there has been significant progress made in metrological terminology works. This article describes a work, that has been carried out on implementation of proper and uniform terminology. Despite the release of international publications such as vocabularies (of basic and general terms in metrology and of terms in legal metrology) terminological discrepancies and numerous examples of defective or misinterpreted terminology are continuously observed. Another aspect of terminological confusion are neglectful, incorrect and defective translations of both, legal and technical documents. Negative effects of terminological inconsistency are, most of all, interpretation problems concerning instruments technical parameters, interpretation and application of legal provisions or deepening problem of general understanding of even basic metrological terms. It seems indispensable that in the framework of terminological works attention be paid to the problems of implementation of uniform, internationally agreed upon terminology in metrology. This article gives some encountered examples of defective or inaccurate usage of metrological terms. An attempt was also made to diagnose the situation and to propose some solutions to improve the current state. Looking at the whole work in the field of metrological terminology, it should be noted that it is necessary to effectively implement it, which requires special, targeted actions. They should be the domain of many metrological institutions, not only state bodies. However, situations in which mistakes, misunderstandings or controversies may arise are unavoidable. It is necessary in such situations to rationally seek a solution to the problem and comply with rules that will prevent the negative consequences of a wide range.

Keywords: metrological terminology, uniformity of measurement, implementation of terminology.

POMIARY FIZYKOCHEMICZNE WÓD POWIERZCHNIOWYCH Z UŻYCIEM MOBILNEGO SYSTEMU POMIAROWEGO

Anna CHRAPOŃSKA¹, Andrzej KOZYRA²

1. Politechnika Śląska, Wydział Automatyki, Elektroniki i Informatyki

tel.: 32 237 15 47 e-mail: anna.chraponska@polsl.pl

2. Politechnika Śląska, Wydział Automatyki, Elektroniki i Informatyki

tel.: 32 237 23 76 e-mail: andrzej.kozyra@polsl.pl

Streszczenie: W artykule opisano czynniki wpływające na dokładność pomiarów fizykochemicznych wód powierzchniowych wykonywanych z użyciem systemu pomiarowego zamontowanego na konstrukcji katamaranu oraz próby poprawy jakości sygnałów za pomocą filtru medianowego. System pomiarowy umożliwia wykonywanie pomiarów wybranych wielkości w zbiornikach wodnych. W ramach badań parametrów stawu „Cegielnia” w Gliwicach wzdłuż zadanej trajektorii wykonano pomiary stężenia tlenu, konduktywności oraz temperatury, a także określono potencjał elektrod: pH-metrycznej, amonowej, azotanowej oraz chlorkowej. Wyznaczono wybrane statystyki serii danych oraz przedstawiono je w postaci graficznej z użyciem oprogramowania napisanego w języku Python. Zbadano wpływ pracy silników napędowych na dokładność pomiarów.

Słowa kluczowe: otwarte oprogramowanie, pomiary fizykochemiczne, aparatura pomiarowa, eksperyment badawczy.

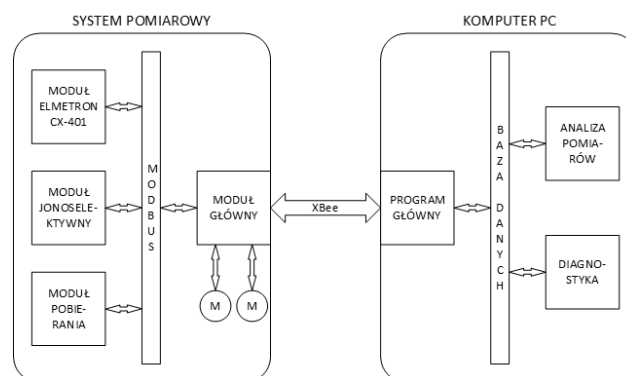
1. MOBILNY SYSTEM POMIAROWY

1.1. Aparatura pomiarowa

System pomiarowy (rys. 1) opisywany w niniejszym artykule powstał w 2013 roku na Politechnice Śląskiej w Gliwicach na Wydziale Automatyki, Elektroniki i Informatyki. Umożliwia on wykonywanie pomiarów parametrów fizykochemicznych wody w laboratorium oraz w naturalnych i sztucznych zbiornikach wodnych. Pomiary rejestrowane są w czasie rzeczywistym na komputerze klasy PC.

System pomiarowy składa się z czterech modułów. Moduł główny odpowiada za sterowanie silnikami śrub napędowych, odczyt pozycji z GPS, orientacji z IMU i przesyłanie ramek Modbus na wewnętrzną magistralę RS485. Sterowanie dwoma silnikami prądu stałego odbywa się za pośrednictwem jednokanałowych mostków H VNH3SP30 firmy ST. Na moduł do pomiaru stężenia tlenu, konduktywności oraz temperatury składają się: komercyjny przyrząd Elmetron CX-401 [1], czujniki firmy Hydromet S.C. (sonda konduktometryczna CF-2 i czujnik do pomiaru stężenia tlenu rozpuszczonego COG-1) oraz moduł komunikacyjny umożliwiający odczyt danych pomiarowych. Przyrząd pomiarowy Elmetron CX-401 służy do podstawowej analizy fizykochemicznej wód powierzchniowych w badaniach z dziedziny biologii oraz ochrony środowiska polegających na określeniu warunków wegetacji określonych gatunków organizmów

samożywnych, np. sinic [3] w zbiornikach wodnych. Jego parametry metrologiczne zawarto w tabeli 1. Moduł jonoselektywny służy do rejestracji pomiarów potencjałów elektrod jonoselektywnych. Moduł pobierania steruje pompą oraz silnikiem wyciągarki i służy do pompowania badanej cieczy do celek pomiarowych. Pozwala również na pomiar temperatury wody na zadanej głębokości.



Rys. 1. Schemat budowy systemu pomiarowego [2]

Aby określić stan środowiska wodnego, wymagany jest odpowiedni dobór czujników pomiarowych pod kątem analizy jakości wód powierzchniowych. Mierzone wielkości fizykochemiczne należy dostosować do celu badań, np. do określenia skażenia wody bądź warunków wegetacji organizmów żywych. W opisywanym systemie mierzone są: temperatura, konduktywność, pH, O₂ oraz stężenie jonów NH₄⁺, NO₃⁻ i Cl⁻. Wielkości dobrano, uwzględniając konieczność umieszczenia sensorów w niewielkim mobilnym systemie pomiarowym, pod kątem prowadzenia pomiarów ciągłych oraz ograniczenia kosztów aparatury pomiarowej [2].

Tabela 1. Parametry metrologiczne przyrządu Elmetron CX-401

Funkcja	O ₂	Temperatura	Konduktywność
Zakres	0÷600 %	-50,0÷199,9 °C	0÷1999,9 mS/cm
Rozdzielczość	±0,1 %	±0,1 °C	Do 19,99 mS/cm: ±0,1 %
			Od 20 mS/cm: ±0,25 %

1.2. Oprogramowanie

Podczas realizacji badań w terenie z wykorzystaniem mobilnego systemu pomiarowego, wyniki pomiarów przesyłane są bezprzewodowo w czasie rzeczywistym za pośrednictwem protokołu Modbus ASCII do bazy danych programu Microsoft Access. Komunikacja bezprzewodowa pomiędzy systemem pomiarowym a komputerem PC możliwa jest dzięki wykorzystaniu modemu radiowego XBee z prędkością transmisji 115200 bit/s.

W części ramek protokołu Modbus ASCII znajdują się surowe dane pochodzące z kanałów pomiarowych. Konieczne jest przetworzenie ich na wartości liczbowe wybranych wielkości oraz wyznaczenie miar statystycznych. W tym celu napisano oprogramowanie w języku Python, którego wejściem jest plik bazy danych zawierający ramki protokołu Modbus. Po jego przetworzeniu dla serii danych wyznaczane są wartości: średniej, odchylenia standardowego oraz skośności sygnału. W definicjach funkcji biblioteki numerycznej *pandas* jako argument występuje parametr *ddof*. Jest on wykorzystywany w oprogramowaniu do wyznaczania liczby stopni swobody, stanowiącej dzielnik we wzorach statystycznych m.in. na odchylenie standardowe:

$$LSS = N - ddof \quad (1)$$

gdzie: *LSS* – liczba stopni swobody, *N* – liczba elementów próbki, *ddof* – parametr funkcji biblioteki numerycznej.

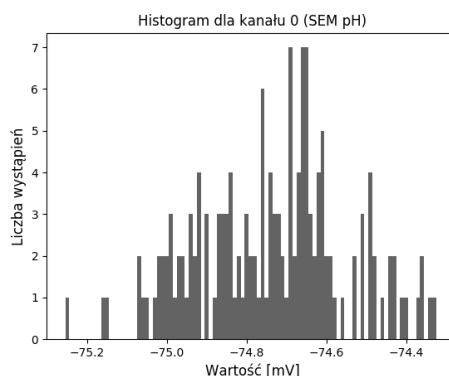
Parametr *ddof* domyślnie wynosi 1, ponieważ wybrane statystyki wyznaczane są z próby. Wynika to z korekcji Bessela [4] stosowanej podczas wyznaczania parametru statystycznego, którego wartość ulega przesunięciu w zależności od sposobu wyznaczenia (z populacji lub z próby). Obliczenia numeryczne wspierane są przez biblioteki numeryczne języka Python o nazwach *pandas* oraz *numpy* [5, 6]. Stosowanie struktur programistycznych opartych na tych bibliotekach zwiększa wydajność oprogramowania oraz czytelność kodu. Wynika to z wykorzystania w języku Python pryncypiów programowania obiektowego, takich jak dziedziczenie, enkapsulacja oraz przeciążenie operatorów [7].

1.3. Eksperyment badawczy w terenie

Przed rozpoczęciem pomiarów fizykochemicznych w zbiorniku wodnym z użyciem mobilnego systemu pomiarowego należy zaplanować eksperyment badawczy, uwzględniając doświadczalnie odnotowane czynniki mające wpływ na dokładność pomiarów. Istotna jest sezonowość badań, gdyż zamrożenie powierzchni zbiornika uniemożliwia przeprowadzenie pomiarów, a przegrzanie wody wprowadza ryzyko rozwoju sinic [3] i może prowadzić do błędnych wniosków na temat zanieczyszczenia zbiornika. Należy uwzględnić koszty dojazdu oraz konieczność uzyskania zgody na prowadzenie badań naukowych u właściciela zbiornika. Na wyniki pomiarów mają wpływ: pora roku, pora dnia oraz warunki atmosferyczne.

Eksperyment badawczy wykonano podczas słonecznego i bezwietrznego dnia. Obiektem badań był staw „Cegielnia” zlokalizowany w Gliwicach w pobliżu kampusu Politechniki Śląskiej. System pomiarowy poruszał się wzdłuż trajektorii zadanej po powierzchni zbiornika, na przemian dryfując oraz płynąc przy włączonych silnikach. Po zakończeniu eksperymentu dane przetworzono *off-line*, dzieląc serie pomiarowe według kryterium pracy silnika. Do

analizy wykorzystano krótkie serie pomiarowe z wybranego odcinka trajektorii, na którym wykonano pomiary dwukrotnie: podczas dryfowania, a następnie podczas płynięcia przy włączonych silnikach. Wyznaczono odcinki o długości 270 próbek oddzielnie dla silników włączonych oraz wyłączonych. Każdy z odcinków podzielono na 27 fragmentów o długości 10 próbek. Z każdego z fragmentów wyznaczono średnią i odchylenie standardowe. Wartości średnie z uzyskanej w ten sposób listy wartości każdej z miar statystycznych brano pod uwagę w dalszej analizie i uwzględniono je w poniższych tabelach. Odchylenie standardowe obliczono dla normalnego rozkładu funkcji gęstości prawdopodobieństwa. Wykreślono histogramy każdej z serii danych i zaobserwowano, że w przybliżeniu kształt rozkładu odpowiada rozkładowi normalnemu. Przykładowy histogram dla kanału 0 (SEM elektrody pH) z założeniem szerokości przedziałów histogramu równej 0,1 mV przedstawiono na rysunku 2.



Rys. 2. Histogram serii danych z kanału 0 (SEM elektrody pH)

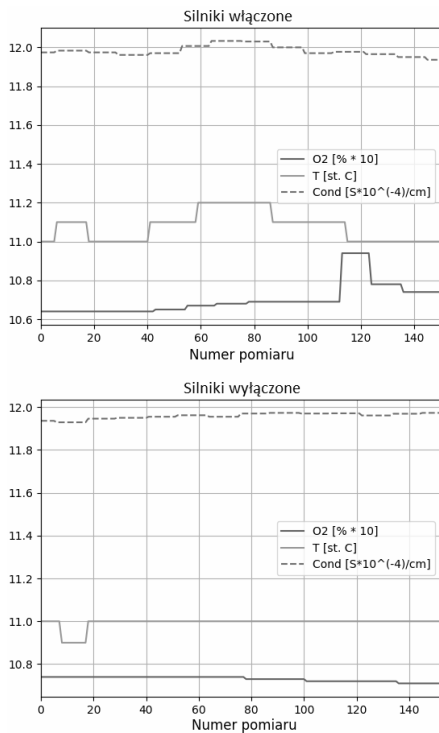
Odcinek o długości 10 próbek odpowiada w przybliżeniu 1 m trajektorii. Założono, że na tym dystansie nie ulega zmianie wartość mierzona. Ustalono, że dopuszczalne są wahania temperatury ± 1 °C oraz stężenia tlenu rozpuszczonego ± 20 %, natomiast w przypadku pX (pH) przyjęto, że niedopuszczalne są różnice powyżej $\pm 0,5$ pX (pH), które uznaje się za zmianę rzędu wielkości.

2. ANALIZA POMIARÓW

2.1. Pomiary stężenia tlenu, temperatury i konduktywności

Po przetworzeniu danych z wykorzystaniem bibliotek języka Python wybrano fragmenty serii pomiarowych, które prezentowały zmierzone wartości temperatury, konduktywności oraz stężenia tlenu rozpuszczonego na tym samym odcinku zbiornika wodnego przy włączonych oraz przy wyłączonych silnikach. Uzyskane wyniki przedstawiono na rysunku 3.

Zauważono większe wahania przebiegów danych pomiarowych uzyskanych dla włączonych silników. Aby zredukować niekorzystny wpływ pracy silników na dokładność pomiarów, zastosowano filtr medianowy o szerokości okna równej 5, którego użyto do wyeliminowania z sygnałów pików znajdujących się poza zakresem dozwolonych wartości. Przyjęto, że zakłócenia pomiaru w serii danych dla włączonych silników nie powinny być większe niż odchylenie standardowe wyznaczone dla danej wielkości przy wyłączonych silnikach. Wyniki zamieszczono w tabeli 2.



Rys. 3. Porównanie przebiegów konduktywności, stężenia tlenu oraz temperatury wody w zbiorniku przy włączonych i wyłączonych silnikach

Tabela 2. Porównanie średnich i odchyłeń standardowych konduktywności, stężenia tlenu i temperatury przy włączonych i wyłączonych silnikach

	Silniki wyłączone		Silniki włączone			
			Brak filtra		Filtr median.	
	Śr.	Odch. st.	Śr.	Odch. st.	Śr.	Odch. st.
O ₂ [%]	107,3	0,1	105,2	3,9	105,3	0,09
Temp. [°C]	10,99	0,02	11,03	0,1	11,02	0,02
Kond. [μS/cm]	1195,9	1,3	1196,5	5,3	1196,3	1,1

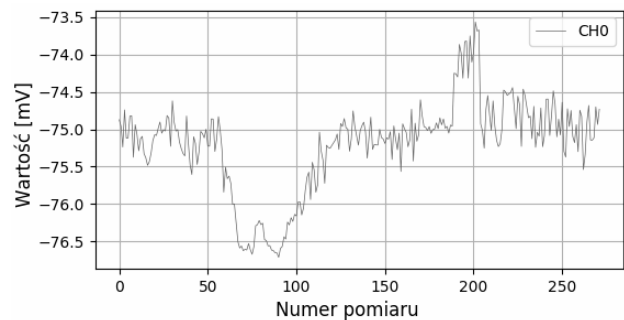
Porównanie wartości średnich oraz odchyłeń standardowych dla danych niefiltrowanych ukazało różnicę precyzji pomiarów zależną od pracy silnika. Stwierdzono, iż odchylenie standardowe pomiarów wzrasta po włączeniu silników. Jest to wzrost kilkukrotny dla odchylenia standardowego temperatury i konduktywności oraz 35-krotny dla odchylenia standardowego stężenia tlenu. Średnia procentowego stężenia tlenu wynosząca więcej niż 100% może wynikać z nieprawidłowości procesu kalibracji lub świadczyć o charakterystycznym dla okresu letniego zwiększeniu stężenia tlenu rozpuszczonego w wodach powierzchniowych wynikającym z intensywnej fotosyntezy w nasłonecznionym zbiorniku [8]. Warunki takie jednak są niekorzystne ze względu na potencjalne występowanie i rozwój toksycznych organizmów [9].

Zbieranie pomiarów w trakcie dryfowania katamaranu na powierzchni wody związane jest ze zwiększeniem precyzji pomiarów wykonywanych z użyciem przyrządu Elmetron CX-401, zatem uzyskana wartość średnia sygnału jest prawdopodobnie bliższa wartości rzeczywistej wybranego parametru. Filtrowanie pomiarów wykonanych podczas pracy silników wpływa na maksymalnie 44-krotną redukcję wartości odchylenia standardowego. Zauważono zbliżenie się wartości średnich pomiarów do tych

wyznaczonych podczas dryfowania systemu pomiarowego po powierzchni wody, choć różnica w przypadku stężenia tlenu nadal wynosi w przybliżeniu 2%. Jest to jednak różnica akceptowalna, gdyż np. w przypadku ryb łososiowatych dopiero wahania $\pm 1,5$ mg/l tlenu rozpuszczonego w wodach powierzchniowych wpływają na ich rozwój biologiczny [10], co odpowiada wahaniom ± 24 %.

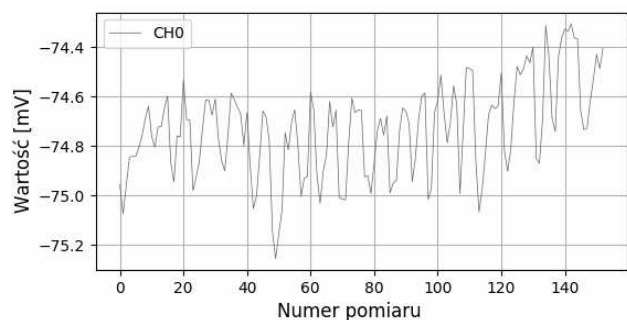
2.2. Pomiary potencjometryczne

Aby przeanalizować wpływ pracy silników na stabilność sygnału i precyzję pomiaru, przeanalizowano dane zbierane równoległe z modułu jonoselektywnego. Dane zebrano przy włączonych oraz przy wyłączonych silnikach. Na rysunkach 4 i 5 zaprezentowano przykładowe przebiegi SEM elektrody pH-metrycznej.



Rys. 4. Przebieg SEM elektrody pH przy włączonych silnikach

Przy włączonych silnikach zaobserwowano zwiększenie zaszumienia oraz asymetrii sygnałów z kanałów potencjometrycznych. W sygnałach występują zakłócenia w postaci pików. Na danych z kanałów potencjometrycznych zastosowano filtr medianowy, aby zredukować niekorzystny wpływ pracy silników. W tabeli 3 porównano wartości średnie i odchylenia standardowe sygnałów. Uwzględniono wyniki filtrowania sygnału dla włączonych silników.



Rys. 5. Przebieg SEM elektrody pH przy wyłączonych silnikach

Tabela 3. Średnie oraz odchylenia standardowe serii pomiarowych potencjałów elektrod przy włączonych i wyłączonych silnikach

		Kanał 0 [mV]	Kanał 1 [mV]	Kanał 2 [mV]	Kanał 3 [mV]
Silniki wł., brak filtra	Średnia	-75,2	263,75	-119,53	130,87
	Odch.st.	0,62	11,45	16,8	6,36
Silniki wł., filtr	Średnia	-75,17	265,3	-117,39	131,65
	Odch.st.	0,14	4,33	6,04	2,24
Silniki wył.	Średnia	-74,73	263,96	-119,18	134,56
	Odch.st.	0,19	7,91	11,79	3,88

Wykorzystując funkcję biblioteki numerycznej *pandas* do wyznaczenia asymetrii sygnałów, porównano skośność szumu dla silników włączonych oraz wyłączonych. Wyznaczono również średnią dla każdej z serii danych. Wyniki zawarto w tabeli 4.

Tabela 4. Wartości średnie oraz współczynniki skośności serii pomiarowych potencjałów elektrod przy włączonych i wyłączonych silnikach

		Kanał 0 [mV]	Kanał 1 [mV]	Kanał 2 [mV]	Kanał 3 [mV]
Silniki wł., brak filtra	Skośność	-0,59	-1,92	-2,3	-1,24
	Średnia	-75,20	263,75	-119,53	130,87
Silniki wł., filtr	Skośność	-0,51	-0,41	-0,46	-0,26
	Średnia	-75,17	265,3	-117,39	131,65
Silniki wył.	Skośność	-0,003	-0,68	-0,74	-0,58
	Średnia	-74,73	263,96	-119,18	134,56

Zaobserwowano, że sygnał jest lewostronnie skośny niezależnie od pracy silników. Wykonywanie pomiarów podczas dryfowania systemu pomiarowego zmniejsza asymetrię sygnałów. Zakładając, że czułość elektrody jonoselektywnej to w przybliżeniu 55 mV/pX, maksymalna różnica między wartością średnią SEM (μ) dla kanału 2 przy wyłączonych silnikach a granicami przedziału ufności wartości średniej [$\mu - 2\sigma$, $\mu + 2\sigma$] po filtracji kanału 2 to 14 mV, co odpowiada 0,3 pX. W analogicznym porównaniu dla wartości niefiltrowanych wyznaczono różnicę 0,6 pX, która nie jest dopuszczalna. W tabeli 5 zamieszczono pełne porównanie maksymalnych błędów pomiarów dla wyników przed i po filtracji.

Tabela 5. Maksymalna bezwzględna różnica między wartością średnią przed filtracją a granicami przedziału ufności $\mu \pm 2\sigma$ po filtracji

Błąd pomiaru	Kanał 0 [pX]	Kanał 1 [pX]	Kanał 2 [pX]	Kanał 3 [pX]
Przed filtracją	0,03	0,4	0,6	0,3
Po filtracji	0,01	0,1	0,3	0,1
Błąd pomiaru	Stężenie O ₂ [%]		Temperatura [°C]	Konduktywność [µS/cm]
Przed filtracją	10		0,2	11,1
Po filtracji	2,2		0,07	2,7

3. PODSUMOWANIE

W wyniku badań stwierdzono wyraźny wpływ pracy silników na dokładność pomiarów wykonywanych w terenie. Włączenie silników powoduje występowanie pików oraz zwiększenie asymetrii szumów obecnych w sygnale. Zastosowanie filtra medianowego powoduje wygładzenie sygnału, zwiększenie jego symetrii oraz zmniejszenie błędów pomiarowych.

W celu wydajnego przetwarzania danych napisano oprogramowanie w języku Python. Ułatwienie analizy danych stanowią rozbudowane biblioteki numeryczne. Istnieje możliwość rozwoju aplikacji i zbudowania interfejsu graficznego oraz systemu wnioskowania o poziomie czystości zbiornika wodnego. Należy również porównać wybrane rodzaje filtrów i dobrać najlepszy sposób przetwarzania sygnału w czasie rzeczywistym.

4. BIBLIOGRAFIA

1. Wodoszczelny wielofunkcyjny przyrząd terenowo-laboratoryjny CX-401, <http://www.elmetron.com.pl/CX-401.html#/CX-401/>
2. Kozyra A., Skrzypczyk K., Stebel K., Rolnik A., Rolnik P., Kućma M.: Remote controlled water craft for water measurement, *Measurement* 111 (2017) 105–113.
3. Pelechata A., Pelechaty M., Pukacz A.: Factors influencing cyanobacteria community structure in *Chara*-lakes, *Ecological Indicators* 71 (2016) 477–490.
4. Lakens D.: Calculating and reporting effect sizes to facilitate cumulative science: a practical primer for t-tests and ANOVAs, *Front. Psychol.*, 26 November 2013, vol. 4, art. 863.
5. Python Data Analysis Library, <http://pandas.pydata.org/>
6. NumPy library, <http://www.numpy.org/>
7. White J.T., Fienen M.N., Doherty J.E.: A python framework for environmental model uncertainty analysis, *Environmental Modelling & Software* 85 (2016) 217-228.
8. Peng T., Takahashi T., Broecker W., Olafsson J.: Seasonal variability of carbon dioxide, nutrients and oxygen in the northern North Atlantic surface water: observations and a model, *Tellus* (1987), 39B, 439-458.
9. Chorus I., Bartram J.: *Toxic Cyanobacteria in Water: A guide to their public health consequences, monitoring and management*, E & FN Spon, 1999 WHO.
10. Rose K., Kelly D., Kemker C., Fitch K., Card A.: *Fundamentals of environmental measurements website*, 2016, <http://www.fondriest.com/environmental-measurements/parameters/water-quality>

PHYSICOCHEMICAL MEASUREMENTS OF SURFACE WATER USING MOBILE MEASUREMENT SYSTEM

In this paper we describe factors influencing quality of physicochemical surface water measurements collected using mobile measurement system. The system has been continuously developed and examined since 2013. It allows measuring of chosen quantities in water containers. During the experiment at "Cegielnia" pond in Gliwice, we measured oxygen concentration, temperature, conductivity and EMF of ion-selective pH, ammonium, nitrate and chloride electrodes. Collected data were characterized by several statistical quantities: mean value, median, skewness and standard deviation. Measurement analysis was provided using open source numerical libraries written in Python programming language. It was observed DC motors work influences measurement quality, causing peaks, signal asymmetry and standard deviation increase. These undesired effects can be reduced using properly chosen filters, e.g. median filter.

Keywords: open source, physicochemical measurements, measurement equipment, science experiment.

ZNACZENIE METROLOGII I INŻYNIERII POMIAROWEJ WE WSPÓŁCZESNYM Kształceniu interdyscyplinarnym

Anna CYSEWSKA-SOBUSIAK

Politechnika Poznańska, Instytut Elektrotechniki i Elektroniki Przemysłowej, Zakład Metrologii i Optoelektroniki
tel.: 61 665 2633 e-mail: anna.cysewska@put.poznan.pl

Streszczenie: Pomiar jest nieodłącznym elementem zawodowego i codziennego życia każdego człowieka. Umiejętność przeprowadzania pomiaru polega m.in. na dobraniu takich metod i aparatury oraz warunków, by uzyskana dokładność była wystarczająca. W niniejszym artykule, nawiązując do wyzwań współczesnej metrologii, zwrócono uwagę na zauważalne w niej tendencje do rozwoju nowych technik i narzędzi pomiarowych. Podkreślono wagę, jaką dla sprawności realizacji interdyscyplinarnych zadań dydaktycznych ma jedność nauczania i badań naukowych. Zwrócono także uwagę na znaczenie aktywizacji studentów.

Słowa kluczowe: metrologia, biopomiary, inżynieria pomiarowa, kształcenie interdyscyplinarne.

1. WSTĘP

Współczesne pomiary bardzo szeroko wychodzą poza ramy nauk ścisłych i inżynierskich. Praktyczne zastosowania metrologii obejmują projektowanie, budowę, badanie oraz wykorzystanie zaawansowanych technicznie urządzeń i systemów na potrzeby przetwarzania i pomiarów wielkości elektrycznych i nieelektrycznych. Dzisiejsi studenci kierunków politechnicznych powinni mieć szerokie, interdyscyplinarne zainteresowania, a zdobyta wiedza powinna umożliwić absolwentom podjęcie zadań zawodowych w ogólnie rozumianym przemyśle [1].

W niniejszym artykule uwzględniono m.in. wybrane informacje dotyczące współcześnie prowadzonych przez Zakład Metrologii i Optoelektroniki (ZMiO) zajęć dydaktycznych na różnych kierunkach Politechniki Poznańskiej. Tradycja obecnego Zakładu, który od chwili powstania znajduje się na Wydziale Elektrycznym Politechniki Poznańskiej (obecnie w Instytucie Elektrotechniki i Elektroniki Przemysłowej), sięga ponad 60-letniej działalności naukowej i dydaktycznej. Jego specjalnością naukową i dydaktyczną jest metrologia elektroniczna, optoelektronika i biomedyczna. Prowadzone obecnie badania obejmują więc m.in. nowoczesny obszar metrologii interdyscyplinarnej oraz techniki sensorowej i jej pomiarowych aplikacji, w którym badania prowadzone są na świecie przez liczące się ośrodki akademickie i przemysłowe. Realizuje się prace analityczne, eksperymentalne i konstrukcyjne z obszarów: teorii i techniki eksperymentu, elektronicznego i optoelektronicznego przetwarzania sygnałów oraz techniki sensorowej.

Studentom studiów stacjonarnych i niestacjonarnych, mającym różne dotychczasowe doświadczenie

metrologiczne, umożliwia się nabycie umiejętności posługiwania się przyrządami pomiarowymi, planowania i realizacji zadań pomiarowych, opracowywania wyników pomiarów [2].

Na rysunku 1 zamieszczono dwa zdjęcia „z życia Zakładu”: a) wykonane w 1972 roku oraz b) w 2008 roku.

a)



b)



Rys. 1. a) Zebranie pracowników Zakładu Metrologii w roku 1972, b) pracownicy Zakładu Metrologii i Optoelektroniki przed gmachem Wydziału Elektrycznego, rok 2008

W ciągu lat zmieniała się kadra, infrastruktura, obszary prowadzonych prac badawczych i programy zajęć dydaktycznych. Każdy okres działalności Zakładu miał swą specyfikę. Wszystkie dobre tradycje z jego długiej historii są dziś podtrzymywane. Przechowuje się wydane książki, skrypty i artykuły, a także archiwalne już protokoły z zebrań pracowników. W sali, w której odbywają się obecnie seminaria Zakładu oraz specjalistyczne zajęcia dydaktyczne w zakresie współczesnych technik pomiarowych, znajduje się witryna, w której zebrano kilkanaście (ciągłe

sprawnych!) przyrządów elektromechanicznych i aparatów elektrycznych wyprodukowanych w pierwszej połowie dwudziestego wieku.

2. SPECYFIKA I TREŚCI NAUCZANIA

Wyższa uczelnia techniczna powinna kształcić wysokokwalifikowane kadry w szeroko rozumianej inżynierii, pozostając w ścisłym związku z badaniami naukowymi oraz rozwojem technologii i innowacji. Absolwenci różnych kierunków politechnicznych powinni m.in. posiadać umiejętności: komputerowego wspomaganie projektowania urządzeń technologicznych zasilanych energią elektryczną, w tym urządzeń łączeniowych, zabezpieczających, sterujących i pomiarowych oraz stosowania właściwych narzędzi informatycznych i elektronicznych. Uwzględniając to, nauczanie współczesnej metrologii dotyczy głównie efektywnego wykorzystania w nauce i przemyśle:

- tradycyjnych i najnowszych metod i sposobów przetwarzania sygnałów,
- technik telekomunikacyjnych i informacyjnych oraz Internetu,
- wirtualnych przyrządów pomiarowych,
- zintegrowanych i inteligentnych czujników pomiarowych,
- projektowania, konstruowania, uruchamiania oraz badania analogowych i cyfrowych urządzeń pomiarowych,
- eksploatacji naukowej i przemysłowej aparatury pomiarowej,
- struktury i organizacji skupionych oraz rozproszonych systemów pomiarowych,
- zaawansowanych i komercyjnych zastosowań współczesnych technik pomiarowych w przemyśle, ochronie zdrowia i życiu codziennym,
- obowiązujących międzynarodowych i krajowych dyrektyw metrologicznych oraz procedur akredytacji i notyfikacji laboratoriów pomiarowo-diagnostycznych.

Metrologia jest przedmiotem, z którym spotykają się studenci uczelni technicznych na I stopniu studiów stacjonarnych i niestacjonarnych. Później dochodzą różne przedmioty pokrewne – kierunkowe i specjalistyczne, w których udział zagadnień metrologicznych jest zróżnicowany. Wiadomo, że pomiary są nieodłącznym elementem zawodowego i codziennego życia każdego człowieka. Czy studenci doceniają znaczenie, jakie pozyskane informacje będą miały dla nich w przyszłości jako kierowniczej, twórczej kadry inżynierskiej? Bywa różnie...

Uważam, że jednym z najważniejszych warunków efektywnego nauczania jest umiejętność wyboru treści przedmiotów metrologicznych tak, aby przekazując studentom niezbędną wiedzę nauczać ich tego, czego jeszcze nie umieją. W tym aspekcie, z bardzo pozytywnym odbiorem ze strony studentów spotyka się ilustrowanie przez prowadzących zajęcia przekazywanego materiału konkretnymi przykładami własnych doświadczeń i rozwiązań.

Celowe jest prezentowanie wybranych istotnych zagadnień, zależności funkcjonalnych, schematów blokowych i strukturalnych, reprezentatywnych przykładów planowania i realizacji zadań pomiarowych, właściwości aplikacyjne współczesnej aparatury, zasady i przykłady szacowania niepewności wyników konkretnych pomiarów. Interdyscyplinarność metrologii adresowanej do osób studiujących na różnych kierunkach technicznych wymaga wyważonego wyboru i spojenia problemów z zakresu wielu obszarów nauki, techniki i życia codziennego, których

intensywny rozwój rodzi zapotrzebowanie na nowoczesne systemy pomiarowe, diagnostyczne i informacyjne. Z drugiej strony, ilość czasu przeznaczona na zajęcia – w tym na ćwiczenia laboratoryjne – wymaga położenia nacisku na najważniejsze z wybranych zagadnień. Prezentuje się istotne zależności funkcjonalne, schematy blokowe i strukturalne, reprezentatywne przykłady planowania i realizacji zadań pomiarowych, właściwości aplikacyjne współczesnych przyrządów pomiarowych, przykłady szacowania niedokładności wyników pomiarów. Zaleca się studentom uzupełnianie wiedzy przekazywanej na wykładach o informacje z dostępnych skryptów i podręczników, norm, czasopism i słowników. Zwraca się uwagę na zauważalne trendy rozwojowe w zakresie techniki eksperymentu, takie jak:

- dążenie do „ucyfrowienia” badanych przebiegów,
- zwiększenie sprawności przesyłania dużych strumieni sygnałów cyfrowych i rozwój układów sprzęgających,
- komputeryzacja i wirtualne systemy pomiarowe,
- wzrost znaczenia fotoniki i optoelektronicznych metod pomiarowych,
- automatyzacja pozyskiwania i obróbki sygnałów pomiarowych,
- doskonalenie znanych oraz opracowywanie nowych metod pomiarowych,
- inteligentne czujniki wielkości nieelektrycznych na bazie mikromechaniki krzemowej,
- akredytacja laboratoriów zajmujących się kalibracją urządzeń i systemów pomiarowych,
- badanie kompatybilności elektromagnetycznej urządzeń pomiarowych, informatycznych oraz sprzętu powszechnego użytku,
- badanie bezpieczeństwa użytkowników,
- zapewnienie spójności pomiarowej z międzynarodowym systemem miar.

Studentom podaje się syntetyczne wskazówki do postępowania podczas realizacji zadań pomiarowych, odnosząc się zarówno do stosowanych jeszcze tradycyjnych ujęć, jak i opierając się na najnowszym stanie wiedzy w zakresie teorii i praktyki pomiarów wielkości elektrycznych oraz nieelektrycznych [2, 3, 4]. Programy wykładów i zajęć laboratoryjnych uwzględniają m.in.

- metodologię pomiarów,
- obowiązujące normy i zalecenia,
- formułowanie i planowanie zadań pomiarowych,
- elementy teorii błędów i niepewności wyników pomiarów,
- metrologiczne właściwości współczesnego wyposażenia pomiarowego,
- cechy elektromagnetycznej kompatybilności aparatury pomiarowej,
- charakterystykę statycznych i dynamicznych właściwości przetworników i urządzeń pomiarowych,
- metody pomiarowe,
- wybrane przetworniki i czujniki pomiarowe,
- elektromechaniczne i elektroniczne przyrządy pomiarowe,
- przetwarzanie analogowo-cyfrowe,
- analogowe i cyfrowe pomiary wybranych wielkości elektrycznych,
- pomiary oscyloskopowe,
- wprowadzenie do struktury i organizacji systemów pomiarowych,
- komputerowe wspomaganie procesu mierzenia,
- wirtualne przyrządy i systemy pomiarowe.

Prezentuje się także układy z czujnikami wybranych wielkości fizycznych, znajdujące zastosowanie np. w diagnostyce medycznej, systemach sterowania, konstrukcji robotów.

Obecnie zauważa się rosnące zainteresowanie studentów kształceniem w obszarach na styku różnych dziedzin. Absolwenci prowadzonej przez ZMiO specjalności *Systemy pomiarowe w przemyśle i inżynierii biomedycznej* (SPPIB) nabywają wiedzę i umiejętności w zakresie nowoczesnych technik, przyrządów i systemów pomiarowych i diagnostycznych oraz budowy i eksploatacji urządzeń biomedycznych. Ze względu na interdyscyplinarny charakter specjalności SPPIB, uzyskana wiedza merytoryczna i przygotowanie praktyczne umożliwiają zatrudnienie w wielu gałęziach nauki, techniki i przemysłu związanych z elektroniką, optoelektroniką, telekomunikacją, energetyką oraz w ochronie zdrowia i środowiska: inżynieria kliniczna, biopomiary, telemedycyna, informatyka medyczna.

3. JEDNOŚĆ DYDAKTYKI I BADAŃ NAUKOWYCH

Do czynników wpływających na sposób i zakres nauczania współczesnej metrologii należą z jednej strony rewolucyjne przemiany w sferze nauki, techniki i życia codziennego oraz interdyscyplinarne potrzeby rynku pracy, a z drugiej strony ciągły wzrost merytorycznego zakresu materiału i obowiązujące standardy kształcenia oraz ogólna tendencja do zmniejszania liczby godzin w programach studiów. Konieczne, choć niełatwe, jest dbanie o nowoczesne wyposażenie laboratoriów, dobrą organizację i warunki kształcenia studentów oraz branie pod uwagę zainteresowań i kreatywności studentów.

Bardzo istotne jest przygotowanie absolwentów do samodzielnej i zespołowej pracy w firmach projektowych i konstrukcyjnych, laboratoriach i ośrodkach przemysłowych oraz naukowo-badawczych. Sprzyja temu taki sposób realizacji zajęć dydaktycznych, który umożliwia studentom czynne uczestniczenie w nich i dyskusję z prowadzącym i kolegami. Jednym z warunków utrzymywania dobrych relacji w kontaktach student – nauczyciel akademicki jest unikanie anonimowości oraz umiejętność wyważenia między stawianiem wymagań a wykazywaniem wyrozumiałości.

Dobry „interdyscyplinarny” nauczyciel potrafi i lubi nie tylko uczyć, ale także wciąż się uczyć. Ambitni studenci cenią wykładowców, którzy ilustrują przekazywany materiał przykładami wyników własnych prac badawczych. Widać to np. w momencie „wydawania” tematów praktycznych prac dyplomowych z obszaru inżynierii pomiarowej. W szczególności studenci zdają sobie sprawę ze znaczenia wszechobecnej fotoniki i optoelektroniki, a dotyczy to głównie tematyki technik laserowych i światłowodowych [5]. Warto zauważyć, że pomiary fotometryczne i radiometryczne oraz metrologia interdyscyplinarna znajdują się wśród 11 dziedzin tematycznych zdefiniowanych przez międzynarodowe organizacje metrologiczne [6]. Dyplomanci chętnie wybierają m.in. tematy związane z termowizją, spektrofotometrią i aplikacjami układów laserowych i światłowodowych w przemyśle i medycynie. Bardzo dużym zainteresowaniem cieszą się tematy dotyczące realizacji pomiarowych, często niekonwencjonalnych, zastosowań sterowników PLC.

Dzięki środkom pozyskanym na zakupy aparatury powstały w Zakładzie specjalistyczne stanowiska służące prowadzeniu prac badawczych i dydaktyki w zakresie:

precyzyjnych i dokładnych pomiarów przy wykorzystaniu czujników wielkości nieelektrycznych (ze szczególnym uwzględnieniem czujników wielkości optycznych i przetwarzanych na optyczne) i przetworników sygnałowych oraz biopomiarów i inżynierii medycznej.

W szkolnictwie wyższym przewidywane są zmiany – w tym związane ze sposobem finansowania: wysokość dofinansowania będzie bardzo zależeć od poziomu badań naukowych. Niezależnie od tych zmian, poziom procesu dydaktycznego nie może się obniżyć.

Należy podkreślić wagę, jaką dla sprawności realizacji zadań dydaktycznych ma jedność nauczania i badań naukowych. Inicjowane są prace mające na celu doskonalenie procesu dydaktyczno-wychowawczego, udział w realizowaniu prac naukowo-badawczych prowadzonych przez Zakład, a także czynny udział studentów w specjalistycznych konferencjach oraz w organizacji działań promocyjnych, np. w ramach akcji takich jak Drzwi Otwarte, Dziewczyny na Politechniki, Festiwal Nauki, Noc Naukowców. Dużym zainteresowaniem cieszą się wyjazdy szkoleniowo-dydaktyczne do atrakcyjnych naukowych i przemysłowych ośrodków metrologicznych. Pogłębianiu wiedzy i umiejętności samodzielnego i zespołowego rozwiązywania problemów naukowych i technicznych służy działające przy Zakładzie Koło Naukowe SENSOR, które ma trzy sekcje: Biopomiary i inżynieria medyczna, Technika sensorowa, Programowanie mikrokontrolerów. Członkami Koła są studenci i doktoranci zainteresowani problematyką pomiarów w technice i medycynie, ze szczególnym uwzględnieniem zastosowań czujników pomiarowych i przetworników sygnałowych oraz komputerowych systemów pomiarowych [7].

Na rysunku 2 zamieszczono zdjęcie wykonane na jednym z organizowanych licznych, czasem nieformalnych, spotkań z studentami specjalności.



Rys. 2. Jedno z licznych nieformalnych spotkań z dyplomantami

4. PODSUMOWANIE

Współczesne pomiary bardzo szeroko wychodzą poza ramy nauk ścisłych i inżynierskich. Praktyczne zastosowania metrologii obejmują projektowanie, budowę, badanie oraz wykorzystanie zaawansowanych technicznie urządzeń systemów na potrzeby przetwarzania i pomiarów wielkości elektrycznych i nieelektrycznych. Hasło sformułowane przez Galileusza: "Policz to, co można policzyć, zmierz to, co można zmierzyć, a co jest niemierzalne, uczynj mierzalnym" zostało wdrożone. Nie jest jednak powszechne przekonanie, że poziom metrologii jest wyznacznikiem postępu i wpływa na kształtowanie kultury technicznej społeczeństwa. A osiągnięcie tego postępu w dużej mierze zależy od skuteczności współpracy

przedstawicieli różnych nauk podstawowych, technicznych i przyrodniczych.

Stałym elementem prowadzonych zajęć powinien być przegląd stanu wiedzy i nowości w dziedzinie. W nowych programach studiów przywiązuje się uwagę do umożliwienia studentom wyboru spośród różnych opcji, proponując m.in. obieralność przedmiotów i treści w ramach danego przedmiotu. W laboratorium warto studentów zapraszać i inspirować do samodzielnej pracy, zostawiając im (oczywiście w uzasadnionym wymiarze) swobodę w zakresie organizacji stanowiska pomiarowego i podziału zadań pomiędzy osoby tworzące daną grupę. Znamienne jest, że jeśli grupa przed terminem wykona zadania programu obowiązkowego, to z reguły (z własnej inicjatywy) wykorzystuje pozostały czas na dodatkowe interesujące ją pomiary.

Zauważa się, że współdziałanie studentów i doktorantów w cyklicznych akcjach i imprezach promocyjnych zachęca kandydatów na studia do czynnego zainteresowania się metrologią i inżynierią pomiarową.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Baura G.: Educating for Industry, IEEE Pulse, vol. 6, Number 2, March/April 2015, s. 5-9.
2. Cysewska-Sobusiak A.: Podstawy metrologii i inżynierii pomiarowej, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 2010.
3. Shah D.: Measure for Measure: Getting to the Bottom of Measurement Uncertainty, Quality Progress, American Society for Quality, March 2009.
4. Pretz K.: The State of Engineering Education Worldwide, The Institute, IEEE, vol. 40, Issue 3, September 2016, s. 4-6.
5. Cysewska-Sobusiak A.: Modelowanie i pomiary sygnałów biooptycznych, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 2001.
6. Metrology in short, 3rd edition, EURAMET 2008.
7. Togawa T., Tamura T., Öberg P.Å.: Biomedical sensors and instruments, CRC Press, Boca Raton 2011.

SIGNIFICANCE OF METROLOGY AND MEASUREMENT ENGINEERING IN THE MODERN INTERDISCIPLINARY EDUCATION

Measurements are the inherent elements of human professional and everyday life. In the article, linking to the challenges of the present metrology, the attention was paid to perceptible in her tendencies to the development of new techniques and measuring tools. The unity of teaching and scientific investigations is considered because of its positive influence on the efficiency of the realization of interdisciplinary didactic tasks. The attention was also turned on the great importance of students activation. One of the most important didactic tasks is to encourage the students to explore the complex interdisciplinary fields. The nature of the topics is reflected in how the lectures and laboratory experiments are accepted and understood by students. There is necessity to work well in a well-integrated interdisciplinary team. The influence of important relation between teachers and students on efficiency of education should be taken into consideration. Authoress in many places used her own experience acquired within many years of work with measuring equipment and many years of the teaching of metrological subjects.

Keywords: metrology, biomeasurements, measurement engineering, interdisciplinary education.

WPLYW ZABRUDZENIA OPRAW OŚWIETLENIOWYCH NA WARUNKI OŚWIETLENIOWE NA DRODZE - STUDIUM PRZYPADKU

Dariusz CZYŻEWSKI

Politechnika Warszawska
tel.: 22 2347505 e-mail: dariusz.czyzewski@ee.pw.edu.pl

Streszczenie: Właściwie określony i realizowany system konserwacji, wpływa bezpośrednio na stan oświetlenia drogowego. Do badań wybrano jedną z popularnych opraw oświetleniowych, która nie była poddawana zabiegom konserwacyjnym. Określono jak zmieniła się bryła fotometryczna oprawy oraz jak to wpłynęło na stan oświetlenia. W omawianym przypadku, wyczyszczenie klosza oprawy oświetleniowej spowodowało wzrost strumienia świetlnego o 225%. Przeprowadzone badania jednoznacznie potwierdziły konieczność wykonywania zabiegów konserwacyjnych opraw oświetlenia drogowego.

Słowa kluczowe: oprawy oświetleniowe, oświetlenie drogowe, system konserwacji, zabrudzenie opraw.

1. WPROWADZENIE

Warunki oświetleniowe na drodze są bardzo zmienne. Natężenie oświetlenia na drodze zmienia się od ponad 100000 luksów w dzień do poniżej 1 luksa w nocy [1]. Jednym ze środków poprawiających warunki widzenia na drodze w porze nocnej jest oświetlenie drogowe. Oświetlenie w porze nocnej realizowane jest za pomocą opraw oświetleniowych o skomplikowanym układzie optycznym, który zapewnia właściwą bryłę fotometryczną.

W konstrukcji opraw oświetleniowych, obecnie stosowane są klasyczne źródła światła, tzn. wysokoprężne lampy sodowe oraz wydajne lampy metalohalogenkowe, a także nowoczesne źródła światła, takie jak diody elektroluminescencyjne.

Niezależnie od rodzaju stosowanych źródeł światła i indywidualnych rozwiązań konstrukcyjnych, podczas projektowania oświetlenia drogowego należy przyjąć racjonalnie dobrany system konserwacji. Niestety w Polsce cały czas system konserwacji jest zaniedbywany. Bardzo często, również w dużych miastach, można spotkać oprawy oświetleniowe, które przez wiele lat nie zostały poddane zabiegom konserwacyjnym. Zabrudzone, zaniedbane oprawy oświetleniowe bezpośrednio wpływają na pogorszenie warunków oświetleniowych na drodze.

W artykule zostanie przedstawiony przypadek, jednej z opraw oświetleniowych, która przez długi okres czasu nie była poddawana zabiegom konserwacyjnym. W warunkach laboratoryjnych zostały przeprowadzone badania fotometryczne oprawy, z zabrudzonym kloszem oraz po jego wyczyszczeniu. Następnie w programie wspomagającym proces obliczeń oświetleniowych, określono jaki poziom

oświetlenia zapewnia oprawa brudna i po wyczyszczeniu. Ten jednostkowy przypadek powinien pokazać, do jakich skutków może prowadzić nieprawidłowa konserwacja opraw oświetleniowych.

2. ROLA KONSERWACJI OŚWIETLENIA

Oświetlenie drogowe powinno być zaprojektowane w taki sposób, aby w całym okresie eksploatacji spełniało odpowiednie wymagania normalizacyjne [2,3]. W trakcie eksploatacji stan oświetlenia ulega pogorszeniu. Przyczyną takiego stanu rzeczy, może być między innymi: spadek wartości strumienia świetlnego źródeł światła, wygasanie źródeł światła, obniżanie się sprawności opraw oświetleniowych na skutek starzenia materiałów odbijających i przepuszczających światło oraz zabrudzenie układów optycznych w wyniku zanieczyszczeń atmosferycznych. W procesie projektowania oświetlenia, należy uwzględnić pogarszanie się jakości oświetlenia w czasie eksploatacji, poprzez przyjęcie tzw. współczynnika utrzymania oświetlenia lub równoważnie współczynnika zapasu. Międzynarodowy Komitet Oświetleniowy opracował wytyczne dotyczące określania poszczególnych czynników wpływających na obniżenie się parametrów oświetlenia w trakcie eksploatacji [4]. Poza tym, Komisja Europejska wydała rozporządzenie, które zobowiązuje producentów źródeł światła do podawania informacji o spadku strumienia świetlnego źródeł w trakcie eksploatacji [5].

W rzeczywistych warunkach eksploatacji oświetlenia, z upływem czasu, zazwyczaj wartości światłości opraw oświetleniowych ulegają proporcjonalnemu zmniejszeniu (brak zmian kształtu bryły fotometrycznej opraw). Dodatkowo zakładając niezmiennie własności refleksyjne nawierzchni drogowych, współczynnik utrzymania oświetlenia można określić z zależności (1).

$$u(t) = \frac{\Phi(t)}{\Phi(t=0)} = \frac{\eta(t)}{\eta(t=0)} \frac{\Phi_{zr}(t)}{\Phi_{zr}(t=0)} \quad (1)$$

gdzie: $\Phi(t)$ – strumień świetlny oprawy po czasie t eksploatacji oświetlenia;

$\Phi(t=0)$ – strumień świetlny dla czasu $t = 0$;

$\eta(t)$ – sprawność oprawy po czasie t eksploatacji oświetlenia;

$\eta(t=0)$ – sprawność oprawy dla czasu $t = 0$;
 $\Phi_{zr}(t)$ – strumień świetlny źródła światła po czasie t eksploatacji oświetlenia;
 $\Phi_{zr}(t=0)$ – strumień świetlny źródła światła dla czasu $t = 0$.

Współczynnik zapasu określany jest jako odwrotność, zmieniającego się w czasie, współczynnika utrzymania $u(t)$:

$$k(t) = \frac{1}{u(t)} \quad (2)$$

Całkowity współczynnik utrzymania jest iloczynem cząstkowych współczynników utrzymania:

$$u(t) = u_1 u_2 u_3 u_4 u_5 u_6 \quad (3)$$

W przypadku obecnie realizowanych instalacji oświetlenia drogowego, biorąc pod uwagę dzisiejszy stan techniki, część współczynników można pominąć. Należą do nich: cząstkowe współczynniki związane ze zmianami temperatury otoczenia, napięcia zasilania oraz właściwościami układów stabilizacyjno-zapłonowych (u_1), a także współczynniki związane ze starzeniem materiałów zastosowanych na części optyczne w oprawach oświetleniowych (u_2) oraz te związane ze zmianami właściwości odbiciowych jezdni (u_3).

Dla opraw oświetleniowych, eksploatowanych w przeciętnych warunkach, wartość współczynnika utrzymania zależna jest zatem, jedynie od zmian parametrów fotometrycznych i użytkowych źródeł światła oraz zmian cech fotometrycznych części optycznych opraw zachodzących wskutek zabrudzenia, zgodnie z zależnością:

$$u(t) = u_4 u_5 u_6 \quad (4)$$

gdzie: u_4 - cząstkowy współczynnik utrzymania związany z wygasaniem źródeł światła,

u_5 - cząstkowy współczynnik utrzymania związany ze zmniejszaniem się skuteczności świetlnej źródeł światła,

u_6 - cząstkowy współczynnik utrzymania związany z zabrudzeniem opraw oświetleniowych.

Ze względu na fakt, iż procesy obniżania się użytecznego strumienia zachodzą w sposób ciągły w czasie, wartość współczynnika zapasu można określić, gdy znany jest czas t , po którym nastąpią zabiegi konserwacyjne (takie jak mycie lub czyszczenie części układu optycznego) i wymiana źródeł światła na nowe. Stąd istnieje uzależnienie wartości współczynnika zapasu, od czasu wykonania zabiegów konserwacyjnych. Sytuacja komplikuje się jeszcze bardziej, gdy nie jest znana funkcja spadku strumienia w czasie. Taka sytuacja występuje, gdy brak jest systematycznego monitoringu oświetlenia ulic w danym mieście – co niestety jest w Polsce normą. Poza tym, w różnych rejonach tego samego miasta, na ulicach jest różne natężenie ruchu oraz różny stan zanieczyszczenia pyłami pochodzenia przemysłowego. Wymienione czynniki powodują, że nie da się w ramach dużego miasta, określić jednej stałej funkcji zmian poziomu oświetlenia ulicy.

Badania parametrów eksploatacyjnych dla lamp i opraw LED są przedmiotem badań i raportów technicznych. W sposób kompleksowy badania te zostały zebrane w normach, opracowanych przez Illuminating Engineering

Society of North America, tj. LM-79 [6], LM-80 [7] oraz TM-21[8]. Poza tym dość często w literaturze przedmiotu przywoływane są również inne badania, w których zabrudzenie opraw oświetleniowych uzależnia się od czasu użytkowania i wysokości montażu [9].

3. CHARAKTERYSTYKA OPRAWY PODDANEJ BADANIOM

W wyniku analizy możliwych systemów konserwacji oraz stanu istniejących instalacji oświetleniowych stwierdzono, że najczęściej zaniedbywaną czynnością konserwacyjną jest czyszczenie opraw oświetleniowych. Zaniedbane i brudne klosze opraw oświetleniowych powodują stały spadek strumienia świetlnego opraw oświetleniowych, a także zmieniają bryłę fotometryczną oprawy. W konsekwencji prowadzi to do obniżenia się parametrów oświetleniowych na drodze. Oczywiście im dłużej nie wykonuje się zabiegów konserwacyjnych, tym większy jest stopień obniżenia parametrów oświetleniowych oprawy. W konsekwencji znacząco pogarszają się parametry oświetleniowe na drodze.

Aby uzmysłowić stopień degradacji parametrów oświetleniowych oprawy oświetleniowej, do badań została wybrana, bardzo popularna w latach 90-tych, oprawa OUS150 firmy Elgo z Gostynina. Oprawa oświetleniowa została przekazana przez jeden z samorządów terytorialnych, z terenu Mazowsza. Oprawa OUS150 była wyprodukowana w 1991 roku i od tego momentu była cały czas w eksploatacji.

Poddana badaniom oprawa oświetleniowa miała mocno zanieczyszczony klosz, a brak zabiegów konserwacyjnych oszacowano na znacznie powyżej 5 lat. Widok oprawy z brudnym kloszem znajduje się na rysunku 1 i rysunku 2, natomiast widok oprawy po wyczyszczeniu klosza przedstawia rysunku 3. Stopień zabrudzenia klosza oprawy, dobrze jest widoczny na rysunku 2.



Rys 1. Oprawa OUS150 z mocno zabrudzonym kloszem



Rys. 2. Świecąca oprawa OUS150 z mocno zabrudzonym kloszem



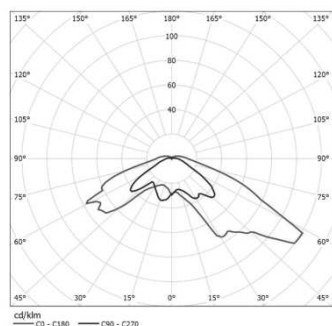
Rys. 3. Oprawa OUS150 z kloszem po wyczyszczeniu

W przypadku badanej oprawy, wyczyszczenie klosza spowodowało wzrost strumienia świetlnego oprawy o ponad 225% w odniesieniu do brudnego klosza.

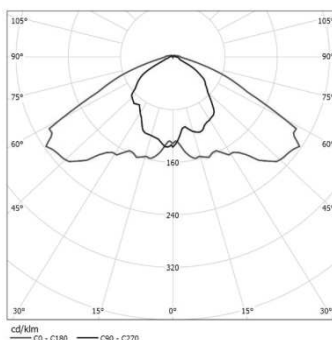
4. BADANIA WPŁYWU ZABRUDZENIA OPRAWY NA WARUNKI OŚWIETLENIOWE NA DRODZE

Przed rozpoczęciem obliczeń symulacyjnych, oprawa została poddana szczegółowym badaniom fotometrycznym, w dwóch wariantach: z kloszem czystym i z kloszem brudnym. Badania przeprowadzono w laboratorium fotometrii i kolorimetrii Zakładu Techniki Świetlnej Politechniki Warszawskiej. Na podstawie przeprowadzonych badań określono bryłę fotometryczną oprawy, w dwóch analizowanych wariantach. W badaniach wykorzystano fotometr ramienny oraz mierniki fotoprądu firmy LMT. Parametry elektryczne kontrolowano za pomocą analizatora mocy firmy Chroma. Przed badaniami właściwymi oprawa oświetleniowa była wyświecana przez 1h. Bryłę fotometryczną określono w systemie (C, γ) , gdzie: płaszczyznę C zmieniano co 5 stopni, natomiast kąty γ co 2,5 stopnia. Pomiar fotometryczny wykonano zgodnie z wymaganiami normalizacyjnymi [2,3].

W wyniku przeprowadzonych badań wyznaczono szczegółowe bryły fotometryczne oprawy OUS150 w dwóch wariantach. Rysunek 4 przedstawia krzywe światłości oprawy z brudnym kloszem, a rysunek 5 krzywe światłości oprawy z czystym kloszem.



Rys. 4. Wyznaczona krzywa światłości oprawy OUS-150 (brudny klosz)



Rys. 5. Wyznaczona krzywa światłości oprawy OUS-150 (klosz po wyczyszczeniu)

Analiza kształtu krzywych światłości oprawy OUS150 (rysunku 4 i rysunku 5), wskazuje duże różnice pomiędzy wykresami światłości, dla oprawy brudnej i czystej. Należy mieć przy tym świadomość, że w innej oprawie charakter zabrudzenia może być nieco inny i może inaczej wpływać na bryłę fotometryczną. Jednakże, już przytoczony przypadek

wskazuje, do jakiej zmiany rozsyłu strumienia świetlnego może prowadzić brak zabiegów konserwacyjnych.

W kolejnej części analizy postanowiono sprawdzić, jak zabrudzenie klosza wpłynie na sposób oświetlenia przykładowej drogi.

Do obliczeń przyjęto typową drogę o następujących parametrach:

- typ drogi: ulica jednojezdniowa, dwupasmowa, dwukierunkowa;

- szerokość ulicy: $S = 7$ m,

- szerokość pasa ruchu: $W_L = 3,5$ m,

Oprawy OUS150 rozmieszczono w następujący sposób:

- system rozmieszczenia latarni: jednostronny;

- odstęp pomiędzy oprawami: $a = 32$ m;

- wysokość zawieszenia oprawy: $h = 10$ m;

- wysunięcie opraw nad jezdnię (nawis): $w = 2,0$ m;

- kąt nachylenia oprawy: $\sigma = 0^\circ$;

- założony typ nawierzchni: R3 ($q_0 = 0,07$).

Założono system konserwacji, w którym:

- okres czyszczenia opraw: co 3 lata (dla IP6X, wysokiego zanieczyszczenia powietrza, wg zaleceń raportu CIE 154:2003 – $u_6 = 0,87$ [4];

- wymiana opraw: mieszana, to znaczy indywidualna i grupowa co 6 lat, $u_5 = 0,93$ [10].

Na tej podstawie przyjęto, że całkowity współczynnik utrzymania wynosi: $u = 0,80$.

Założono, że instalacja oświetleniowa powinna spełniać wymagania określone dla klasy ME4a. Obliczenia wykonano za pomocą programu Dialux, wspomagającego proces projektowania oświetlenia. Wyniki obliczeń oraz zestawienie z wymaganiami, dla oprawy z czystym kloszem, zawarto w tabeli 1. W tabeli 2 zestawiono wyniki obliczeń dla oprawy z kloszem brudnym. Oznaczenia w tabeli 1 i 2 są następujące: L_{sr} - luminancja średnia, U_o - równomierność całkowita; U_l - równomierność wzdłużna, TI - przyrost wartości progowej kontrastu, SR - współczynnik oświetlenia poboczny.

Tabela 1. Wyniki obliczeń symulacyjnych dla oprawy OUS150 z czystym kloszem

	L_{sr} [cd/m ²]	U_o [-]	U_l [-]	TI [%]	SR [-]
Obliczona wartość dla czystego klosza	0,79	0,55	0,61	7	0,69
Wartość wymagana	$\geq 0,75$	$\geq 0,40$	$\geq 0,60$	≤ 15	$\geq 0,5$
Spełnienie wymagań	Tak	Tak	Tak	Tak	Tak

W : L_{sr} -

Tabela 2. Wyniki obliczeń symulacyjnych dla oprawy OUS150 z brudnym kloszem

	L_{sr} [cd/m ²]	U_o [-]	U_l [-]	TI [%]	SR [-]
Obliczona wartość dla brudnego klosza	0,31	0,47	0,48	13	0,81
Wartość wymagana	$\geq 0,75$	$\geq 0,40$	$\geq 0,60$	≤ 15	$\geq 0,5$
Spełnienie wymagań	Nie	Tak	Nie	Tak	Tak

5. ANALIZA WYNIKÓW

Analizując wyniki obliczeń symulacyjnych można stwierdzić, iż oprawa OUS150 przy rozstawie co 32 m, wysokości montażu 10 m, nawisie 2 m oraz przy braku

nachylenia, spełnia wszystkie wymagania oświetleniowe określone dla klasy ME4a (w przypadku analizowanej przykładowej ulicy). Rozkład luminancji charakteryzuje dobra równomierność całkowita luminancji, na poziomie 0,55 (przy wymaganym minimum 0,4) oraz wysoki wskaźnik oświetlenia poboczny wynoszący 0,69 (przy wymaganym minimum 0,5). Stąd wniosek, że oprawa OUS150 może znaleźć zastosowanie w typowych miejskich instalacjach drogowych. Natomiast brak konserwacji oprawy spowodował drastyczny spadek parametrów oświetleniowych. Wszystkie parametry normalizacyjne uległy pogorszeniu poza wskaźnikiem oświetlenia poboczny który wzrósł, co można wytłumaczyć faktem, że zabrudzenie rozproszyło strumień świetlny i proporcjonalnie więcej dociera go do poboczny.

Zabrudzenie klosza spowodowało spadek średniej luminancji o 60% w odniesieniu do wartości średniej luminancji przy czystym kloszu. Natomiast traktując jako odniesienie brudny klosz, to wyczyszczenie go spowodowałoby ponad 2,5-krotny wzrost średniej luminancji na jezdni.

6. PODSUMOWANIE

Właściwie zaprojektowana i zrealizowana instalacja oświetleniowa, znacząco poprawia warunki widzenia na drodze w porze nocnej. Dzięki odpowiednio przyjętemu systemowi konserwacji instalacja oświetleniowa powinna przez cały okres eksploatacji spełniać wymagania normalizacyjne. Przytoczony przykład w sposób dobitny udowodnił, że brak zabiegów konserwacyjnych, a szczególnie czyszczenia opraw, wpływa na ograniczenie strumienia świetlnego, wysyłanego z opraw oraz zmianę bryły fotometrycznej. Traktując jako odniesienie oświetlenie przy brudnym kloszu, jego wyczyszczenie spowodowało wzrost średniej luminancji, na nawierzchni jezdni, aż o ponad 250%.

Przedstawiony przykład pokazał, że brak zabiegów konserwacyjnych prowadzi do degradacji instalacji oświetleniowej. Nawet dobrze zaprojektowana instalacja oświetleniowa, przy braku konserwacji, nie spełnia wymagań oświetleniowych określonych dla danej ulicy lub drogi. Niepokojący jest fakt, że badana oprawa była w jednej z gmin użytkowana. Wskazuje to na niskim poziom wiedzy technicznej osób odpowiedzialnych za eksploatację instalacji oświetleniowej. Zaniżanie stawek za konserwację punktów świetlnych również sprzyja, tego typu patologicznym sytuacjom, gdzie czyszczenie opraw jest całkowicie zaniedbywane.

W praktyce zauważa się również, brak określenia systemu konserwacji przez projektantów oświetlenia. Jedyną podawaną wartością, w projekcie oświetlenia, jest współczynnik utrzymania. Często jest to wartość domyślna, podawana w programach wspomagających proces projektowania oświetlenia. Niestety nic z tego nie wynika. Tylko jasno określone zabiegi konserwacyjne, pozwalają użytkownikom prawidłowo konserwować instalację oświetleniową.

Jednym ze sposobów stwierdzenia, czy system konserwacji jest właściwy i dobrze zaprojektowany, jest systematyczne wykonywanie pomiarów stanu oświetlenia. Pomiar przeprowadzone zgodnie z procedurą [2,3], umożliwia określenie rzeczywistego stanu oświetlenia.

Podsumowując można stwierdzić, że brak wykonywania zabiegów konserwacyjnych prowadzi do degradacji stanu oświetlenia, a w konsekwencji do braku spełnienia wymagań normalizacyjnych.

7. BIBLIOGRAFIA

1. Żagan W.: Podstawy techniki świetlnej; OWPW, Warszawa 2014
2. Polska Norma PN-EN 13201:2007 „Oświetlenie dróg”; PKN, Warszawa 2007 r
3. Polska Norma PN-EN 13201:2016 „Oświetlenie dróg”; PKN, Warszawa 2016 r
4. CIE 154:2003 Technical Report. The maintenance of outdoor lighting systems.
5. Rozporządzenie Komisji (WE) NR 245/2009 z dnia 18 marca 2009 r. w odniesieniu do wymogów dotyczących ekoprojektu
6. IESNA LM-79-08: IESNA Approved Method for the Electrical and Photometric Measurements of Solid-State Lighting.
7. IESNA LM-80-08: IESNA Approved Method for Measuring Lumen Maintenance of LED Lighting Sources.
8. IESNA TM-21-11: Projecting Long Term Lumen Maintenance of LED light Sources
9. Cronjé M., Schröder B. LED street lighting: the effect of maintenance factor on carbon footprint. <http://www.ee.co.za/article/>
10. Internetowy katalog źródeł światła: <http://www.lighting.philips.pl/prof/tradycyjne-zrodla-swiatla-i-swietlowki/wysokoprezne-lampy-wyladowcze/wysokoprezne-lampy-sodowe-son>.

THE INFLUENCE OF DIRT ACCUMULATION ON LUMINAIRES ON LIGHTING CONDITIONS ON THE ROAD - CASE STUDY

Properly defined and implemented maintenance system directly affects the conditions of road lighting. One of the most popular luminaire dedicated for road lighting has been selected for this study. This luminaire has not been cleaned properly due to the maintenance system.

The changes in luminous intensity distribution of this luminaire has been determined as well as the impact of these changes on the lighting conditions of the chosen road. It turned out that cleaning the luminaire caused an increase of its luminous flux by 225%. The tests confirmed clearly that there is a strong need to carry out the maintenance system carefully in the area of road lighting.

The tests confirmed that the lack of regular maintenance procedures may result in lack of meeting the standard requirements

Keywords: luminaires, dirt, road lighting system maintenance.

PROGRAMOWALNE URZĄDZENIE POMIAROWO-STERUJĄCE DO MONITOROWANIA I DIAGNOSTYKI SYSTEMÓW PŁYNOWYCH

Ryszard DINDORF¹, Piotr WOŚ²

1. Politechnika Świętokrzyska, Wydział Mechatroniki i Budowy Maszyn, Katedra Technologii Mechanicznych i Metrologii
tel.: 41 34 24 481, e-mail: dindorf@tu.kielce.pl
2. Politechnika Świętokrzyska, Wydział Mechatroniki i Budowy Maszyn, Katedra Technologii Mechanicznych i Metrologii
tel.: 41 34 24 532, e-mail: wos@tu.kielce.pl

Streszczenie: W artykule przedstawione nowe przenośne programowalne urządzenie pomiarowo-sterujące, które jest przeznaczone do pomiarów badawczych, laboratoryjnych, kontrolnych i diagnostycznych systemów (urządzeń, instalacji) płynowych (hydraulicznych i pneumatycznych). Za pomocą tego urządzenia można rejestrować, przetwarzać i udostępniać pomiary parametrów fizycznych systemów płynowych. Urządzenie można zaprogramować na indywidualne potrzeby pomiarowe odbiorcy. Przedstawione urządzenie pomiarowo-sterujące posiada wiele przydatnych funkcji niedostępnych w standardowych zestawach (stacjach) pomiarowych. Zaproponowane programowalne urządzenie pomiarowo-sterujące z komunikacją WiFi może pracować w technologii przemysłowego Internetu rzeczy IIoT (Industry Internet of Things) związanej z Industry 4.0.

Słowa kluczowe: urządzenia pomiarowe, pomiary, monitorowanie, diagnostyka, przemysłowy Internet rzeczy

1. WPROWADZENIE

Aparatura kontrolno-pomiarowa wykorzystywana jest na szeroką skalę w różnych gałęziach przemysłu [1]. Do pomiarów badawczych, kontrolnych i diagnostycznych urządzeń płynowych (hydraulicznych i pneumatycznych) wykorzystuje się stacjonarne lub przenośne (mobilne) zestawy (stacje) pomiarowe, które składają się z wielofunkcyjnych przyrządów pomiarowych (z różnymi przetwornikami pomiarowymi), oprzyrządowania i oprogramowania. Do kontroli procesu eksploatacji i oceny stanu technicznego urządzeń płynowych (układów napędowych, systemów sterowania, instalacji przesyłowych płynów hydraulicznych lub sprężonego powietrza) dokonuje się pomiaru wielkości fizycznych, archiwizacji i wizualizacji graficznej oraz opracowania matematycznego wyników pomiarów i identyfikacji stanu technicznego tych urządzeń [2]. Scharakteryzowano standardowe wielofunkcyjne urządzenia pomiarowe, stosowane do diagnostyki systemów hydraulicznych i pneumatycznych, dla ich porównania z proponowanym rozwiązaniem programowalnego urządzenia pomiarowo-sterującego.

2. WIELOFUNKCYJNE URZĄDZENIA POMIAROWE

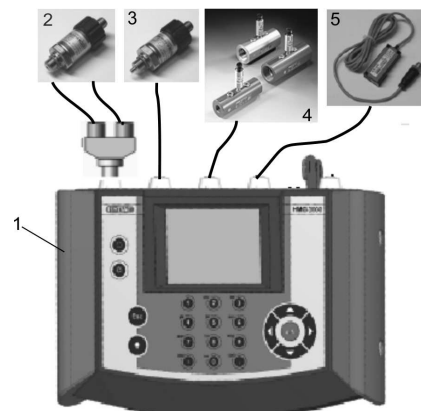
Zaletą standardowych wielofunkcyjnych urządzeń pomiarowych dostępnych na rynku jest równoczesny pomiar

kilku podstawowych parametrów, takich jak: ciśnienia, temperatury i natężenia przepływu. Oprócz rejestracji aktualnych wartości parametrów można odczytywać ich wartości średnie, maksymalne i minimalne, a także różnice dwóch takich samych wielkości i parametrów, np. różnicę ciśnień.

Podstawową wadą tych wielofunkcyjnych urządzeń pomiarowych jest brak interfejsu użytkownika dla celów ich programowania i konfiguracji. Interfejs ten powinien umożliwiać dobór rodzaju wejść, zakresu wskazań, opcji rejestracji oraz dodatkowe funkcje, takie jak alarmowanie stanów, wyświetlanie informacji, komunikacja z innymi przyrządami i urządzeniami automatyki, a także dostęp do sieci, ochronę hasłem i inne.

2.1. Urządzenia pomiarowe do diagnostyki systemów hydraulicznych

Do pomiaru diagnostycznych układów hydraulicznych dostępny jest m.in. zestaw pomiarowy typu HMG 3000 firmy Hydac, które umożliwia jednoczesny pomiar 10 wielkości fizycznych (8 kanałów analogowych i 2 kanały cyfrowe) [4]. Widok zestawu pomiarowego HMG 3000 zamieszczono na rysunku 1.



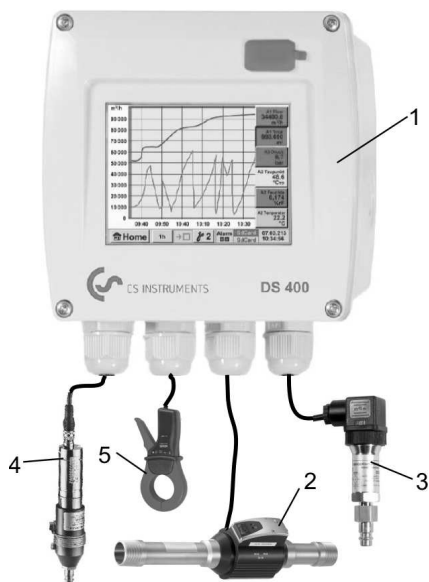
Rys. 1. Zestaw pomiarowy HMG3000 [4]: 1 - wielofunkcyjny przyrząd pomiarowy HMG3000, 2 – przetworniki ciśnienia, 3 – przetwornik temperatury, 4 – przepływowiec, 5 – licznik prędkości obrotowej

W pomiarach parametrów diagnostycznych układów hydraulicznych wykorzystuje się analogowe przetworniki ciśnienia typu HDA 4000 i temperatury (Pt100) typu ETS 4000, przepływomierze turbinkowe typu EVS 3000 oraz liczniki częstotliwości (prędkości obrotowej) typu HDS 1000. Przetworniki pomiarowe mogą mieć wyjścia analogowe: prądowe (0...20 mA, 4...20 mA), napięciowe (0...5 V, 1...5 V, 0...10 V, 0...50 V) i częstotliwościowe (1 Hz-30 kHz). Okres próbkowania sygnału wynosi od 0,1 do 1 ms. Dla każdej wielkości pomiarowej można ustawić zakres pomiarowy oraz średnie, minimalne i maksymalne wartości wyników pomiaru.

Przetworniki pomiarowe można włączyć do układu hydraulicznego poprzez złączki adaptacyjne tzw. minimes.

2.2. Urządzenia pomiarowe do diagnostyki systemów pneumatycznych

Dla celów pomiaru parametrów instalacji pneumatycznej dostępna jest m.in. mobilna stacja pomiarowa typu DS400 firmy CS Instruments GmbH [5], której widok zamieszczono na rysunku 1.



Rys. 2. Stacja pomiarowa DS400 [5]: 1 – wielofunkcyjny przyrząd pomiarowy DS400, 2 – licznik przepływu, 3 – przetwornik ciśnienia, 4 – przetwornik temperatury z pomiarem punktu rosy, 5 – amperomierz cęgowy

Stacja pomiarowa DS400 umożliwia jednoczesny pomiar natężenia prądu, natężenia przepływu, ciśnienia, temperatury i temperatury ciśnieniowego punktu rosy w określonych przedziałach czasu. Wyniki pomiarów analizowane są z wykorzystaniem specjalnych aplikacji do graficznego przedstawienia danych z dziennym bądź tygodniowym okresem pomiaru do oceny kosztów i zużycia prądu przez sprężarkę w okresie dociążenia i odciążenia, obliczenia kosztów i zużycia sprężonego powietrza, obliczenia kosztów przecieku sprężonego powietrza, określenia temperatury i temperatury ciśnieniowego punktu rosy. Przetworniki pomiarowe można łatwo włączyć do instalacji pneumatycznej poprzez szybkozłączki i zawory kulowe. Na podstawie zebranych danych można podjąć działania optymalizujące system sprężonego powietrza, np. optymalizację pracy sprężarki, optymalizację układu rurociągu pneumatycznego w celu zapobiegania spadkom ciśnienia, ograniczenie przecieku w instalacji

pneumatycznej, redukcję ciśnienia zasilania, obniżenie temperatury na wlocie sprężarki.

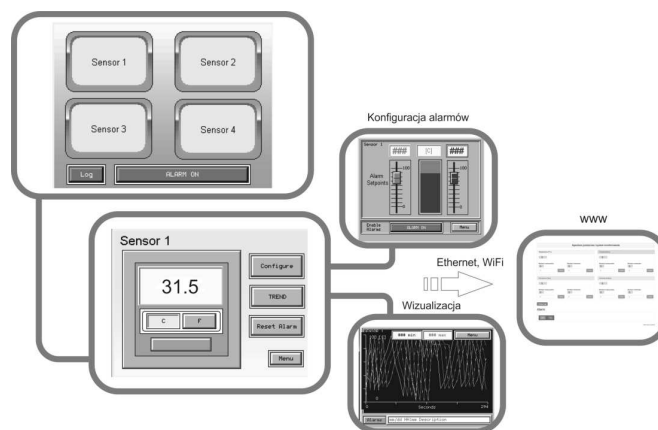
3. PROGRAMOWALNE URZĄDZENIE POMIAROWO-STERUJĄCE

Opracowano, zbudowano i testowano nowe przenośne programowalne urządzenie pomiarowo-sterujące do monitorowania i diagnostyki urządzeń i instalacji płynowych (hydraulicznych i pneumatycznych), które jest widoczne na rysunku 3. Urządzenie to powstało na zapotrzebowanie rynkowe, było dofinansowane w ramach projektu "Perspektywy RSI Świętokrzyskie" oraz zostało wyróżnione medalem na Targach Pneumatyki, Hydrauliki, Napędów i Sterowań PNERUMATICON'2016 w Kielcach.



Rys. 3. Programowalne cyfrowe urządzenie pomiarowo-sterujące

Oprogramowanie zastosowane w urządzeniu pomiarowo-sterującym zapewnia wyświetlanie na bieżąco wartości mierzonych wielkości oraz przetwarzanych parametrów. Urządzenie może służyć do pomiaru różnych parametrów fizycznych, a głównie ciśnienia, temperatury, natężenia przepływu i prędkości obrotowej. Ekran główny, oprócz wyświetlaczy graficznych i cyfrowych, zawiera paski: menu, przycisków funkcyjnych i wskaźników alarmowych. Ekran podstawowych funkcji urządzenia pomiarowo-sterującego przedstawiono na rysunku 4.



Rys. 4. Ekran podstawowych funkcji programowalnego urządzenia pomiarowo-sterującego

Zewnętrzne urządzenia, takie jak: komputery stacjonarne i przenośne (laptopy, tablety) oraz smartfony komunikują się z opisywanym urządzeniem za pośrednictwem punktu dostępowego komunikacji bezprzewodowej WiFi. Odczyt wielkości pomiarowych, ustalenie wartości progowych (granicznych) dla procesu, pobieranie raportów o stanach alarmowych, włączanie i

wyłączanie alarmów dokonywane jest za pomocą przeglądarki internetowej. Zarówno oprogramowanie urządzenia, jak i interfejs graficzny zaimplementowano na sterowniku urządzenia. Urządzenie może łączyć się przez sieć Ethernet za pomocą technologii VNC (ang. Virtual Network Computing), która umożliwia wizualizację pomiarów na zewnętrznych urządzeniach. Takie rozwiązanie pozwala jednocześnie wielu osobom z dowolnego miejsca na monitorowanie stanu urządzeń płynowych oraz wykonywanie czynności obsługowych.

Podstawowe funkcje urządzenia:

- Pomiar i rejestracja ciśnienia, temperatury, natężenia przepływu i prędkości obrotowej z przetworników ze standardowym sygnałem elektrycznym (0÷20 mA, 4÷20 mA, 0÷10 V).
- Graficzna i tekstowa rejestracja wartości mierzonych (wykresy, tablice) przy pracy ciągłej, zapis danych z 4 kanałów co 1 s do pamięci 32 GB.
- Programowanie funkcji pomiarowych oraz zapis danych w standardowym pliku tekstowym (log) znajdującym się w wewnętrznej pamięci urządzenia z możliwością edycji w arkuszach kalkulacyjnych.
- Programowanie 4 wyjść alarmowych - stanu pracy urządzeń płynowych z sygnalizacją świetlną, dźwiękową i wizualną oraz powiadamianiem (www, e-mail).
- Programowanie rodzaju wejść, zakresu wskazań, opcji rejestracji, alarmów, wyświetlania, komunikacji, dostępu oraz innych parametry konfiguracyjnych.
- Konfigurowanie urządzenia przez łącze Ethernet i za pośrednictwem strony internetowej.
- Przenoszenia danych konfiguracyjnych i archiwalnych na pamięci USB oraz przez Ethernet do innych urządzeń automatyki pomiarowej.
- Obsługa funkcji Web Serwera, FTP Serwera. Urządzenie komunikuje się w trybie Modbus TCP Client/Serwer i wielu innych protokołach komunikacyjnych pozwalając na pracę w systemach scentralizowanych oraz rozproszonych.
- Dostęp chroniony hasłem użytkownika.

Moduły urządzenia:

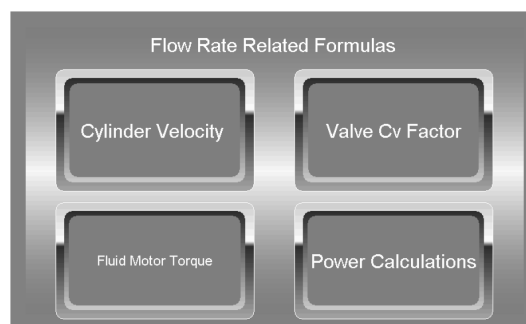
- Standardowe interfejsy szeregowo: USB (do współpracy z komputerem oraz pamięciami USB) i RS485.
- Wbudowane porty komunikacyjne: Ethernet 10/100 Mbps z obsługą protokołów Modbus TCP Client/Server, EGD, SRTP Slave, WebServer, FTP Server, ICMP (Ping), email, RS232/485 z obsługą protokołów Modbus RTU Master/Slave, Serial I/O, CAN pracujący w trybie CANopen lub CsCAN, USB do programowania oraz obsługi pamięci masowych, slot Micro SD do obsługi kart pamięci zawierających receptury i logowane dane procesowe.
- Kolorowy wyświetlacz graficzny LCD TFT, 320x240 punktów lub 800x480 (QVGA) z ekranem dotykowym pozwalającym na intuicyjną obsługę z szybką konfiguracją oraz czytelną sygnalizacją stanów pracy urządzenia i różnych opcji w menu.

Urządzenie pomiarowo-sterujące było testowane w warunkach laboratoryjnych i operacyjnych. Wszystkie współpracujące z tym przyrządem pomiarowym czujniki pomiarowe (np. ciśnienia, temperatury i natężenia przepływu) mają wyjścia analogowe prądowe w zakresie 4-20mA dla określonych zakresów pomiarowych. Przykładowo dla kalibracji kanału pomiarowego ciśnienia o zakresie 0-400 bar, jako wzorzec odniesienia wykorzystano czujnik ciśnienia o dokładności +/- 0.2%. Na podstawie

kliki punktów pomiarowych możliwe było stworzenie „programowalnej” krzywej kalibracyjnej (krzywej wzorcowania) z możliwością wprowadzania poprawek dla jej współczynników w trakcie wzorcowania kanału pomiarowego. Strojenia (adiustacja) w trakcie użytkowania programowalnego urządzenia pomiarowo-sterującego jest możliwe poprzez programową zmianę wartości współczynników krzywej kalibracyjnej. Możliwe jest wprowadzanie poprawek (strojenia) z poziomu panelu dotykowego urządzenia. W porównaniu z dostępnymi na rynku standardowymi wielofunkcyjnymi przyrządami pomiarowymi zaproponowane programowalne urządzenie pomiarowo-sterujące umożliwia adiustację, czyli ustawienie przyrządu pomiarowego w najmniejszym możliwym odchyleniu od prawidłowej wartości. Niepewność pomiarowa przyrządu zależy od wszystkie błędów aparaturowych, ale głównie od zastosowanych czujników pomiarowych.

3.1. Diagnostyczne bloki obliczeniowe

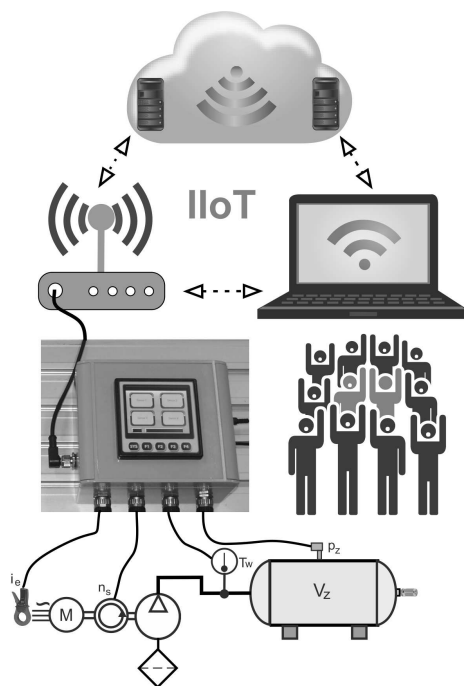
Do celów diagnostycznych zbudowane urządzenie wyposażone zostało w bloki obliczeniowe. Na podstawie pomiaru podstawowych parametrów, takich jak: ciśnienie, natężenie przepływu, temperatura i prędkość obrotowa, można obliczyć wskaźniki stanu urządzeń i instalacji płynowych (hydraulicznych i pneumatycznych). Zaimplementowane funkcje obliczeniowe umożliwiają, np. obliczenie sprawności (całkowitej, wolumetrycznej, hydro-mechanicznej) pomp, siłowników i silników, parametrów przepływu lub strat ciśnienia w liniach przesyłowych hydraulicznych i pneumatycznych. Na rysunku 5 widoczny jest ekran dotykowy urządzenia z przykładowymi zaprogramowanymi funkcjami związanymi z natężeniem przepływu (Flow Rate), takimi jak: prędkość tłoka siłownika (Cylinder Velocity), współczynnik przepływu C_V zaworu (Valve C_V Factor), moment silnika hydraulicznego (Fluid Motor Torque) i moc (Power Calculations). Przykładowo, współczynnik przepływu C_V lub K_V (ang. flow coefficient) badanego przemysłowego zaworu regulacyjnego określa się na podstawie pomiaru objętościowego natężenia przepływu q_v oraz spadku ciśnienia Δp z uwzględnieniem określonego czynnika roboczego (gaz, płyn, para). Niemierzalne wartości parametrów funkcji obliczeniowych, takie jak gęstość czynnika roboczego lub współczynniki korekcyjne, wprowadza się za pomocą panelu dotykowego urządzenia pomiarowego lub za pomocą urządzenia pracującego w sieci (komputer, tablet, smartfon). Wyniki obliczeń wyświetlane są bezpośrednio na panelu graficznym, zapisywane w pamięci wewnętrznej oraz udostępniane w sieci poprzez wbudowany moduł WebServer.



Rys. 5. Ekran funkcji obliczeniowych programowalnego urządzenia pomiarowo-sterującego

3.2. Urządzenie pomiarowo-sterujące do komunikacji w technologii IIoT

Przeprowadzona analiza rynku wskazuje na potrzebę tworzenia bezprzewodowych systemów pomiarowo-sterujących pracujących z wykorzystaniem technologii przemysłowego Internetu rzeczy IIoT (Industry Internet of Things) w celu pozyskiwania danych pomiarowych służących do oceny i prognozowania stanu urządzeń i instalacji płynowych w zintegrowanym systemie produkcyjnym związanym z Industry 4.0 [3], [6]. Na rysunku 6 przedstawiono rozwiązanie programowalnego urządzenia pomiarowo-sterującego, z komunikacją WiFi pracującego w technologii IIoT, do monitorowania stacji sprężarek z wykorzystaniem przyrządów pomiarowych: bezdotykowego amperomierza do pomiaru natężenia prądu elektrycznego i_e , licznika prędkości obrotowej n_s , silnika elektrycznego, czujnika temperatury T_w sprężonego powietrza na wylocie sprężarki oraz przetwornika ciśnienia p_z do pomiaru ciśnienia w zasobniku (zbiorniku) sprężonego powietrza o objętości V_z .



Rys. 6. Programowalne urządzenie pomiarowo-sterujące w technologii IIoT do monitorowania stacji sprężarek

Programowalne urządzenie pomiarowo-sterujące zawiera funkcje Web Serwer z oprogramowaniem umożliwiającym

dostarczenie danych pomiarowych pochodzących z systemu pomiarowego do platformy IIoT.

4. WNIOSKI KOŃCOWE

Artykuł dotyczy najnowszej oferty Zakładu Urządzeń Mechatronicznych (w Katedrze Technologii Mechanicznych i Metrologii Politechniki Świętokrzyskiej w Kielcach) dotyczącej programowalnego urządzenia pomiarowo-sterującego do monitorowania i diagnostyki urządzeń oraz instalacji płynowych (hydraulicznych i pneumatycznych). Urządzenie to było prezentowane na Targach Kielce podczas wystawy PNEUMATICOM.2016, ale informacja o tym urządzeniu niebyły dotychczas nigdzie publikowana. Zaproponowane urządzenie można zaprogramować na indywidualne potrzeby pomiarowe odbiorcy. Przedstawione rozwiązanie urządzenia pomiarowo-sterującego ma wiele przydatnych funkcji niedostępnych w standardowych wielofunkcyjnych zestawach (stacjach) pomiarowych oferowanych na rynku. Programowalne urządzenie pomiarowo-sterujące z komunikacją WiFi (TCP, FTP) może pracować w technologii przemysłowego Internetu rzeczy IIoT związanej z Industry4.0. Zastosowanie technologii IIoT w programowalnym urządzeniu pomiarowo-sterującym umożliwia przechowywane dużej liczby danych pomiarowych i sterujących, pochodzących z systemów płynowych, w platformie chmurowej (Cloud Platform), skąd mogą być pobierane i analizowane przez różnych odbiorców w ramach nadzoru, obsługi lub outsourcingu tych systemów, np. stacji sprężarek jak w przykładzie.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Bilski P.: Systemy kontrolno-pomiarowe w diagnostyce systemów przemysłowych. *Electro.Info*, Nr 3, 2012.
2. Dindorf R., Woś P.: Przetworniki i układy pomiarowe w systemach hydraulicznych i pneumatycznych. Monografie, Studia, Rozprawy M63, Wyd. Politechniki Świętokrzyskiej, Kielce, 2014.
3. Hermann M, Pentek T, Otto B.: Design Principles for Industrie 4.0 Scenarios. In: 2016 49th Hawaii International Conference on System Sciences (HICSS). IEEE; 2016:3928-3937. doi:10.1109/HICSS.2016.488.
4. Katalog firmy HYDAC. Zestaw pomiarowy HMG3000.
5. Katalog firmy CS Instruments. Stacja pomiarowa DS300.
6. Przemysłowy Internet Rzeczy (IIoT) i jego wpływ na projektowanie urządzeń. <https://elektronikab2b.pl>.

PROGRAMMABLE MEASURING AND CONTROL DEVICE FOR MONITORING AND DIAGNOSTICS OF FLUID POWER SYSTEMS

The paper presents a new programmable measuring device that enables measurement, data registration and processing of recorded results in hydraulic and pneumatic systems. Using it, it is possible to measure the pressure, temperature and flow rate, graphic visualization of them and mathematical development. Extensive programmable calculation functions allow for identification of the technical condition of fluid devices. The software logic of the device and the visualization are implemented directly on the dedicated device controller. The device provides efficient processing of sensor data, local storage and forwarding via wired networks or wireless technology. A distinctive feature of the newly designed device is the presence of a radio module for wireless communication. The programmable measuring device made with WiFi communication can work in the Industry Internet of Things (IIoT) related to Industry 4.0. In this technology, the presented control and measurement device together with the sensors takes measurements, while measurement data are transferred to the network for monitoring and controlling physical processes, where they are stored and analyzed.

Keywords: measuring and control device, measurements, diagnostics, Industrial Internet of Things.

CONTROL OF THE WAVES IN A TOWING TANK WITH THE USE OF A BLACK-BOX MODEL

Marcin DRZEWIECKI^{1,2}

1. Gdańsk University of Technology Faculty of Electrical and Control Engineering
tel.: +48 662 047 014 e-mail: marcin.drzewiecki@pg.edu.pl
2. Ship Design and Research Centre CTO S.A.
tel.: +48 662 047 014 e-mail: marcin.drzewiecki@cto.gda.pl

Abstract: The paper describes an adaptive control system of the waves, implemented in the Ship Design and Research Centre, CTO S.A. The purpose of generating the waves in the towing tank is the modelling of the environmental conditions during hydrodynamic model tests. The tests are performed on scale models of towed or free running ships, anchored structures like oil rigs or bottom-mounted structures, e.g. wind turbines. In the towing tank of CTO S.A., the waves are generated using a flap-type wavemaker with hydraulic drive. The adaptive control system includes gain scheduling and Black-Box model. It has been developed and implemented using the 32-bit embedded system and computer application (C#.NET). The Black-Box model was proposed as a simple solution allowing compensating the hydromechanical phenomena affecting the generated waves, i.e. disintegration, reflection, damping and nonlinear energy transfer. The solution proved to be sufficient to generate required wave spectra with expected accuracy in a user-friendly manner.

Keywords: adaptive control; Black-Box model; wavemaker.

1. INTRODUCTION

Water waves in the towing tank in Ship Hydromechanics Division of the Ship Design and Research Centre (CTO) S.A. are generated for modelling of the environmental conditions, i.e. ocean waves, in reduced scale. The environmental conditions are modelled in order to evaluate the motion response of ships (Fig. 1), anchored oil rigs etc. as well as to evaluate the wave loads, e.g. on bottom-mounted wind turbines. The laboratory tests at model scale allow determining the properties of full scale objects in order to ensure survivability of the constructions and safety of the crews.



Fig. 1. The model of a ship in towing tank while seakeeping test

The waves are generated in the towing tank in accordance with modelled Sea State *SS* [1]. The *SS*, modelled in a reduced scale, is chosen depending on sea area for which tested object is dedicated. The environmental conditions in scope of waving, depending on *SS*, are presented in Tab. 1. The information given there includes the parameters of the spectrum of the wave to be modelled: significant wave height *H_s* and wave peak period *T_p*. The significant wave height is an average of $\frac{1}{3}$ of highest waves, while the peak period corresponds to maximum of the spectral energy density.

Usually, two kinds of wave spectra are used [2]: Pierson-Moskowitz and JONSWAP. These spectra are idealized approximations of actual wind wave energy spectra corresponding to fully developed seas (Pierson-Moskowitz) and fetch limited seas (JONSWAP). Both of them are calculated according to specified formulas [3] which uses *T_p* and *H_s*.

Table 1. Environmental conditions in scope of waving, depending on sea states in the North Atlantic and North Pacific [1]

SS	North Atlantic		North Pacific	
	<i>H_s</i> m	<i>T_p</i> s	<i>H_s</i> m	<i>T_p</i> s
0-1	0..0.10	-	0..0.10	-
2	0.10..0.50	3.3..12.8	0.10..0.50	3.0..15.0
3	0.50..1.25	5.0..14.8	0.50..1.25	5.2..15.5
4	1.25..2.50	6.1..15.2	1.25..2.50	5.9..15.5
5	2.50..4.00	8.3..15.5	2.50..4.00	7.2..16.5
6	4.00..6.00	9.8..16.2	4.00..6.00	9.3..16.5
7	6.00..9.00	11.8..18.5	6.00..9.00	10.0..17.2
8	9.00..14.00	14.2..18.6	9.00..14.00	13.0..18.4
>8	>14.00	18.0..23.7	>14.00	20

Controlling the waves using proposed Black-Box model – as proven in this paper – is highly efficient, allows saving time while preparing and conducting the model tests, and it provides the required accuracy of modelling of environmental conditions. Finally, it contributes to model testing capability of CTO S.A., enabling the service for the safety of people and constructions.

2. SURVEY OF RELATED WORKS

A wavemaker theory has been established by, among others, Biésel and Suquet [4]. They developed the equations being a linear approximation of the dependence between height of the generated wave and displacement of the paddle for a few types of wavemakers, according to the 1st order wavemaker theory. Thenceforth, higher order nonlinear effects, affecting the generated waves, were the motivation for developing the 2nd order wavemaker theory; it was realized by, among others, Sulisz and Hudspeth [5]. Besides the wave generation, the phenomena accompanying the wave propagation process along a towing tank, i.e. non-linear interactions, disintegration, reflection and damping, affect the modelled waves, as it has been investigated in the CTO S.A. deepwater towing tank [6].

All mentioned phenomena which affect the waves modelled in the towing tank, have to be taken into account in wave modelling process.

3. OBJECTIVES AND SCOPE

The waves are generated in the deepwater towing tank of the following dimensions: length 270 m, width 12 m and depth 6 m, equipped with the wavemaker with single unit paddle and articulation above channel bed, as shown in Fig. 2.

The wavemaker has a hydraulic drive with a double-acting hydraulic cylinder powered by an electric oil pump and controlled using an electrohydraulic servo valve. This configuration allows cascade control – paddle velocity control in the inner loop and paddle position control in the outer loop, where the electrohydraulic servo valve and the hydraulic cylinder are actuators, respectively.

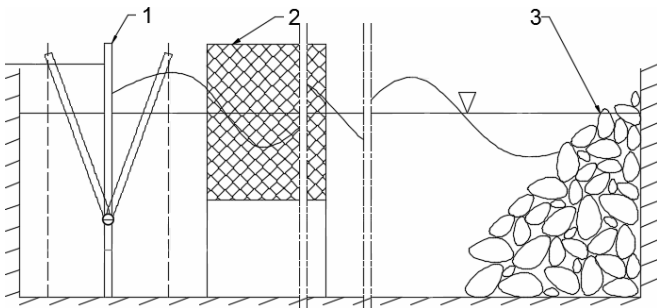


Fig. 2. Longitudinal profile of the towing tank: wavemaker paddle (1), waveguides (2), rock beach (3)

According to the 1st order wavemaker theory, the transfer function hTF between height of the generated wave HW and displacement of the wavemaker paddle $AX2$, can be easily calculated. In fact, the 1st order linear approximation does not take into account nonlinear effects occurring in the wave generation process. Furthermore, even 2nd order theory does not capture all phenomena observed in the towing tank during the wave propagation process. On the other hand, accurate modelling of the waves in a towing tank requires that all the phenomena affecting the modelled waves are taken into account by the control system of the waves.

In the scope of presented work, the possibility of controlling the waves with the use of Black-Box model was investigated; the idea of this model is to achieve required output without going into physics, i.e. complex hydromechanical models of the wave propagation in the towing tank. The research was conducted for the wave energy spectra of the parameters shown in Tab. 2. The range

of analyzed wave height corresponds to actual range of wave height used in seakeeping model tests conducted in the deepwater towing tank.

The main contribution of this paper is to provide the method to simplify the wave modelling process and make it more efficient and more accurate by implementation of the Black-Box model with wave spectrum feedback.

Table 2. Parameters of investigated wave energy spectra: Pierson-Moskowitz and JONSWAP

H_s	T_p
cm	s
10.0	1.667
15.0	2.500
25.0	2.500

4. PROPOSED SOLUTION

The proposed solution for wave control consists in combining the linear control of the paddle position with the adaptive control of the waves using gain scheduling with Black-Box model and wave spectrum feedback. Such an approach is intended to overcome the problem with developing an exact deterministic model of wave generation.

The Black-Box is understood as a model which only takes into account the relationship between the required and realized wave energy spectrum and then returns the required correction function. This approach allows to compensate the effects of hydromechanical phenomena with omission of hydromechanical models, which are complex and often not sufficiently general and robust.

4.1. Modelling

The structural diagram of control system is shown in Fig. 3. It consists of the following blocks: hydromechanic transfer function, developed on the basis of the 1st order wavemaker theory (hTF); electromechanic transfer function between voltage applied to the electrohydraulic servo valve and displacement of the paddle (eTF); proportional gain (P), scheduled according to gain scheduling (GS); PI controllers in a cascade structure: master (mPI) and slave (sPI), which control the paddle velocity $AX1(t)$ and paddle position $AX2(t)$, respectively, using actuators: electrohydraulic servo valve ($I1$) and hydraulic cylinder ($I2$), respectively; Black-Box model implemented to compensate the phenomena which affect the waves along the towing tank (BB). The system operates in a time domain for linear controlling of the paddle displacement and in a frequency domain for adaptive controlling of the waves. Both of these areas are coupled by backward and forward Fast Fourier Transform – respectively IFFT and FFT blocks.

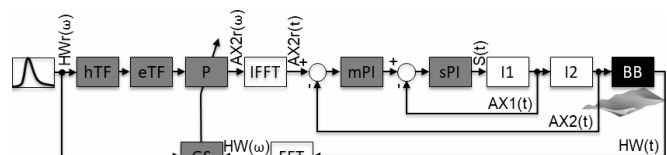


Fig. 3. Structural diagram of the adaptive control system with gain scheduling and Black-Box model.

Required spectrum of the wave $HW_r(\omega)$ is applied as the system input. Using hTF (Fig. 4) it is converted to required spectrum of the paddle displacement. Then, using eTF (Fig. 9) it is converted to required spectrum of the

voltage given to the electrohydraulic servo valve. Afterwards, using P' (Fig. 5) it is initially amplified according to (1) or (2), based on significant waveheight H_s for Pierson-Moskowitz or JONSWAP spectrum. After preliminary generation, the correction function $C(\omega)$ is calculated for Black-Box model according to (3), based on $HW_r(\omega)$ and measured wave spectrum-feedback $HW(\omega)$. Subsequently, calculated signal $AX2r(t)$ is given to input of the linear PI controllers in a cascade structure with paddle velocity control in the inner loop and paddle position control in the outer loop, so that paddle displacements generate the required spectrum of the wave.

$$P'_{P-M} = 0.65 \cdot \ln(H_s[cm]) - 0.15 \quad (1)$$

$$P'_{JWP} = 0.8 \cdot \ln(H_s[cm]) - 0.33 \quad (2)$$

$$C(\omega) = \frac{HW_r(\omega)}{HW(\omega)} \quad (3)$$

Moreover, the linear control of the paddle position, required a tuning of the linear PI controllers in a cascade structure. Therefore, the wavemaker actuators were experimentally identified and modelled. The electrohydraulic servo valve was identified and modelled as an integrator shown in Fig. 6. The hydraulic cylinder was identified and modelled as an integrator shown in Fig. 7. The ultimate gains and periods were determined using Aström-Hägglund tuning method for system with developed models [7]. Afterwards, the optimal parameters of the PI controllers were calculated using Ziegler-Nichols parameters and shown in Tab. 2. The stability and quality of regulation for system with optimized cascading PI controllers were checked under the Nyquist criterion and under the margin of stability criterion, as shown in Fig. 8 and Fig. 9. According to them, the system with optimized cascading PI controllers is stable due to the course of characteristic in reference to the critical point P_c (Fig. 8) and provides high quality of regulation due to 18 dB gain margin and 120° phase margin (Fig. 9).

Table 2. Optimal parameters of the cascading PI controllers

Parameter	sPI	mPI
K_p	0.575	0.546
T_i	0.328 s	1.298 s

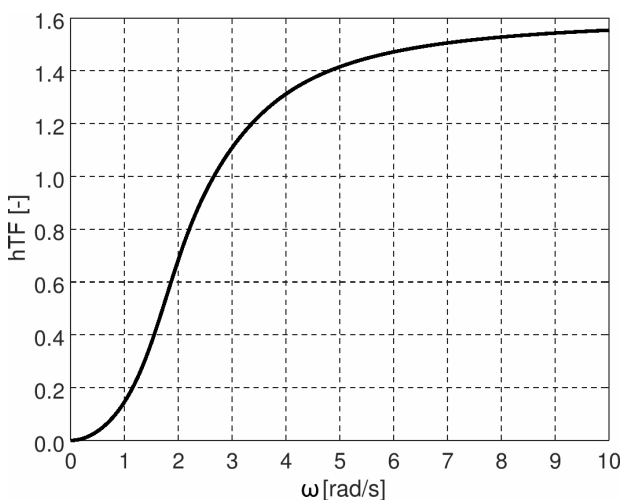


Fig. 4. The transfer function according to 1st order wavemaker theory for 5.69 m water depth

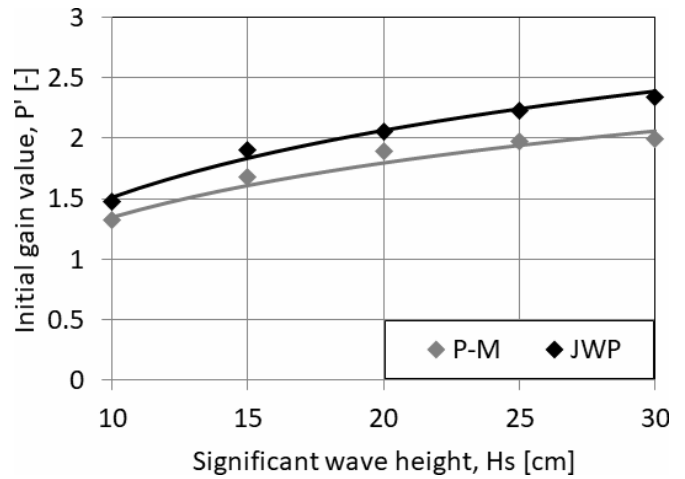


Fig. 5. Characteristics of initial gain scheduling – gain values calculated for measured discrete points (diamonds) and scheduling functions for significant wave height as a scheduling variable (lines)

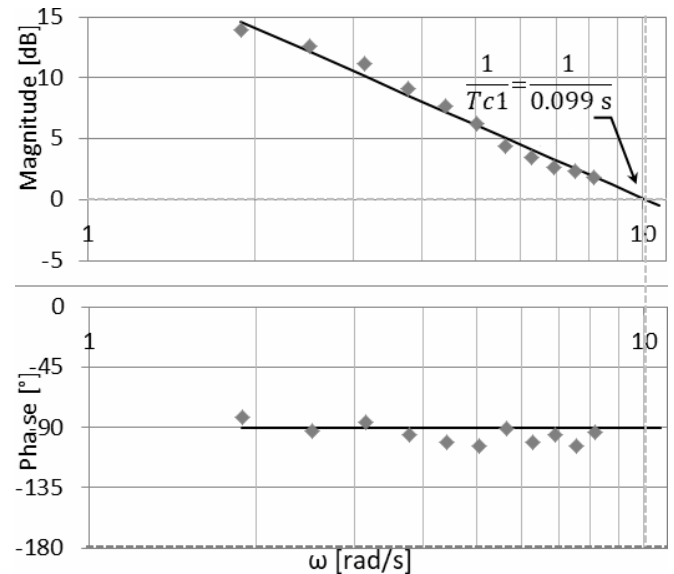


Fig. 6. Bode plot of the electrohydraulic servo valve – measurement (grey diamonds) and model for simulation (black lines)

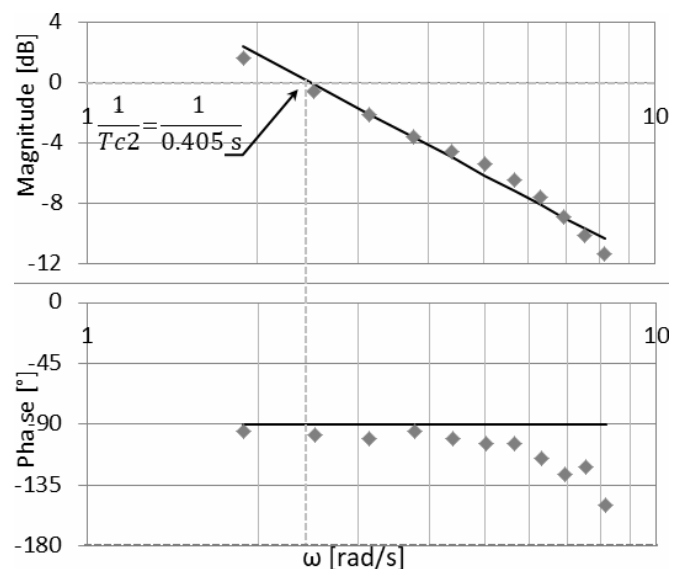


Fig. 7. Bode plot of the hydraulic cylinder – measurement (grey diamonds) and model for simulation (black lines)

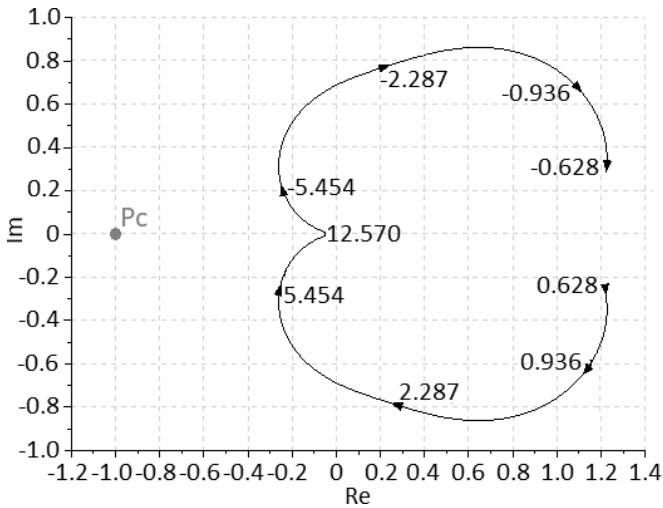


Fig. 8. Nyquist plot of the closed-loop system with optimized cascading PI controllers – simulation

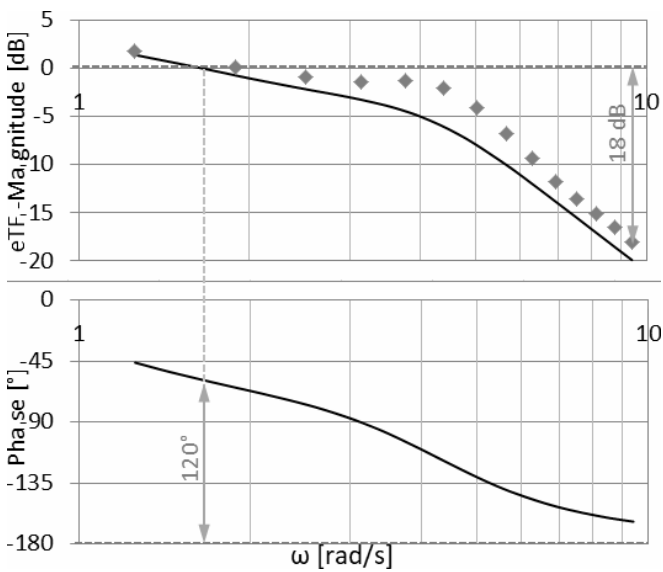


Fig. 9. Bode plot of the closed-loop system with optimized cascading PI controllers – measurement (grey diamonds) and simulation (black lines)

4.2. Implementation

The linear PI controllers in a cascade structure (Fig. 3) have been implemented into embedded system based on 32-bit processor (Fig. 10). Implementation of the recursive PI algorithm with rectangular approximation was done using *.NET micro framework* environment and C# language.

The hTF, eTF, P and GS modules (Fig. 3) has been implemented into Windows Form Application (Fig. 11) in *.NET* environment in C# language.

The positions of the servo valve and paddle are measured using linear displacement transducers. The $AX1(t)$ and $AX2(t)$ voltage signals are acquired by embedded system using wired connection.

The profile of the wave is measured using wave gauge placed in the halfway length of the deepwater towing tank axis. The $HW(t)$ voltage signal is acquired from wave gauge by embedded system using Wi-Fi connection.

The embedded system communicates with the Windows Form Application in RS-232 standard, using USB connection and virtual COM port.

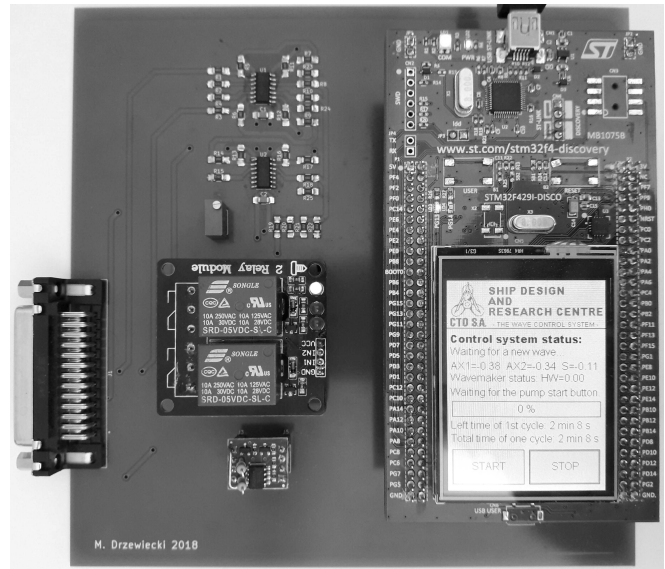


Fig. 10. Embedded system with 32-bit processor and graphical user interface

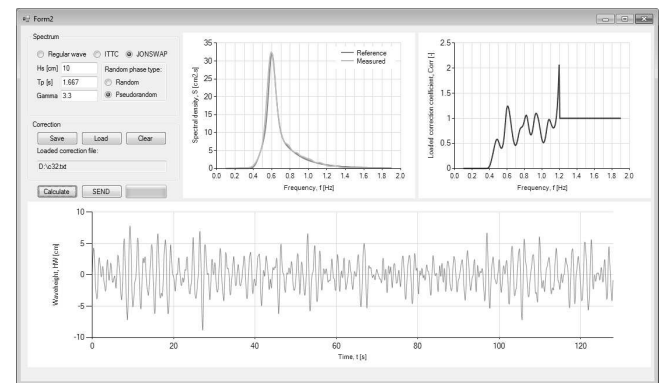


Fig. 11. Windows Form Application for modelling and analysis of the waves in the deepwater towing tank

4.3. Validation

Required accuracy of the waves modeling specified in terms of significant wave height and is equal to $\frac{1}{4}$ of the number defining the sea state according to [1]. This means that e.g. for sea state 6 (mean $H_s=5m$), taking into account the significant wave heights for sea state 5 (mean $H_s=3.25m$) and sea state 7 (mean $H_s=7.5m$), the significant wave height should not be higher than 5.53 m and lower than 4.47 m. Such accuracy allows to unequivocally model the required sea state. The scale factor of 30 has been adopted. Such value includes the actual scale factors used in model tests in waves.

The validation consisted in modelling selected sea states in reduced scale using developed system. The sea states SS have been selected in agreement with common requirements for model tests in waves. Achieved accuracy δH_s^M has been compared with required accuracy of $\frac{1}{4}$ of the sea state number δH_s^R . The results are shown in Tab. 3. The wave spectra – measured and required for specified sea state – are shown in Fig. 12..17.

As it proven, accuracy meets the requirement of $\frac{1}{4}$ of sea state number adopted for this investigation.

Table 3. Expectations and results of the validation

SS	Hs	Tp	δH_s^R	δH_s^M	
				Pierson-Moskowitz	JONSWAP
-	cm	s	%	%	%
5	10.0	1.667	11.9	1.7	2.6
6	15.0	2.500	11.1	4.6	3.1
7	25.0	2.500	10.0	0.2	3.6

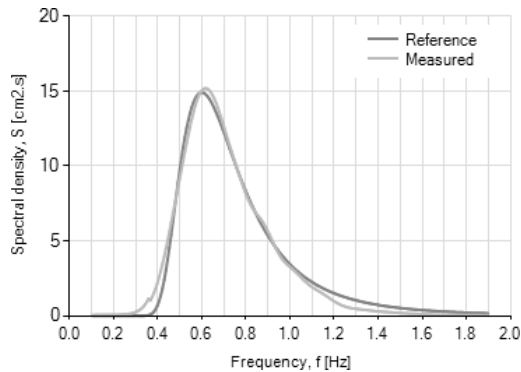


Fig. 12. The Pierson-Moskowitz wave energy spectra for 5 state of sea – desired (dark grey) and measured (light grey)

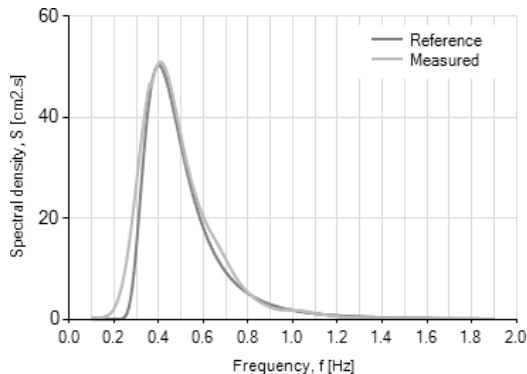


Fig. 13. The Pierson-Moskowitz wave energy spectra for 6 state of sea – desired (dark grey) and measured (light grey)

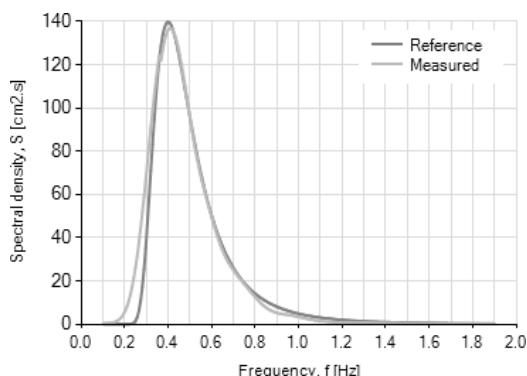


Fig. 14. The Pierson-Moskowitz wave energy spectra for 7 state of sea – desired (dark grey) and measured (light grey)

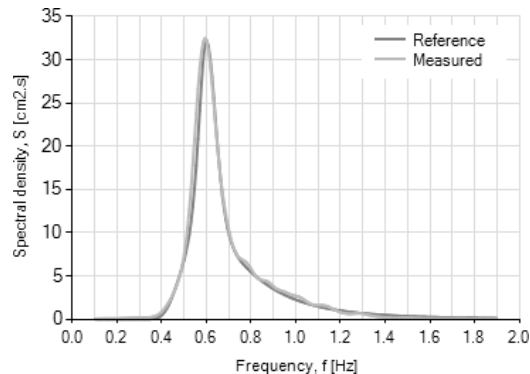


Fig. 15. The JONSWAP($\gamma=3.3$) wave energy spectra for 5 state of sea – desired (dark grey) and measured (light grey)

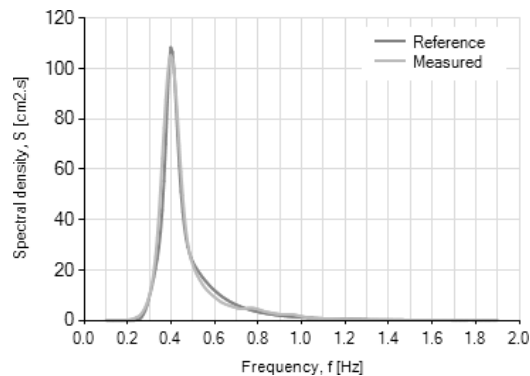


Fig. 16. The JONSWAP($\gamma=3.3$) wave energy spectra for 6 state of sea – desired (dark grey) and measured (light grey)

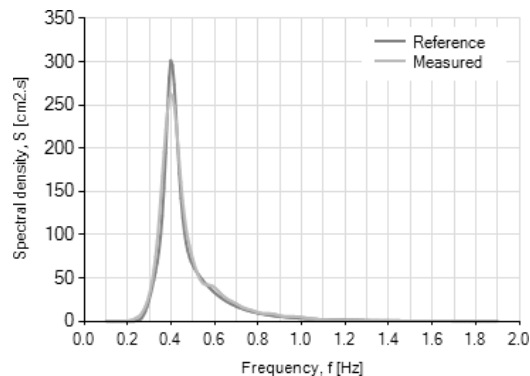


Fig. 17. The JONSWAP($\gamma=3.3$) wave energy spectra for 7 state of sea – desired (dark grey) and measured (light grey)

5. CONCLUSION

The implemented adaptive control system with gain scheduling and Black-Box model allows modelling required Pierson-Moskowitz and JONSWAP spectra in expected scope and with required accuracy, omitting complicated hydromechanical models.

The presented solution is low-cost and simple to implement. Moreover, it is ready-made solution which can be implemented for wavemakers with single unit paddle and hydraulic drive. It is particularly important due to the fact that 61.1 % of the wavemakers in towing tanks worldwide are single unit and 43.2% are equipped with hydraulic driving mechanism [2].

6. ACKNOWLEDGEMENT

The research was financed by Ministry of Science and Higher Education of the Republic of Poland and by CTO S.A. Ship Design and Research Centre.

7. REFERENCES

1. Cox G. G. et al., Report of the Seakeeping Committee, Proceedings of 17th ITTC, 1984, Volume I, p. 482.
2. Iafrati A. et al., Report of the Specialist Committee on Modelling of Environmental Conditions, Proceedings of 28th ITTC, September 2017, Volume II, Appendix A.
3. Stansberg C. T. et al., The Specialist Committee on Waves. Final Report and Recommendations to the 23rd ITTC, Proceedings of 23th ITTC, 2002, Volume II, Appendix A, pp. 545-547.
4. Biésel F., Suquet F.: Les appareils générateurs de houle en laboratoire, La Houille Blanche, no. 2, 1951, pp. 161-163.
5. Sulisz W., Hudspeth R. T.: Complete Second-Order Solution for Water Waves Generated in Wave Flumes, Journal of Fluids and Structures, Volume 7, Issue 3, April 1993, pp. 253-268.
6. Drzewiecki M.: The propagation of waves in the CTO S.A. towing tank, Twenty First International Conference on Hydrodynamics in Ship Design and Operation, HYDRONAV 2017, 28-29 June 2017.
7. Drzewiecki M.: Modelling, Simulation and Optimization of the Wavemaker in a Towing Tank, Trends in Advanced Intelligent Control, Optimization and Automation, Springer International Publishing AG, June 2017, pp. 570-579.

STEROWANIE FAŁAMI BASENOWYMI Z UŻYCIEM MODELU TYPU BLACK-BOX

Artykuł opisuje adaptacyjny system sterowania falami basenowymi, który został wdrożony w Centrum Techniki Okrętowej (CTO) S.A. Fale są generowane w głębokowodnym basenie holowniczym podczas testów modelowych w celu odwzorowania warunków oddziaływania środowiska morskiego. Testy są przeprowadzane na modelach holowanych lub pływających swobodnie (statki), zakotwiczonych (platformy) lub przymocowanych trwale do dna (turbiny wiatrowe). W głębokowodnym basenie holowniczym CTO S.A., fale generowane są przez płytowy wywoływalcz fal z płytą mocowaną powyżej dna basenu i z napędem hydraulicznym. Adaptacyjne sterowanie falą basenową obejmuje harmonogramowanie wzmocnienia i model typu Black-Box. Opracowany system sterowania został implementowany w 32-bitowym systemie wbudowanym i aplikacji komputerowej w języku C# w środowisku .NET. Wprowadzony model typu Black-Box uwzględnia efekty hydromechanicznych procesów i zjawisk – m. in. rozpadu, odbicia, tłumienia i nieliniowego transferu energii – które mają wpływ na generowane fale. Przedstawione rozwiązanie pozwala w prosty sposób i z oczekiwaną dokładnością modelować zadane widma fal basenowych.

Słowa kluczowe: sterowanie adaptacyjne; model typu Black-Box; wywoływalcz fal.

ZASTOSOWANIE METOD PROGOWANIA LOKALNEGO DO WYKRYWANIA DEFECTÓW Z UŻYCIEM TERMOGRAFII AKTYWNEJ

Sebastian DUDZIK¹, Olga SOCHACKA²

1. Politechnika Częstochowska, Wydział Elektryczny, Instytut Optoelektroniki i Systemów Pomiarowych
tel.: 34 3250 225, e-mail: sebdud@el.pcz.czyst.pl
2. Politechnika Częstochowska, Wydział Elektryczny, Instytut Optoelektroniki i Systemów Pomiarowych
tel.: 731 672 953, e-mail: o.sochacka@el.pcz.czyst.pl

Streszczenie: W pracy zaprezentowano zastosowanie metod progowania lokalnego do wykrywania defektów z użyciem termografii aktywnej. Przeprowadzono badania eksperymentalne polegające na rejestracji sekwencji termogramów powierzchni badanej próbki materiału dla dwóch wymuszeń cieplnych oraz dwóch faz procesu wymiany ciepła (faza nagrzewania i faza stygnięcia). Sekwencje termogramów uzyskane w badaniach eksperymentalnych zostały poddane binaryzacji z wykorzystaniem lokalnych metod progowania. Do oszacowania efektywności wykrywania defektów za pomocą zaproponowanych metod, zastosowano kryteria oparte na pojęciu błędu klasyfikacji w obszarze defektów i obszarze tła. Na podstawie badań stwierdzono, że największą dokładność uzyskuje się z stosując zmodyfikowaną metodę Bradleya.

Słowa kluczowe: termografia aktywna, badania nieniszczące, wykrywanie defektów, progowanie lokalne.

1. WPROWADZENIE

1.1. Termografia aktywna w podczerwieni

Termografia w podczerwieni pozwala na bezkontaktowy pomiar temperatury obiektu za pomocą promieniowania elektromagnetycznego. Technika ta umożliwia detekcję, zapis, transformowanie oraz wizualizację promieniowania podczerwonego emitowanego przez obiekt. Wynikiem końcowym jest termogram, który odwzorowuje rozkład temperatury na powierzchni obiektu poddawanego analizie [1]. Badanie obiektu bez zmiany jego właściwości, zwane badaniem nieniszczącym, pozwala na kontrolę jakości wytwarzanego obiektu (elementu, urządzenia).

Główne metody badań termografii aktywnej to [2]: termografia impulsowa (ang. *Pulsed Thermography*), metoda długiego impulsu (ang. *Step Heating*) oraz termografia wibracyjna (ang. *Vibrothermography*).

Metody aktywnej termografii można klasyfikować na podstawie: rodzaju źródła impulsu cieplnego, wzajemnego położenia źródła ciepła i urządzenia rejestrującego temperaturę obiektu, a także kształtu i wymiarów strefy intensyfikacji ciepła oraz rejestracji temperatury. Termografia aktywna może być realizowana przy użyciu: a) metody refleksyjnej, która polega na ustawieniu źródła ciepła oraz urządzenia rejestrującego temperaturę po jednej stronie badanego obiektu [3],

b) metody transmisyjnej, która polega na ustawieniu źródła ciepła oraz urządzenia rejestrującego temperaturę po przeciwnych stronach badanego obiektu [3],

c) cieplnej stymulacji przy użyciu wewnętrznego źródła (przy pomocy np. prądów wirowych, ultradźwięków czy pobudzenia mechanicznego).

Termowizyjne badania nieniszczące są coraz częściej stosowane ze względu na możliwość wykrycia nieciągłości w sposób bezkontaktowy, w szczególności dla defektów podpowierzchniowych [4].

1.2. Metody progowania obrazów termowizyjnych

Progowanie obrazu polega na określeniu progów jasności dla obrazu, w wyniku czego powstaje obraz binarny (dwuwartościowy). Próg określa się globalnie dla całego obrazu lub lokalnie dla wskazanego okna. Efektem progowania jest przypisanie pikseli do zbioru obiektów lub zbioru tła. W niniejszej pracy zastosowano następujące metody progowania:

- modyfikację metody *Bradleya* dla termogramów, polegającą na wyznaczeniu lokalnej średniej temperatury w oknie (obszarze) sąsiedztwa [5]. Oknem sąsiedztwa określa się piksele znajdujące się w otoczeniu rozważanego piksela termogramu. Macierz wartości progów dla każdego piksela termogramu osiąga się używając następującego równania:

$$\mathbf{V}_{mean} = s \cdot [\mathbf{M}_{mean} * \mathbf{T}(\tau)], \quad (1)$$

gdzie: \mathbf{V}_{mean} – macierz wartości progów dla każdego piksela termogramu; s – współczynnik czułości; \mathbf{M}_{mean} – jądro filtra uśredniającego o rozmiarze okna sąsiedztwa N , wyrażonego w pikselach; $\mathbf{T}(\tau)$ – termogram zarejestrowany w chwili τ względem początku czasu nagrzewania, (*) – operacja splotu dwuwymiarowego.

Współczynnik czułości s określa, które piksele mają zostać potraktowane jako piksele defektów. Przyjęcie dużej wartości współczynnika czułości stwarza ryzyko dołączenia pikseli należących do obszaru tła do obszaru defektów, powodując wzrost błędu klasyfikacji w obszarze tła. Rozmiar okna sąsiedztwa N wykorzystywany do obliczenia progów lokalnych dla każdego piksela określany jest jako rzeczywisty, numeryczny, skalarny lub dwuelementowy

wektor dodatnich liczb całkowitych i nieparzystych. Rozmiar okna sąsiedztwa definiowany jest wzorem:

$$N = 2 \cdot Ent \cdot \left(\frac{size\{T(\tau)\}}{16} \right) + 1, \quad (2)$$

gdzie: N – rozmiar okna sąsiedztwa; Ent – funkcja zaokrąglenia liczby w dół; $size\{T(\tau)\}$ – rozmiar termogramu zarejestrowanego w chwili τ względem początku czasu nagrzewania. Piksel przyporządkowywany jest do zbioru defektów, w przypadku gdy jego wartość przekracza wartość progu, natomiast jeżeli wartość piksela jest mniejsza niż wartość progu, piksel klasyfikowany jest jako tło (obszar bez defektu).

- metodę *Median* wykorzystującą filtr medianowy. Piksele o wartościach większych od mediany obliczonej w oknie sąsiedztwa są uznawane za należące do obszaru defektu, a piksele o wartościach mniejszej są przypisywane do obszaru tła.

$$V_{median}(i, j) = \forall i, j \in O(\text{Median}\{T(i, j)\}), \quad (3)$$

gdzie: $V_{median}(i, j)$ - wartość progu dla każdego piksela o współrzędnych (i, j) termogramu, wyrażona w Kelwinach; *Median* – mediana, O – okno sąsiedztwa wyrażone w pikselach; $T(i, j)$ – wartość temperatury dla piksela o współrzędnych (i, j) wyrażona w Kelwinach. Tak obliczona wartość jest następnie wykorzystywana jako próg dla operacji binaryzacji.

- metoda *Gaussian*, wykorzystująca filtr dolnoprzepustowy Gaussa:

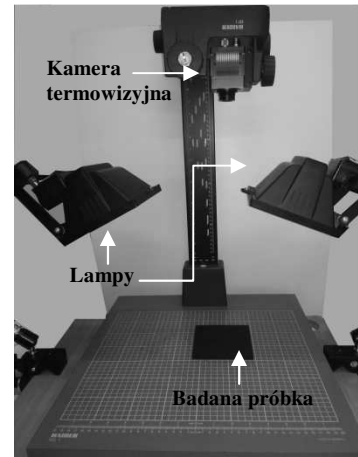
$$V_{gaussian} = s \cdot [M_{gaussian} * T(\tau)], \quad (4)$$

gdzie: $V_{gaussian}$ – macierz wartości progów dla każdego piksela termogramu, $M_{gaussian}$ – jądro filtra gaussowskiego o rozmiarze okna N ; s – współczynnik czułości; $T(\tau)$ – termogram zarejestrowany w chwili τ względem początku czasu nagrzewania.

2. BADANIA EKSPERYMENTALNE

2.1. Opis stanowiska laboratoryjnego

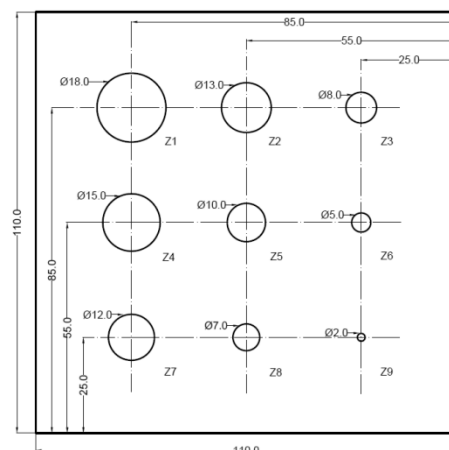
Badania zostały przeprowadzone na stanowisku do badań nieniszczących z użyciem aktywnej termografii. Stanowisko znajduje się w Zakładzie Automatyki i Robotyki Wydziału Elektrycznego Politechniki Częstochowskiej. Stanowisko składa się z kamery IRS336-NDT firmy Automation Technology, dwóch lamp halogenowych o mocy nominalnej 500 W każda, komputera stacjonarnego z oprogramowaniem do termowizyjnych badań nieniszczących IRNDT. Do stanowiska podłączona jest również karta pomiarowa (DAQ) NI USB-6251 oraz moduł AT IRXBOX odpowiedzialny za sprzętowe wyzwalanie rejestracji termogramów i aktywizację źródła wymuszenia cieplnego. Stanowisko laboratoryjne znajduje się w pomieszczeniu, które zostało całkowicie zaciemnione, aby zminimalizować wpływ promieniowania otoczenia. Fotografie stanowiska pokazano na rysunku 1.



Fot. 1. Fotografia stanowiska do badań nieniszczących

Kamera termowizyjna połączona jest z modulem sprzętowym oraz kartą akwizycji danych za pomocą protokołu *GigeVision 2.0*. Protokół ten pozwala na przechwytywanie obrazu z kamery w czasie rzeczywistym.

Do badań mających na celu wykrywanie defektów za pomocą lokalnych metod progowania użyto próbki wykonanej z poliwęglanu o wymiarach 110 x 110 mm. Na spodniej części próbki wywiercono dziewięć nieprzelotowych otworów. Defekty zlokalizowano na głębokościach: $z_1 = 3,56$ mm, $z_2 = 2,97$ mm, $z_3 = 2,10$ mm, $z_4 = 3,18$ mm, $z_5 = 2,35$ mm, $z_6 = 1,48$ mm, $z_7 = 2,66$ mm, $z_8 = 1,85$ mm, $z_9 = 0,83$ mm względem wierzchołka górnej strony próbki. Pomiary głębokości wykonano za pomocą głębokościomierza mikrometrycznego Mitutoyo Digimatic Depth No.329-250-10 o rozdzielczości 0,001 mm i dokładności $\pm 0,004$ mm. Wartość pasmowego współczynnika emisyjności lakieru pokrywającego próbkę testową oszacowano na $\varepsilon \approx 0,98$. Na rysunku 1 przedstawiono wymiary próbki oraz rozkład defektów utworzonych w próbce.



Rys. 1. Wymiary i rozkład defektów utworzonych w próbce

2.2. Metodyka badań eksperymentalnych

Celem badań przedstawionych w artykule było przetestowanie metod progowania lokalnego stosowanych w wykrywaniu defektów przy użyciu termografii aktywnej dla różnych faz procesu wymiany ciepła. Zarejestrowano fazy nagrzewania oraz stygnięcia badanej próbki. W badaniach zastosowano metodę długiego impulsu cieplnego [6]. Eksperymenty podzielono na dwa etapy.

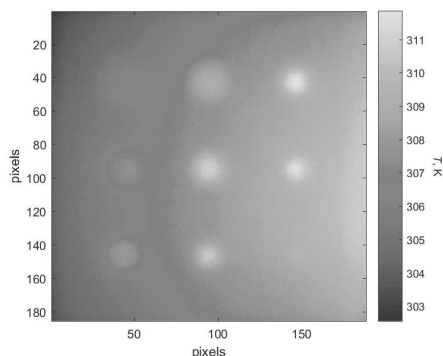
Pierwszy etap dotyczył nagrzewania próbki za pomocą jednej lampy. Podczas drugiego etapu próbkę nagrzewano dwoma lampami. W trakcie eksperymentu powierzchnię próbki nagrzewano impulsem cieplnym o mocy 250 W. Czas trwania impulsu wynosił 30 s. Do nagrzewania użyto lampy o mocy 250 W. Podczas trwania fazy nagrzewania oraz przez 30 s fazy stygnięcia zarejestrowano sekwencje termogramów powierzchni próbki. Częstotliwość próbkowania ustalono na 3 Hz.

Podobnie przeprowadzono drugą część badań. Powierzchnię próbki nagrzewano impulsem cieplnym o mocy 500 W dla takich samych parametrów rejestracji, jak w przypadku etapu pierwszego.

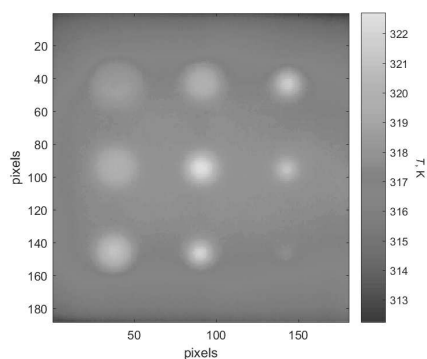
Parametry rejestracji sekwencji termogramów oraz źródła wymuszenia cieplnego dobrano w sposób eksperymentalny metodą prób i błędów, biorąc pod uwagę właściwości cieplne (dyfuzyjność cieplną) badanego materiału. W dalszych badaniach przeprowadzono analizę uzyskanych sekwencji, dobierając parametry metod progowania zarejestrowanych termogramów.

2.3. Wyniki badań eksperymentalnych

Na rysunkach 2, 3 zaprezentowano termogramy powierzchni próbki nagrzewanej za pomocą jednej lampy oraz dwóch lamp. Termogramy zarejestrowano w końcowej fazie stygnięcia $\tau = 58$ s.



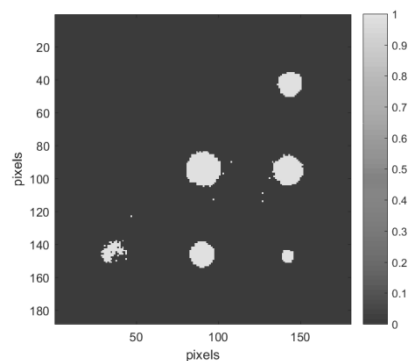
Rys. 2. Termogram powierzchni ($\tau = 58$ s, jedna lampa)



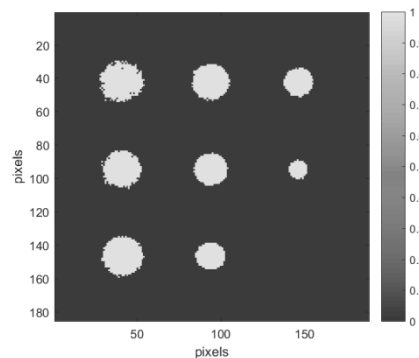
Rys. 3. Termogram powierzchni ($\tau = 58$ s, dwie lampy)

2.4. Wyniki przetwarzania sekwencji termogramów

Poniżej przedstawiono wyniki przetwarzania sekwencji termogramów zarejestrowanych w badaniach eksperymentalnych z zastosowaniem metod progowania lokalnego. Na rysunku 4 zaprezentowano wynik binaryzacji termogramu zarejestrowanego dla $\tau = 28$ s, natomiast na rysunku 5 przedstawiono wynik binaryzacji termogramu zarejestrowanego dla $\tau = 58$ s.



Rys. 4. Wynik binaryzacji termogramu ($\tau = 28$ s, metoda *Median*, $s = 0,5$, $N = (131 \times 131)$ pikseli, dwie lampy)



Rys. 5. Wynik binaryzacji termogramu ($\tau = 58$ s, metoda *Gaussian*, $s = 0,43$, $N = (31 \times 31)$ pikseli, jedna lampa)

Dla celów przetwarzania sekwencji termogramów określono mapę defektów odniesienia obejmującą rzeczywiste defekty. Mapa pozwoliła na klasyfikację błędów fałszywie pozytywnego w obrębie tła oraz fałszywie negatywnego w obrębie defektu. Względny błąd klasyfikacji w obszarze defektów określono następującym wzorem:

$$e_d = \frac{l_d}{N_d} \cdot 100\%, \quad (5)$$

gdzie: l_d – liczba niepoprawnie sklasyfikowanych pikseli w obszarze defektów; N_d – całkowita liczba pikseli w obszarze defektów. Względny błąd klasyfikacji w obszarze tła określono jako:

$$e_s = \frac{l_s}{N_s} \cdot 100\%, \quad (6)$$

gdzie: l_s – liczba niepoprawnie sklasyfikowanych pikseli w obszarze tła; N_s – całkowita liczba pikseli w obszarze tła.

3. WNIOSKI

Przedstawione wyniki przetwarzania sekwencji termogramów stanowią podstawę analizy efektywności wykrywania defektów z zastosowaniem termografii aktywnej i lokalnych metod progowania. Na podstawie badań eksperymentalnych z użyciem jednej lampy sformułowano następujące wnioski:

- Zmodyfikowana metoda *Bradley'a* wymaga dużych okien sąsiedztwa (101 x 101) pikseli co wpływa na wydłużenie czasu działania metody. W fazie stygnięcia uzyskano błąd

klasyfikacji w obszarze tła na poziomie 3,1 % a w obszarze defektu 36 %;

- W metodzie *Median* zaobserwowano konieczność korzystania z dużych okien sąsiedztwa. Przy małych oknach sąsiedztwa (31 x 31) pikseli metoda wykrywała defekty jedynie w niespełna 10 %. Zwiększenie okna sąsiedztwa do (71 x 71) pikseli spowodowało pojawienie się dokładniejszych wyników. Błąd klasyfikacji w obszarze tła w fazie nagrzewania wyniósł 7,8 %, jednak wciąż występowały błędy w obszarze defektów równe 90 %. W fazie stygnięcia błędy wynosiły 14 % w obszarze defektów oraz 1,2 % dla obszaru tła.

- Metoda *Gaussian* umożliwia szybkie obliczenia dzięki małemu oknu sąsiedztwa. Przy zastosowaniu tej metody zaobserwowano stosunkowo małe błędy klasyfikacji. W fazie nagrzewania zmierzono błędy klasyfikacji w obszarze defektu na poziomie 23 %, a w obszarze tła 2,0 %. W fazie stygnięcia błąd klasyfikacji w obszarze defektu wynosił 7,2 %, a w obszarze tła zaledwie 0,61 %. Dodatkowo zauważono, że wraz ze wzrostem czułości pomiarów wzrasta błąd klasyfikacji.

Na podstawie wyników badań dla eksperymentu z zastosowaniem dwóch lamp sformułowano następujące wnioski:

- Metoda *Median* jest metodą najwolniejszą z powodu wykorzystania dużych okien sąsiedztwa oraz charakteryzuje się większymi błędami klasyfikacji. Błędy klasyfikacji na poziomie 12 % w obrębie tła oraz 0,0 % w obrębie defektu dla próbki w fazie stygnięcia o czułości $s = 0,55$ oraz oknie sąsiedztwa $N = (91 \times 91)$ pikseli. Wyniki z próbki poddanej nagrzewaniu przedstawiają się następująco: błąd klasyfikacji w obszarze defektu wynosi 67 % a błąd w obszarze tła 6,0 %.

- Metoda *Gaussian* gwarantuje małe błędy klasyfikacji przy mniejszych oknach sąsiedztwa. Błąd klasyfikacji w obszarze tła wynosi 4,7 % w fazie stygnięcia oraz 53 % w fazie nagrzewania.

- Najmniejsze błędy klasyfikacji zaobserwowano przy zastosowaniu metody *Bradley'a* (błąd w obszarze tła na poziomie 0,49 % w fazie stygnięcia, a w obszarze defektu 5,6 %). W fazie nagrzewania próbki błąd klasyfikacji

w obszarze defektu wynosi 65 %, a w obszarze tła 5,8 %. Metoda ta jest jednak wolniejsza od metody *Gaussian* ze względu na większe okna sąsiedztwa.

Reasumując, najlepsze wyniki osiągnięto używając w badaniach eksperymentalnych dwóch jednakowych lamp. Spowodowało to znaczne zmniejszenie niejednorodności nagrzania w fazie stygnięcia. Analizując wyniki badań metodę *Gaussian* uznano jako metodę najszybszą. Natomiast modyfikacja metody *Bradley'a* okazała się najdokładniejsza w zastosowaniu do wykrywania defektów.

W proponowanej metodycy badań metody wykrywania defektów zostały przetestowane w trybie off-line. W dalszych badaniach planuje się zastosowanie opisywanych metod do wykrywania defektów w czasie rzeczywistym (on-line). Dzięki temu możliwa będzie bieżąca ocena efektywności wykrywania defektu z jednoczesną możliwością modyfikacji parametrów akwizycji i sterowania źródłami wymuszeń cieplnych.

4. BIBLIOGRAFIA

1. Pomiary termowizyjne w praktyce, praca zbiorowa pod red. H. Madury, wyd. PAK, Warszawa, 2004.
2. Maldague X. P.: Theory and Practice of Infrared Technology for Nondestructive Testing, John Wiley&Sons, Inc., New York, 2001.
3. Świdzki W., Szabra D., Wójcik J.: Nondestructive evaluation of aircraft components by thermography using different heat sources, QIRT, 2002, pp.79-83.
4. Dudzik S.: Application of the naive Bayes classifier to defect characterization using active thermography, Journal of Nondestructive Evaluation, (31) 4, 2012, pp. 383-392.
5. Bradley D., Roth G.: Adaptive Thresholding using the Integral Image, Journal of Graphics Tools. (12) 2, 2007, pp. 13-21.
6. Dudzik S.: Wyznaczanie głębokości defektów materiałowych z zastosowaniem aktywnej termografii dynamicznej i sztucznych sieci neuronowych, wyd. Politechnika Częstochowska, 2013, s.60-62.

APPLICATION OF LOCAL THRESHOLDING ALGORITHMS FOR DEFECT DETECTION USING ACTIVE THERMOGRAPHY

The paper presents the application of local thresholding methods for defect detection using active thermography. Experimental studies were performed involving the recording of the sequence of thermograms of the surface of the tested material sample. Experiments were conducted for two different thermal excitations and two phases of the heat transfer process (i.e. heating phase and cooling phase). The thermograms from sequences obtained in experimental studies were then binarized using local thresholding methods. Three following methods were employed: modified Bradley method, median method and Gaussian weighted mean method. To assess the accuracy of defect detection using the proposed algorithms, the criteria based on the concept of classification error in the defected and non-defected areas were applied. In this work it was found that the most accurate method is the modified Bradley method.

Keywords: active thermography, non-destructive testing, defect detection, local thresholding.

POMIAR TEMPERATURY ZŁĄCZA DIODY PÓŁPRZEWODNIKOWEJ NA PODSTAWIE TERMOGRAMU

Krzysztof DZIARSKI

Politechnika Poznańska, Wydział Elektryczny
tel.: 608 638 484 e-mail: krzysztof.j.dziarski@doctorate.put.poznan.pl

Streszczenie: W artykule przedstawiono związek pomiędzy zmierzoną termowizyjnie temperaturą obudowy ϑ_C i temperaturą złącza diody półprzewodnikowej zmierzoną za pomocą metody stykowej. Omówiono metodykę przeprowadzonych badań oraz skonstruowany układ pomiarowy. Zaprezentowano sposób, w jaki oszacowano temperaturę pracującego złącza diody półprzewodnikowej na podstawie charakterystyki wiążącej napięcie przewodzenia U_F i jego temperaturę ϑ_j . Przedstawiono dobór wartości współczynnika emisyjności ε zadawanego w kamerze termowizyjnej pozwalający uzyskać wystarczająco dokładny pomiar temperatury złącza.

Słowa kluczowe: szacowanie wartości temperatury, dioda krzemowa, półprzewodniki, termowizja.

1. WSTĘP

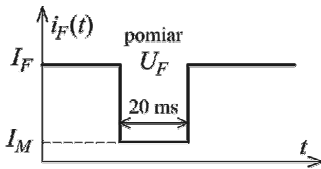
Problem pomiaru temperatury pracującego złącza diody półprzewodnikowej zauważono już kilka lat po wynalezieniu tranzystora. Od tego czasu przedstawiono rozwiązania tego problemu. Nie wszystkie jednak umożliwiają wykonanie pomiaru temperatury złącza diody umieszczonego w układzie docelowym, pracującego w rzeczywistych warunkach. Temperaturę złącza diody półprzewodnikowej można obliczyć na podstawie temperatury obudowy i odczytanej z karty katalogowej wartości rezystancji termicznej obudowy. Należy zauważyć, że zastosowanie tej metody wymaga wykonania pomiaru temperatury obudowy. Użycie metody stykowej polegającej na przyłożeniu czujnika temperatury bezpośrednio do obudowy może spowodować wystąpienie szeregu problemów. Jako najważniejsze z nich należy wymienić brak możliwości uzyskania odpowiedniego połączenia termicznego pomiędzy obudową i czujnikiem temperatury. Inny problem stanowią duże (w porównaniu z obudową) wymiary czujnika temperatury. Jego bezpośrednie przyłożenie do obudowy spowoduje zmianę wartości jej temperatury. Zmianie ulegną warunki pracy złącza, co w dalszej konsekwencji spowoduje zmianę jego temperatury [1-4]. Tych niedogodności można uniknąć stosując pomiar termowizyjny. W trakcie prowadzonych prac autor natknął się na problem oszacowania wartości temperatury złącza diody półprzewodnikowej umieszczonego w działającym układzie. Na skutek starcia numerów nie możliwe było zidentyfikowanie elementu – wartość rezystancji termicznej obudowy była nieznaną. Z tego powodu, mając na uwadze powyżej przedstawione problemy, zdecydowano się na

przeprowadzenie prac badawczych, których celem było poszukiwanie metody alternatywnej. Termowizyjnie zmierzoną temperaturę obudowy zestawiono z oszacowaną na podstawie napięcia przewodzenia temperaturą pracującego złącza krzemowej diody półprzewodnikowej. Jako poprawną przyjęto wartość oszacowaną na podstawie napięcia przewodzenia. W trakcie prowadzonych prac obserwowano górną część obudowy. Spodziewano się, że ten fragment obudowy cechuje najwyższa wartość współczynnika emisyjności oraz mniejsza (w porównaniu z częściami metalowymi) wartość współczynnika odbicia.

2. METODYKA PRZEPROWADZONYCH PRAC BADAWCZYCH

Jako parametr termo czuły wybrano wartość napięcia przewodzenia na złączu w kierunku przewodzenia U_F . Liniowa zależność wiążąca napięcie przewodzenia U_F z temperaturą złącza została już dokładnie opisaną w literaturze [5]. Należy zauważyć, że wartości współczynników funkcji $\vartheta_j = a \cdot U_F + b$, w której jako ϑ_j oznaczono temperaturę złącza są zależne są m.in. od prądu $i_F(t)$ dla którego wyznaczono charakterystykę $\vartheta_j = f(U_F)$. Przepływ prądu $i_F(t)$ przez złącze powoduje jego samonagrzewanie. Z tego powodu wiarygodne oszacowanie temperatury pracującego złącza za pomocą wyznaczonej charakterystyki $\vartheta_j = f(U_F)$ dla dowolnej wartości $i_F(t)$ nie jest możliwe. Dlatego pomiar napięcia U_F wykonywano dla odpowiednio dobranej wartości prądu przewodzenia $i_F(t) = I_M$. Przebieg czasowy prądu $i_F(t)$ wyjaśniający proces pomiaru przedstawiono na rysunku 1. Prace badawcze przeprowadzono w następujących etapach:

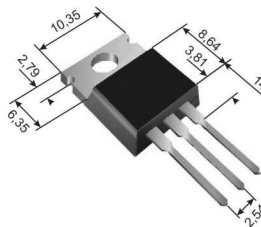
- wybór diod półprzewodnikowych,
- eksperymentalne wyznaczenie wartości prądu I_M (oddzielnie dla poszczególnych złączy),
- wyznaczenie charakterystyk $\vartheta_j = f(U_F, i_F(t) = I_M)$ (oddzielnie dla poszczególnych złączy),
- określenie napięcia przewodzenia U_F zgodnie z przyjętym sposobem pomiaru, następnie oszacowanie wartości temperatury ϑ_j złącza diody półprzewodnikowej,
- termowizyjny pomiar wartości temperatury ϑ_C na górnej powierzchni obudowy,
- zestawienie wyników pomiarów otrzymanych za pomocą obu metod.



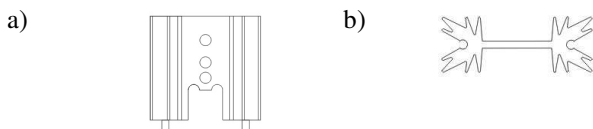
Rys. 1. Przebieg czasowy prądu $i_F(t)$ z oznaczoną fazą pomiaru napięcia przewodzenia U_F [zbiory własne]

3. PODSTAWOWE INFORMACJE O UŻYTYCH DIODACH

W trakcie planowania eksperymentu postanowiono, że zbadane zostaną złącza półprzewodnikowe diod powszechnie stosowanych we współczesnych układach elektronicznych. Chcąc, by uzyskane wyniki i wnioski z nich płynące były bardziej uniwersalne zdecydowano, że zostaną przebadane złącza zamknięte w często używanej przez producentów obudowie TO220 (rysunek 2). Pomimo, że w trakcie eksperymentu wykorzystywano diody podwójne (dwa złącza półprzewodnikowe w jednej obudowie) zdecydowano, że w badaniach zostanie wykorzystane tylko jedno z nich. Mając na uwadze powyższe założenia wybrano diody yg902c2 oraz FMEN210A. Diody były zamknięte w obudowach TO220 (dioda yg902c2) oraz TO220F (dioda FMEN210A). Układ połączeń złącz półprzewodnikowych jest identyczny (wspólna anoda). W celu zwiększenia maksymalnej wartości prądu I_F (oraz uzyskania sytuacji bliższej rzeczywistej) zdecydowano, że badane diody zostaną przymocowane do radiatorów o rezystancjach termicznych 12,6 K/W i 9,1 K/W (rys. 3). Pomędzy obudową diody i radiatorem umieszczano cienką warstwę silikonowej pasty termoprzewodzącej.



Rys. 2. Wymiary obudowy TO220 i TO220F



Rys. 3. Uproszczone widoki użytych radiatorów; a) dla ułożenia pionowego, b) dla ułożenia poziomego

Dane katalogowe diody (D1) yg902c2 :

- maksymalny ciągły prąd przewodzenia: 10 A,
- maksymalna temperatura złącza: 150°C.

Dane katalogowe diody (D2) FMEN 210A :

- maksymalny ciągły prąd przewodzenia: 10 A,
- maksymalna temperatura złącza: 150°C.

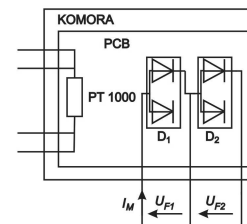
4. WYZNACZANIE PRĄDU I_M

W trakcie prowadzenia badań zdecydowano, że zależności $\vartheta_j = f(U_F)$ zostaną wyznaczone przy odpowiednio dobranej stałej wartości prądu $i_F(t) = I_M$. Decyzja ta spowodowała, że w przypadku każdego ze złącz należało dobrać indywidualną wartość natężenia prądu I_M . Zbyt duży

prąd spowodowałaby samonagrzewanie złącza. W efekcie przy pomocy uzyskanej charakterystyki oszacowano by wartość temperatury złącza z mniejszą dokładnością. Wyznaczanie zależności $\vartheta_j = f(U_F)$ przy zbyt małym prądzie $i_F(t)$ związane byłoby z wystąpieniem silnej nieliniowości uzyskanej charakterystyki a w dalszej konsekwencji błędne oszacowanie temperatury pracującego złącza półprzewodnikowego. W celu wyznaczenia poprawnej wartości natężenia prądu I_M zaproponowano następującą metodę. Obserwując diodę za pomocą kamery termowizyjnej zwiększano prąd $i_F(t)$ do największej wartości, dla której nie stwierdzono wzrostu temperatury powierzchni obudowy. Następnie obliczano jedną trzecią zmierzonej wartości. Obliczona wartość była indywidualną wartością natężenia prądu I_M dla danego złącza. W przypadku obu diod wartość ta była równa $I_M = 8$ mA. Założono, że wyznaczona wartość prądu I_M umożliwi wyznaczenie takich charakterystyk $\vartheta_j = f(U_F, i_F(t) = I_M)$, które pozwolą w wiarygodny sposób oszacować wartość temperatury ϑ_j złącza diody półprzewodnikowej.

5. WYZNACZANIE CHARAKTERYSTYK $U_F = f(\vartheta_j)$

W celu wyznaczenia charakterystyk $U_F = f(I_M)$ diody D1 oraz D2 umieszczono we wnętrzu komory klimatycznej. Wartość temperatury wnętrza komory mierzono za pomocą czujnika temperatury Pt1000 umieszczonego blisko diod. Źródło prądu I_M oraz mierniki zostały umieszczone poza komorą. Układ połączeń przedstawiono na rysunku 4.



Rys. 4. Zastosowany układ połączeń. D1 – dioda yg902gc, D2- dioda FMEN210A [zbiory własne]

Temperatura złącza półprzewodnikowego jest powiązana z temperaturą otoczenia za pomocą poniższego równania,

$$\vartheta_j = \vartheta_a + \kappa \cdot p \quad (1)$$

gdzie: ϑ_j – temperatura złącza, ϑ_a – temperatura wnętrza komory, κ - rezystancja termiczna, p – moc wydzielona w złączu.

Z uwagi na niską wartość natężenia prądu przepływającego przez złącze w trakcie procesu skalowania można przyjąć, że temperatura wnętrza komory była bliska temperaturze obudowy diod. Temperaturę obudowy zmieniano od 20°C (temperatura w laboratorium) do 150 °C (maksymalna temperatura złącza półprzewodnikowego diody yg902c2 zadeklarowana przez producenta) z krokiem równym 10°C. Nastawę komory zmieniano co pół godziny. Zaobserwowano, że po tym czasie napięcia przewodzenia U_F stabilizują się. Przed każdą zmianą nastawy komory wyznaczano napięcia przewodzenia złącz półprzewodnikowych. W efekcie uzyskano 15 punktów dla diody EN210A oraz 14 punktów dla diody yg902c2. Stwierdzono, że otrzymana liczba punktów jest

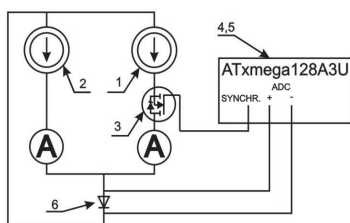
wystarczająca do przeprowadzenia aproksymacji charakterystyk $\vartheta_j = f(U_F, i_F(t)=I_M)$ z wystarczającą dokładnością. Otrzymane wyniki aproksymowano za pomocą funkcji liniowej $U_F = a \cdot \vartheta_j + b$. W tabeli 1 przedstawiono uzyskane współczynniki aproksymujące.

Tabela 1. Zestawienie współczynników aproksymujących równań $\vartheta_j = f(U_F, i_F(t)=I_M)$

Lp.	dioda	a [°C/V]	b [°C]
1	D1	-0,3882	207,17
2	D2	-0,5575	184,61

6. UKŁAD DO POMIARU TEMPERATURY ZŁĄCZA

W celu wiarygodnego oszacowania wartości temperatury pracującego złącza krzemowej diody półprzewodnikowej oraz wykonania termowizyjnego pomiaru temperatury obudowy konieczne było skonstruowanie układu pomiarowego. Schemat skonstruowanego układu pomiarowego przedstawiono na rysunku 5.



Rys. 5. Schemat skonstruowanego układu pomiarowego. 1 – źródło prądu I_M , 2 – źródło prądu I_F , 3 – klucz tranzystorowy, 4- źródło sygnału sterującego kluczem, 5- przetwornik ADC będący układem peryferyjnym mikrokontrolera ATxmega128A3U, 6 – obserwowana dioda.

Jednym z jego najważniejszych elementów była kamera termowizyjna Flir E50 wyposażoną w dodatkowy obiektyw Close 2x o następujących parametrach:

Tab. 2. Parametry kamery termowizyjnej i obiektywu [6,7]

Parametr	Kamera	Close 2x
zakres widmowy	7,5 μ m - 13 μ m	-
rozdzielczość	240 x 180	-
zakres mierzonej temperatury	-20°C do 120°C lub 0°C do 650°C	-
błąd graniczny pomiaru temperatury	$\pm 2^\circ\text{C}$ lub $\pm 2\%$ odczytu, co większe	-
FOV	25° x 19°	16 x 12 mm
minimalna ogniskowa	0,4 m	-
F	1,3	-
Focal lenght	-	37

Układ pomiarowy zawierał dwa regulowane źródła prądowe. Jedno z nich wymuszało przepływ prądu pomiarowego $I_M = 8$ mA, natomiast drugie źródło służyło do wymuszania prądu o wartości I_F . Zmianę prądu $i_F(t)$ płynącego przez złącze uzyskano poprzez użycie tranzystora MOSFET z kanałem typu P, którego praca była sterowana za pomocą impulsów generowanych przez mikrokontroler ATxmega128A3U. Napięcia przewodzenia $U_F(i_F(t)=I_M)$ badanych diod półprzewodnikowych mierzono za pomocą przetwornika ADC będącego układem peryferyjnym mikrokontrolera ATxmega128A3U. Dzięki przełączeniu

przetwornika w tryb single-ended uzyskano pełną 12-bitową rozdzielczość. W celu wyznaczenia wartości napięcia przewodzenia U_F wykonywano serię 300 pomiarów. Taka liczba pomiarów zajmowała większość czasu, w którym przez złącze przepływał prąd I_M . Zgromadzone wyniki pomiarów uśredniano. W celu usunięcia napięcia niezrównoważenia wejście drugiego kanału przetwornika ADC zostało na stałe połączone z masą. Wartość napięcia niezrównoważenia wyznaczano wykonując 300 pomiarów sygnału na wejściu tego kanału. Podobnie jak w przypadku poprzednich konwersji otrzymany wynik uśredniono. Wyznaczoną wartość napięcia niezrównoważenia odejmowano od wyznaczonej wartości napięcia przewodzenia. Zdecydowano się na użycie wewnętrznego źródła napięcia referencyjnego, którego wartość wynosi 1 V i w przypadku zmian wartości temperatury oraz napięcia zasilającego nie zmienia się więcej niż o 1%. Dobór takiej wartości napięcia referencyjnego powodował, że mierzone wartości U_F mieściły się w uzyskanym zakresie pomiarowym. Nie trzeba było ustawiać wzmocnienia. Dokonując kalibrację przetwornika zwiększono dokładność pomiaru.

7. WYZNACZANIE ZALEŻNOŚCI NAPIĘCIA PRZEWODZENIA OD TEMPERATURY ZŁĄCZA

W celu doboru współczynnika emisyjności ε , konieczne było poznanie funkcji $\varepsilon=f(\vartheta_j)$. Na podstawie wcześniejszych prac autora stwierdzono, że na skutek wzrostu temperatury złącza półprzewodnikowego wzrasta temperatura plastikowej części obudowy a obydwie wartości są ze sobą powiązane [6]. Należy zauważyć, że w wyniku przymocowania obudowy do radiatora jest to największa z dostępnych powierzchni obudowy. Dodatkowo obserwacja plastikowej części obudowy jest w praktyce łatwiejsza. Postanowiono przeprowadzić procedurę, którą stosuje się w przypadku okiem inspekcyjnych. Przyjmując jako wartość poprawną temperaturę złącza półprzewodnikowego wyznaczoną na podstawie napięcia przewodzenia dobierano wartość współczynnika ε tak, by wartość temperatury wskazana przez kamerę była możliwie najbliższa wyznaczonej temperaturze pracującego złącza. Temperaturę złącza badanej diody zadawano za pomocą prądu I_F (rys. 1, rys.2) zmienianej co około 0,4 A. Wyznaczono niepewność pomiaru metodą typu B. Przyjęto poziom ufności równy 0,99. W celu wyznaczenia niepewności przyjęto błąd graniczny pomiaru termowizyjnego z tabeli 2. Nie uwzględniono błędów wynikających z niepoprawnego doboru ε . Błąd graniczny pomiaru temperatury złącza $\Delta\vartheta_j$ został wyznaczony doświadczalnie i wynosił 0,7 °C. Graniczny błąd pomiaru przyjęto jako sumę błędów granicznych $\Delta\vartheta_c$ i $\Delta\vartheta_j$

$$\Delta\vartheta_g = \Delta\vartheta_c + \Delta\vartheta_j \quad (2)$$

Niepewność całkowita wyznaczono w następujący sposób:

$$U_C = U_B = \frac{\Delta\vartheta_g}{\sqrt{3}} \quad (3)$$

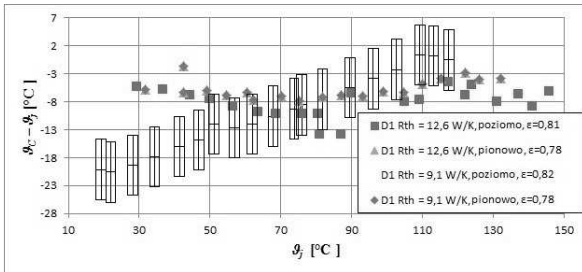
Zatem niepewność rozszerzona będzie wynosiła:

$$U_r = k(\alpha) \cdot \frac{\Delta\vartheta_g}{\sqrt{3}} \quad (4)$$

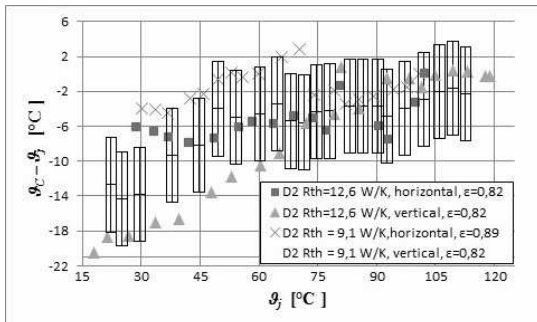
Przyjmując poziom ufności $\alpha=0,99$ uzyskano następujące wartości niepewności pomiaru temperatury złącza półprzewodnikowego. W zakresie $0^{\circ}\text{C} - 100^{\circ}\text{C}$ wartość niepewności wynosiła $U_r=5^{\circ}\text{C}$, natomiast w zakresie $100^{\circ}\text{C} - 150^{\circ}\text{C}$ wzrastała od $U_r=5^{\circ}\text{C}$ do $U_r=1\cdot 10^{\circ}\text{C}$.

8. POMIAR WARTOŚCI TEMPERATURY POWIERZCHNI OBUDOWY DIODY PRZY STAŁEJ WARTOŚCI ε

Znając zależność $\varepsilon = f(\vartheta_j)$ powtórzono obserwacje opisane w pkt. 6. Dobrano współczynnik emisyjności ε dla każdej z diod jako stałą wartość, którą najczęściej uzyskano dla temperatur złącza ϑ_j wyższych od 100°C . Wyznaczone wartości przedstawiono na rysunkach 6 i 7. Różnicę pomiędzy wyznaczoną wartością temperatury złącza ϑ_j i zmierzoną termowizyjnie ϑ_C wartością temperatury obudowy ϑ_C odniesiono do temperatury ϑ_j . Obserwacje powtórzono dla każdej z diod umieszczonej na obu radiatorach w obu orientacjach. Otrzymane wyniki przedstawiono na rysunkach 6 i 7.



Rys.6. Wykresy zależności $\vartheta_j - \vartheta_C = f(\vartheta_j)$ dla diody D1 (yg902c2)



Rys. 7. Wykresy zależności $\vartheta_j - \vartheta_C = f(\vartheta_j)$ dla diody D2 (FMEN210A)

TEMPERATURE MEASUREMENT OF DIODE JUNCTION DURING THEIR OPERATION BASED ON THERMOGRAM

When the temperature of the junction changes, characteristics of the semiconductor diode are changing too. Reliable measurement of junction's temperature during their operation is difficult. The contact method of the measurement can provide information about of the case's temperature. Good solution (omitting) these problems is indirect measurement of the junction's temperature by a thermography. In the article the result of comparison of values of junction's temperatures measured by the thermography and electrical method was based on measurement of forward voltage in a short period (20 ms) for the known $U_F = f(\vartheta_j)$ characteristic.

Keywords: Measurement of junction temperature, semiconductor diode, thermovision.

9. WNIOSKI KOŃCOWE

W przypadku obu diod umieszczonych na obu radiatorach w obu orientacjach maksymalna różnica $\vartheta_j - \vartheta_C$ w zakresie od 110°C do 150°C nie przekroczyła $\pm 8^{\circ}\text{C}$. Zaproponowana metoda może służyć do potwierdzenia wyników otrzymanych za pomocą metody wykorzystującej znajomość rezystancji termicznej obudowy. Może również służyć do potwierdzenia uzyskanych wyników oraz uzyskania informacji o temperaturze złącza w rzeczywistym układzie, w którym opływ powietrza wokół obudowy jest zaburzony przez obecność innych elementów. Zaproponowana metoda umożliwia również wyznaczenie temperatury złącza, gdy wartość rezystancji termicznej obudowy jest nieznaną.

10. BIBLIOGRAFIA

1. David L. Blackburn.: Temperature Measurements of Semiconductor Devices - A Review , Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium, 2004. Twentieth Annual IEEE.
2. Górecki K., Zarębski J.: Pomiar rezystancji termicznej tranzystorów mocy wykorzystaniem metod pirometrycznych, PAK 1/2013.
3. Avenas Y., Dupont L., and Khatir Z.: Temperature Measurement of Power Semiconductor Devices by Thermo-Sensitive Electrical, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 27, NO. 6, JUNE 2012
4. Dutta V.: JUNCTION TO CASE THERMAL RESISTANCE - STILL A MYTH?, Semiconductor Thermal and Temperature Measurement Symposium, 1988. SEMI-THERM IV., Fourth Annual IEEE
5. Hauser J.: Podstawy elektrotermii i techniki świetlnej, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 2006.
6. Dziarski K, Wiczyński G.: Termowizyjny pomiar temperatury złącza diody półprzewodnikowej, Poznań University of Technology Academic Journals, Issue 92, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 2017.

EPOKOWE ODKRYCIE ZWIĄZKU MIĘDZY ELEKTRYCZNOŚCIĄ I MAGNETYZMEM DOKONANE PRZEZ DUŃSKIEGO NAUKOWCA HANSA CHRISTIANA ØRSTEDA POCZĄTKIEM ELEKTROMAGNETYZMU

Aleksander GAŚIORSKI

Politechnika Częstochowska Wydział Elektryczny, Katedra Elektrotechniki
tel.: 34 3250-801, e-mail: alegg@el.pcz.czest.pl

Streszczenie: W pracy przedstawiono stan elektryczności i magnetyzmu po zbudowaniu stosu przez A. Volta, a przed epokowym odkryciem związku między elektrycznością a magnetyzmem dokonanego przez wybitnego Duńskiego naukowca, fizyka, chemika i filozofa Hansa Christiana Ørsteda w roku 1820. Przedstawiono sylwetkę odkrywcy jako wybitnej jednostki swojej epoki, przesiąkniętej ideami konstytucyjno-liberalnymi, podano różne aspekty działalności naukowej i społecznej oraz pokazano życie prywatne. Krótko omówiono działalność fizyków o niespotykanej dotychczas dynamice po odkryciu elektromagnetyzmu przez H. C. Ørsteda oraz powstanie licznych odkryć i teoretycznych prac naukowych dotyczących elektrodynamiki. Szczególną uwagę zwrócono na osiągnięcia A.M. Ampère'a i M. Faraday'a. W pracy przedstawiono również wpływ odkrycia Hansa Christiana Ørsteda na powstanie mierników elektromechanicznych.

Słowa kluczowe: elektryczność i magnetyzm, elektromagnetyzm, elektrodynamika, mierniki elektromechaniczne.

1. WSTĘP

Cztery wydarzenia stanowiły podstawę powstania początków praktycznej elektrotechniki. Były to: odkrycie stabilnego źródła stałego napięcia elektrycznego przez A. G. Volta (rys. 1) w 1800 roku, odkrycie w 1820 roku związku między elektrycznością a magnetyzmem przez H. C. Ørsteda, odkrycie przez A.-M. Ampère'a (rys.1) w latach 1820-1826 faktu, że magnetyzm jest wynikiem przepływu prądu elektrycznego a właściwości elektromagnesów należy tłumaczyć charakterem wirowym tego prądu i wreszcie występowanie zjawiska generacji energii elektrycznej przez ruch odpowiednio ukształtowanego przewodnika w polu magnesu odkrytego przez M. Faradaya (rys. 1) w 1831 roku. Wydarzyły się one zaledwie w ciągu 31 początkowych lat XIX wieku. Te kluczowe odkrycia, wykorzystane przez wielu ludzi nauki i jej miłośników, wniosły trudny do przecenienia wkład w rozwój działów fizyki i elektrotechniki: elektromagnetyzmu i elektrodynamiki.

Trzy z czterech wymienionych tu odkryć, są w literaturze krajowej dobrze opisane, natomiast przedstawienie faktów związanych z odkryciem, działalnością i życiem H. C. Ørsteda (rys.2.) było dotychczas pomijane, pomimo tego, że to właśnie zastosowanie jego odkrycia doprowadziło do powstania licznej grupy przyrządów pomiarowych, stosowanych w metrologii elektrycznej przez ostatnich 180 lat. Przyczyna tego braku,

po przeprowadzeniu przez autora tej publikacji badań historiograficznych wymagających dotarcia do rzadkich różnojęzycznych, dziewiętnastowiecznych publikacji naukowych, pochodzących z różnych źródeł, stała się oczywista. Dodatkowej weryfikacji wymagały dane biograficzne pochodzące z różnych źródeł. Niezbędna autorowi również była wiedza z zakresu fizyki, chemii, elektrotechniki, elektromagnetyzmu, elektrodynamiki oraz filozofii i to umocowana w wieku dziewiętnastym. Autor od lat zajmuje się historią elektryki osiemnastego i dziewiętnastego wieku, a zdobyta wcześniej wiedza pozwoliła mu na zrozumienie i opisanie zdarzeń z pierwszych kilkudziesięciu lat dziewiętnastego wieku.



Rys. 1. Od lewej portrety: A. G. Volta, A.-M. Ampère, M. Faraday.
Źródło: Wikipedia

W celu określenia danych biograficznych uczonych przedstawianych w tej pracy wykorzystano encyklopedię [1], potwierdzając uzyskane tam informacje w Internecie. Odkrycia dotyczące fizyki, elektryczności, magnetyzmu, elektromagnetyzmu oraz zdarzeń z nimi powiązanych podano na podstawie encyklopedii z 1830 roku [2] i książek [3, 4]. Do pokazania szerokiej działalności i życia Hansa Christiana Ørsteda wykorzystano książki [5, 6]. Jeżeli wyżej podana literatura nie wymieniała szczegółowych zdarzeń istotnych dla przedstawianej tu relacji, wówczas w tekście zostały podane pozycje literatury je uzupełniające.

2. BADANIE ELEKTRYCZNOŚCI I MAGNETYZMU PRZED ODKRYCIEM H. C. ØRSTEDA

Włoski fizyk, lekarz i fizjolog Luigi Galvani (1737-1798) w 1791 roku odkrył istnienie zjawisk elektrycznych w tkankach zwierzęcych. Odkrycie to zainspirowało włoskiego fizyka, fizjologa i konstruktora Alessandro Giuseppe Volta

(1745-1827) [7] do badań nad elektrycznością, co doprowadziło go pod koniec 1799 roku do zbudowania pierwszego źródła prądu elektrycznego – stosu Volty. Następnie w 1801 roku skonstruowano pierwszą baterię elektryczną, wykorzystując wiele ogniwi. Każde ogniwo było złożone z dwóch płytek: cynkowej i miedzianej zanurzonych w wodnym roztworze kwasu siarkowego. Główną cechą źródeł elektrycznych, wynalezionych przez Volta była ich ciągłość działania oraz prostota budowy z wykorzystaniem dostępnych materiałów. Już w roku 1801 francuski chemik Nicholas Gautherot (1753-1803) zauważył, że dwa druty połączone równolegle z końcami baterii elektrycznej i położone blisko siebie wzajemnie się przyciągają. Włoski polityk, filozof, prawnik, ekonomista i fizyk-amator Gian Domenico Romagnosi (1761-1835) z Trentu, w sierpniu 1802 roku wykonał eksperyment, który pokazał wpływ źródła galwanicznego na deklinację igły magnetycznej, a geneński chemik, profesor farmacji Josepha Mojon (1776-1837) w 1804 roku, po eksperymentach przeprowadzonych trzy lata wcześniej ogłosił, że stalowe igły magnesują się, jeżeli umieści się je w pętli zasilanej prądem ze źródła galwanicznego. Jednak obaj nie podali w sposób jasny związku przyczynowo-skutkowego między oddziaływaniami elektrycznymi i magnetycznymi. Dopiero artykuł [8] w pełni wyjaśnia odkrycie G. D. Romagnosi, a Giovanni Aldini (1762-1834) w swojej pracy wydanej w Paryżu [9] w dodatku na stronie 338 i następnych opisał wyniki eksperymentu J. Mojona. Należy podkreślić, że zarówno G. D. Romagnosi, jak i J. Mojon nigdy nie domagali się pierwszeństwa odkrycia w stosunku do H. C. Ørsteda. Wydaje się, że krótko po odkryciu stosu przez A. G. Volta świat nauki nie był przygotowany do uchwycenia i prawidłowego zinterpretowania znaczenia obserwacji G. D. Romagnosi i J. Mojona.

Chociaż w latach 1800-1820 zbadano wiele skutków fizycznych i ubocznych przejawów eksperymentów elektrycznych i elektrochemicznych, to jednak pominięto związku między prądem elektrycznym a działaniem magnetycznym. Wydaje się wprost niewiarygodne, że pomimo dwudziestu lat eksperymentowania oraz obserwacji nie udało się zbadać i przedstawić faktu tego związku w sposób jasny i precyzyjny. Dokonał tego w 1820 roku Hans Christian Ørsted.

3. ŻYCIE ORAZ DZIAŁALNOŚĆ NAUKOWA DUŃSKIEGO ODKRYWCY ELEKTROMAGNETYZMU HANSA CHRISTIANA ØRSTEDA

Hans Christian Ørsted urodził się 14 sierpnia 1777 roku w Rudkøbing, miasteczku na wyspie Langeland w Danii jako najstarszy syn farmaceuty Søren Christiana Ørsted i jego żony Karen Hermandsen. Miał pięciu braci i dwie siostry. Jego ojciec prowadził aptekę, a matka zajmowała się prowadzeniem domu. Dochody rodziny nie pozwalały na opłatę szkolną dla wszystkich. Kilkuletni Hans Christian oraz jego młodszy brat Anders Sandøe codziennie przychodzili do zaprzyjaźnionego niemieckiego perukarza i jego żony, u którego poznawali język niemiecki, a pastor z pobliskiego kościoła uczył ich łaciny. Żona perukarza uczyła ich czytać i pisać w języku duńskim, natomiast znajomy geodeta uczył rysunku i matematyki. W 1794 roku cała rodzina Ørsteda przeniosła się do Kopenhagi. Bracia Hans Christian i Anders Sandøe, mimo że nigdy nie chodzili do szkoły i mieli tylko „wychowanie domowe”, w wieku 17 lat po zdaniu egzaminów wstępnych z wyróżnieniem, wstąpili

na Królewski Uniwersytet w Kopenhadze. Hans Christian miał wątpliwości z wybraniem kierunku studiów, dlatego jednocześnie studiował chemię i farmację, fizykę, matematykę oraz astronomię. Anders Sandøe chciał zostać prawnikiem. Tutaj ich drogi naukowe rozeszły się. Mimo tego, obaj uczęszczali na bezpłatne wykłady z filozofii u Henrika Steffensa (1773-1845) w Kolegium Elers oraz brali prywatne lekcje u znakomitego duńskiego poety romantycznego i dramaturga Adama Gottloba Oehlschlägera (1779-1850). Hans Christian w trakcie studiów wiele czytał a jego zainteresowania szły w kierunku filozofii naturalnej, a prace profesora logiki i metafizyki na uniwersytecie Albrechta w Królewcu Immanuela Kanta (1724-1804) i prace z filozofii krytycznej miały fundamentalne znaczenie dla jego dalszego rozwoju naukowego. W roku 1797 H. C. Ørsted uzyskał licencjat z farmacji z wyróżnieniem, i w tym samym roku za esej „*Granice poezji i prozy*” otrzymał Złoty Medal Uniwersytetu. W 1799 r. za rozprawę „*Dissertatio de forma metaphysices elementaris naturae externae*” (*Dysertacja dotycząca formy metafizycznej elementów natury*), otrzymał doktorat z filozofii. Praca ta wskazała na zainteresowania autora dwoma obszarami: fizyką (elektrycznością i magnetyzmem) oraz chemią (przede wszystkim ściśłością gazów i cieczy). W roku 1800 w Kopenhaskiej Szkole Medycznej przyznano mu dyplom lekarski, a za przedstawiony esej o medycynie otrzymał nagrodę uniwersytecką. W tym czasie preferuje chemię, choć jego zainteresowania naukowe były wszechstronne i obejmowały również fizykę i filozofię. Nowy wiek zbiegł się z rozpoczęciem kariery zawodowej przez H. C. Ørsteda, zajmującego się chwilowo pomocą w prowadzeniu apteki w Kopenhadze. Po ogłoszeniu odkrycia stosu A. G. Volty natychmiast wykorzystał go do badania rozkładu chemicznego roztworów (elektrolizy) oraz wygłaszał publiczne wykłady na ten temat. W roku 1801 dokonał pomiarów siły elektromotorycznej stosu za pomocą zbudowanego przez siebie woltomierza elektrostatycznego. Po zdobyciu stypendium, planował odwiedzenie wybitnych naukowców na uniwersytetach w stolicach europejskich, jednak do tego potrzebuje stanowiska nauczyciela akademickiego. Wydawało mu się, że może otrzymać stanowisko profesora fizyki, nie obsadzone na Królewskim Uniwersytecie w Kopenhadze po śmierci profesora fizyki Arnolda Nicolasa Aasheima (1749-1800), ale jego starania skończyły się na uzyskaniu stanowiska asystenta Wydziału Lekarskiego. W roku 1801 H. C. Ørsted przerwał pracę i udał się w podróż po Niemczech, Francji i Holandii, aby uzupełnić swoją wiedzę naukową. Spędził sześć miesięcy w Berlinie, potem był we Freiburgu, Jenie i Monachium oraz w Paryżu, gdzie odwiedził École Polytechnique, co po latach zainspiruje go do stworzenia podobnej szkoły w Danii. Podczas swojej podróży prowadził wykłady, uczestniczył w wykładach oraz starał się o bezpośrednie kontakty i rozmowy z wielkimi umysłami epoki, co wpłynęło na jego działanie w przyszłości i na zmianę filozofii myślenia. Słuchał wykładów i spotykał się z filozofami: Friedrichem Wilhelmem Josephem von Schelling (1775-1854) oraz Johannem Gottliebem Fichtem (1762-1814), czołowymi przedstawicielami klasycznego idealizmu niemieckiego, filozofem Franzem Baader (1765-1841), niemieckim poetą, pisarzem, wydawcą i tłumaczem Johannem Ludwigiem Tieck (1773-1853), którzy zainspirowali Hansa Christiana do przemyśleń i urealnienia swojego filozoficznego myślenia. Spotkał również Benjamin Thompsona (1753-1814)

angielsko-amerykańskiego fizyka, badacza zagadnień z dziedziny termodynamiki oraz wynalazcy. W Getyndze przedstawiono go niemieckiemu fizykowi, urodzonego w Ziemiowicach na Dolnym Śląsku, Johannowi Wilhelmowi Ritterowi (1776-1810) który interesował się elektrochemią i elektrofizjologią. Ørsted, pod wpływem filozofii F. Schellinga, zwrócił uwagę na uniwersalne połączenie zjawisk i dostrzegał zgodnie z tą filozofią, że wszystko co wcześniej studiował jest wzajemnie powiązane i współzależne. Tak samo świat postrzegał J. Ritter [10]. Wprawdzie J. Ritter był postacią kontrowersyjną i błyskotliwym marzycielem ale miał mnóstwo pomysłów, które stymulowały (również w listach) myślenie H. C. Ørsteda aż do jego śmierci. Przed powrotem do Danii, zatrzymał się w Holandii, gdzie poznał holenderskiego lekarza, wynalazcę, naukowca i nauczyciela Martin van Marum (1750-1837), z nim przeprowadził kilka udanych eksperymentów elektrycznych. W roku 1803 w drodze powrotnej opublikował w Regensburgu „*Matériaux pour une chimie du XIXe siècle*” („*Materiały do chemii XIX wieku*”). Wrócił do Kopenhagi, gdzie był uważany raczej za filozofa niż za fizyka. Mimo tego, że katedra fizyki na królewskim uniwersytecie była nadal nie obsadzona władze uniwersytetu zaproponowały mu stanowisko prelegenta na trzy lata. Był tym głęboko rozczarowany.



Rys. 2. H. C. Ørsted i satelita Ørsted na duńskich znaczkach pocztowych. Źródło: Wikipedia

Ørsted kontynuował badania naukowe za pomocą własnej aparatury oraz prowadził demonstracje i publiczne wykłady na tematy: energii elektrycznej, galwanizmu, magnetyzmu, ciepła, spalania i światła. Wykłady te wkrótce stały się bardzo popularne, a wykładowca publikował wyniki swoich eksperymentów w naukowych czasopismach niemieckich i duńskich. W roku 1803 prowadził doświadczenia z baterią A. G. Volta i niezależnie od Humphry Bartholomew Davy (1778-1829) odkrył, że w tych ogniwach lepszy efekt daje zastosowanie roztworów kwasów niż soli. W 1806 roku został profesorem nadzwyczajnym („*extraordinarius*”) na Królewskim Uniwersytecie w Kopenhadze. Teraz jego prace naukowe dotyczą prądu elektrycznego i akustyki. Publikuje książki o charakterze technicznym w języku niemieckim i duńskim. Rozwija zorganizowane nauczanie i prowadzi badania metodyczne tworząc bardzo dobrze wyposażone laboratorium.

Kopenhaga znajdowała się z dala od europejskich centrów nauki, dlatego zdecydował się wiosną 1812 roku na podróż do Niemiec i Francji. Podczas pobytu w Niemczech spotyka fizyka Thomasa Johanna Seebecka (1770-1831) oraz filozofa niemieckiego Georga Wilhelma Friedricha Hegla (1770-1831). W Niemczech w 1812 roku publikuje esej „*Ansicht der chemischen Naturgesetze durch die*

neueren Entdeckungen gewonnen” (Realschule, Berlin 1812), który przyciąga uwagę światowej wspólnoty naukowej i zostaje rok później we Francji przetłumaczony i wydany w postaci pracy („*Badania tożsamości sił chemicznych i elektrycznych*”) [11]. Esej opisuje zależność między siłami chemicznymi i elektrycznymi, które miały stanowić teoretyczną podstawę dla jego przyszłych działań. Po powrocie do kraju, w dniu 17 maja 1814 roku H. C. Ørsted poślubił Inger Birgitte Ballum (1798-1875), córkę pastora, z którą miał trzech synów i cztery córki. W 1815 został mianowany sekretarzem Królewskiej Akademii Nauk i Literatury w Kopenhadze, którą funkcję zachował do śmierci. Król Danii Frederik VI mianował go także rycerzem Zakonu Dannebrog. W roku 1817 został mianowany profesorem zwyczajnym („*ordinarius*”) chemii Królewskiego Uniwersytetu w Kopenhadze. Prowadził badania ścisłości plynów i gazów. W 1818 roku król Danii Frederik VI powierzył mu misję inspekcyjną na wyspie Bornholm w związku z planowanymi w przyszłości poszukiwaniami górnictwymi. W 1819 roku, odkrył piperynę, alkaloid o ostrym smaku występujący we wierzchniej warstwie owoców czarnego pieprzu (*Piperis nigri*) [12].

H. C. Ørsted był jednym z niewielu badaczy szukających związków między zjawiskami. W dniu 15 lutego 1820 roku, jako profesor chemii na Królewskim Uniwersytecie w Kopenhadze, wygłosił wykład dla studentów z pokazem na temat elektryczności, galwanizmu i magnetyzmu, których wcześniej zapoznał z zasadami filozofii naturalnej. Na stole laboratoryjnym umieścił źródło A. G. Volta (baterię), drut mogący zamykać zaciski źródła oraz w pobliżu drutu mały kompas. W momencie, gdy uruchomił przepływ prądu przez drut igła kompasu wychyliła się nieznacznie ze swojego położenia. Kiedy przepływ prądu został przerwany, wówczas igła kompasu wróciła do pierwotnego położenia. Było to pierwsze eksperymentalne potwierdzenie związku między elektrycznością i magnetyzmem, którego tak niewielu tak długo poszukiwało. W lipcu 1820 r. H. C. Ørsted powtórzył eksperyment z użyciem mocniejszych baterii i dłuższej igły magnetycznej (rys. 3), dzięki czemu efekt wychylenia igły był dobrze widoczny. Siła działająca między igłą magnetyczną a drutem nie była skierowana wzdłuż prostej łączącej je, ale prostopadła do tej prostej. Zdziwienie H. C. Ørsteda wywołał również fakt, że jeżeli igłę magnetyczną kolicie przesuwano wokół drutu nigdy nie ustawiała się ona wzdłuż niego, lecz zawsze była skierowana stycznie do koła zataczanego wokół drutu i prostopadła do jego długości. H. C. Ørsted, przedstawiając generalnie błędną interpretację przeprowadzonego eksperymentu, dokonał jednak głębokiej refleksji nad wirowym charakterem zjawisk magnetycznych. Doświadczenie H. C. Ørsteda wykazało nie tylko związek między elektrycznością a magnetyzmem, ale także wirowy charakter pola magnetycznego, a to nie mieściło się w ramach znanych praw. Obawiając się nieufności świata oraz ośmieszania, w opublikowanym memoriale starannie wymienia wszystkich świadków prowadzonych doświadczeń, podając ich wykształcenie i naukowe zalety. Memoriał o tym doświadczeniu, mający cztery strony, H. C. Ørsted opublikował po łacinie 21 lipca 1820 roku pod tytułem „*Experimenta circa effectum conflictus electrici in acum magneticam*” („*Eksperymenty związane z konfliktem (wpływem) prądu elektrycznego na igłę magnetyczną*”) w Typis Schultzianis (Kopenhaga), a następnie rozesłał do znanych uniwersytetów, towarzystw naukowych oraz naukowców.



Rys. 3. Odkrycie elektromagnetyzmu przez H. C. Ørsteda, XX wieczna francuska reklama spożywcza. Źródło: Wikipedia

Publikacja ta została w świecie nauki uznana za sensację dużego kalibru, a chociaż autor nie próbował opisać elektromagnetyzmu za pomocą formuł matematycznych otworzyła nową epokę w historii fizyki i po doświadczalnym potwierdzeniu przez innych, nastąpiły gratulacje, wyróżnienia i nagrody. Podstawowe znaczenie odkrycia H. C. Ørsteda dla elektromagnetyzmu zostało szybko docenione i zapewniło mu miejsce wśród największych fizyków swego czasu. Po opublikowaniu swojego odkrycia H. C. Ørsted udał się w podróż po Europie przez Francję, Anglię, Niemcy i Norwegię, gdzie wszędzie był witany entuzjastycznie. Został wybrany do społeczności wielu towarzystwach naukowych w Europie, w roku 1820 Royal Society of London przyznał mu Medal Copley'a za wybitne osiągnięcia w dziedzinie nauk fizycznych, Institut de France (czyli francuska Akademia Nauk) przyznał mu nagrodę w wysokości 3000 złotych franków utworzoną przez Napoleona Bonaparte dla autorów największych odkryć w dziedzinie elektryczności. Dania uczciła go szlachectwem, nadaniem godności radcy stanu oraz wieloma nagrodami, które pozwoliły mu na niezależnienie się materialne. W 1821 roku H. C. Ørsted był jednym z pierwszych, który sugerował, że światło jest zjawiskiem elektromagnetycznym. W roku 1822 uzyskał królewską dotację i wyjechał na zagraniczną podróż w celu zakupu sprzętu naukowego dla laboratorium. Pojechał do Niemiec tam poznał wybitnego niemieckiego poetę Johanna Wolfganga von Goethe (1749-1832). Prowadził również badania eksperymentalne ścisłości i sprężystości cieczy, gazów oraz ciał stałych (termoelastyczność) z T. J. Seebeckiem. Zbudował piezometr czyli przyrząd do mierzenia ścisłości substancji (cieczy i gazów). Przeprowadzał badania akustyki, w szczególności próbował wykryć zjawiska elektryczne powstające w powietrzu. Następnie, w roku 1823, pojechał do Paryża, gdzie w Institut de France przedstawił swoje prace naukowe i niezależnie od Jean-Baptiste Josepha Fouriera (1768-1830) na nowo odkrył efekt termoelektryczny. Następnie popłynął do Anglii i Szkocji, gdzie interesował się tworzeniem stowarzyszeń naukowych, rozpowszechnianiem wiedzy oraz tworzeniem szkół technicznych. Po powrocie do Kopenhagi w roku 1824 założył stowarzyszenie, którego celem była popularyzacja osiągnięć nauki. W roku 1825 zajmował się chemią i dokonał pierwszej redukcji tlenku glinu w chlorek glinu, aby uzyskać aluminium w jego elementarnej formie.

W roku 1829 był inicjatorem założenia Szkoły Politechnicznej w Kopenhadze, gdzie inżynierowie mogli otrzymać naukowe podstawy wiedzy technicznej, znanej

dziś pod nazwą Technical University of Denmark (DTU). Opuścił stanowisko profesora uniwersytetu, aby objąć stanowisko profesora i dyrektora (rektora) politechniki, na którym pozostał do śmierci. Po owocnej współpracy z T. J. Seebeckiem, w 1830 roku opublikował pracę o termoelektryczności, w której został pokazany po raz pierwszy termoelement. W roku 1834 poznaje w Getyndze Carla Friedricha Gaussa (1777-1855) pracującego wówczas nad magnetyzmem.

Zgodnie z budzącymi się w Europie ideami konstytucyjno-liberalnymi, przyczynił się w 1835 roku do założenia stowarzyszenia „*Spółeczeństwo dla wolności prasy*”. Został przyjacielem i osobą wspierającą od roku 1835 publikacje prac znacznie młodszego od siebie duńskiego pisarza Hansa Christiana Andersena (1805-1875), zanim stał się on mistrzem bajek. W 1846 H. C. Ørsted odbył kolejną podróż po Europie, odwiedzając Niemcy, Francję i Anglię. Jego reputacja w świecie była ogromna, a podróż była prawdziwie triumfalna, spotyka się z najbardziej znanymi osobistościami ze świata polityki i nauki. Po powrocie do ojczyzny otrzymał w roku 1847 królewską nagrodę, najwyższy stopień Wielkiego Krzyża Orderu Dannebroga. W listopadzie 1850 roku, rząd Królestwa Danii ogłosił święto narodowe na cześć H. C. Ørsteda z okazji jubileuszu pięćdziesięciolecia Jego służby publicznej. Otrzymał uroczyste od rządu wiejską posiadłość pod Kopenhagą, która była poprzednio zamieszkiwana przez Jego dobrego znajomego, poetę i dramaturga duńskiego A. G. Oehlenschlägera.

Przez całe swoje naukowe życie Hans Christian Ørsted był wybitnym wykładawcą, badaczem oraz autorem wielu książek i artykułów, a jego miłość do filozofii i szerokie zainteresowania nauką doprowadziły do odkrycia wspólnych praw wiążących pokrewne zjawiska: elektrykę i magnetyzm. Podczas pracy, w pełni sił twórczych, gdy nic nie zapowiadało choroby, na początku marca 1851 roku dostał zapalenia płuc, a tydzień później dnia 9 marca 1851 roku w wieku 74 lat zmarł w Kopenhadze. W jego pogrzebie wzięły udział wszystkie najważniejsze osobistości publiczne i prywatne duńskiej stolicy. Odprowadzał go w nocy tłum liczący dwieście tysięcy osób, oświetlający drogę orszaku pochodniami, a orkiestry grały specjalnie skomponowane melodie żałobne. Spoczął na cmentarzu Assistens w Noerrebro, na przedmieściach Kopenhagi.

W 1935 roku na cześć H. C. Ørsteda, jednostkę natężenia pola magnetycznego (w układzie CGS) nazwano „*ersted*” (oznaczenie Oe). $1 [Oe] = 79,577 [A/m]$. Od roku 1936 „*American Association of Physics Teachers*” przyznaje Medal Ørsteda za osiągnięcia w zakresie dydaktyki fizyki. W dniu 23 lutego 1999 roku został wprowadzony na orbitę „*Ørsted*”, pierwszy duński sztuczny satelita Ziemi (rys. 2) przeznaczony do badań geofizycznych.

4. BADANIA I ROZWÓJ ELEKTROMAGNETYZMU PO ODKRYCIU H. C. ØRSTEDA

Kiedy informacje o odkryciu H.C. Ørsteda stwierdzające, że prąd elektryczny płynący w przewodzie może oddziaływać na położenie namagnesowanej igły dotarła do czołowych ludzi nauki oraz uniwersytetów, a następnie została sprawdzona, potwierdzona i zrozumiana przez eksperymentatorów, szybko pojawiły się liczne nowe odkrycia praktyczne, powstawały nowe teorie, nowe twierdzenia. Liczbę odkryć naukowych z zakresu fizyki

(elektryczności i magnetyzmu), które nastąpiły po odkryciu H. C. Ørsteda w drugiej połowie 1820 roku nie można porównać z żadnymi innymi w historii rozwoju całej fizyki. Rozwój elektrodynamiki zawdzięcza się badaniom fizyków takich jak André-Marie Ampère (1775-1836), który już w roku 1820 rozpoczął doświadczenia [13] i na podstawie których podjął próbę opracowania teorii łączącej zjawiska prądu elektrycznego z magnetyzmem [14]. Sformułował teoretyczne podstawy elektrodynamiki. Postawił hipotezę, że nawinięta drutem cewka z prądem powinna wykazywać takie same właściwości jak magnes stały, co wkrótce potwierdził na drodze doświadczalnej. Opisał matematycznie ilościowe zależności między zjawiskami elektrycznymi i magnetycznymi, a wyprowadzone wówczas formuły są stosowane do dziś. Michael Faraday (1791-1867) w roku 1831 odkrył zjawisko indukcji elektromagnetycznej, samoindukcji i zbudował pierwszy silnik elektryczny, wprowadził pojęcie linii sił pola i wysunął twierdzenie, że ładunki elektryczne wpływają na siebie za pomocą oddziaływania takiego pola [15]. Podane przez niego prawo ma podstawowe znaczenie w teorii elektromagnetyzmu, a podane zasady dotyczące indukcji magnetycznej mogły być wykorzystane do wytwarzania prądu elektrycznego, co sam wykazał budując pierwszą prądnicę. Dominique Francis Jean Arago (1786-1853) odkrył zjawisko „magnetyzmu obrotu”, które było w centrum uwagi ówczesnych fizyków aż do jego wyjaśnienia przez M. Faradaya w 1831 roku (po odkryciu indukcji magnetycznej). Jean-Baptiste Biot (1774-1862) i Félix Savart (1791-1841) już w 1820 roku podali prawo pozwalające określić w dowolnym punkcie przestrzeni indukcję elektromagnetyczną pola, której źródłem jest element przewodu z prądem. H. B. Davy, D.F.J. Arago i T. J. Seebeck około 1823 roku zauważyli, że ferromagnetyczne drobiny są przyciągane przez przewód z prądem. W roku 1825 William Sturgeon (1783-1850), a następnie H. B. Davy skonstruowali pierwsze elektromagnesy. T. J. Seebeck odkrył w 1821 roku zjawisko termoelektryczne, a zjawisko odwrotne odkrył w 1834 roku francuski fizyk Jean Charles Athanase Peltier (1785-1845). Regułę, określającą kierunek prądu indukowanego w przewodniku pod wpływem zmieniającego się pola magnetycznego, sformułował w roku 1833, Heinrich Friedrich Emil Lenz (1804-1865). W roku 1837 Georg Simon Ohm (1789-1854) podał związek zachodzący pomiędzy napięciem i natężeniem prądu elektrycznego. James Prescott Joule (1818-1889) w 1840 roku odkrył prawo przemiany prądu elektrycznego na ciepło. W roku 1842 to samo zjawisko niezależnie zaobserwował H. F. E. Lenz. Gustav Robert Kirchhoff (1824-1887) w latach 1845-1848 był twórcą praw przepływu prądu w obwodach elektrycznych.

5. WPŁYW ODKRYĆ H. C. ØRSTEDA I INNYCH FIZYKÓW NA KONSTRUKCJE ELEKTROMECHANICZNYCH PRZYRZĄDÓW POMIAROWYCH

Do roku 1820 fizycy badający zjawiska magnetyczne i elektryczne mieli do dyspozycji własne zmysły (językiem sprawdzano działanie baterii) oraz wskaźniki jakościowe, czyli, takie jak: elektroskopy, igły magnetyczne, iskrowniki, urządzenia do elektrolizy wody, a nawet udka żab. Te niezbyt skomplikowane wskaźniki stanowiły podstawowe wyposażenie każdego ówczesnego laboratorium. Rozwój technik pomiaru prądów i napięć oraz innych przejawów energii elektromagnetycznej nastąpił bezpośrednio po odkryciu elektromagnetyzmu przez Hansa Christiana

Ørsteda i trwał przez prawie półtora wieku. Pierwszą osobą, która znalazła praktyczne zastosowanie tego odkrycia był niemiecki chemik, fizyk, profesor matematyki Johann Salomo Christoph Schweigger (1779-1857), który publicznie pokazał w dniu 6 września 1820 roku na Uniwersytecie Marcina Lutra w Halle-Wittenbergu zbudowany przez siebie instrument do pomiaru prądów, tzw. „multiplikator” (mnożnik) w postaci owiniętego kilkoma zwojami izolowanego drutu kompasu wyskalowanego w stopniach. J. Schweigger zauważył, że wychylenie igły podawane w stopniach jest uzależnione nie tylko od wartości płynącego prądu ale również od liczby nawiniętych zwojów. T. J. Seebeck w 1821 roku doszedł do wniosku, że wychylenie igły kompasu w multiplikatorze nie zależy bezpośrednio od liczby zwojów, ponieważ zwiększając liczbę zwojów zwiększano również rezystancję drutu, a przy stałych parametrach źródła zmniejszało to również natężenie płynącego prądu. Należy dodać, że niemiecki fizyk, profesor uniwersytetu w Berlinie Johann Christian Poggendorff (1796-1877) opracował urządzenie, w którym spiralna cewka została umieszczona pionowo w stosunku do płaszczyzny igły magnetycznej. Uzyskane za jego pomocą wyniki opublikował jeszcze przed publicznym pokazem Schweiggera, chociaż instrument ten został wymyślony wcześniej niż urządzenie Poggendorffa. Były to przyrządy elektromagnetyczne, działanie których oparte było na odchyłaniu się igły magnetycznej od położenia narzuconego przez kierunek pola magnetycznego ziemskiego pod wpływem cewki z prądem. Oba przyrządy nazywano „galwanometrami”, biorąc to określenie od nazwiska L. Galwaniego. Włoski fizyk Leopoldo Nobili (1784-1835), zbudował kilka typów czułych galwanometrów, niezbędnych między innymi do badań prądów bioelektrycznych. Dopiero w roku 1879 angielski fizyk i inżynier elektryk William Edward Ayrton (1847-1908) zastąpił pole ziemskie przez pole magnesu trwałego zaopatrując miernik we wskazówkę i podziałkę wyskalowaną w jednostkach. Mała czułość oraz duża wrażliwość na obce pola magnetyczne wpłynęły na szybkie zastąpienie tych mierników przez znacznie droższe mierniki magnetoelektryczne o ruchomej cewce, przez którą przepływał prąd umieszczonej w polu magnesu stałego.

Prace wielu wczesnych wynalazców były impulsem dla konstruktorów pomiarowych przyrządów wskazówkowych elektromechanicznych, uważanych dziś za klasyczne. W poszukiwaniu właściwego rozwiązania konstruktorzy mierników oparli się na zasadach elektromagnetyzmu, stąd pochodzi ich nazwa „mierniki elektromagnetyczne”. Zasada działania ustroju takiego miernika polega na oddziaływaniu pola magnetycznego cewki stałej, przewodzącej prąd, na ruchomy rdzeń ferromagnetyczny. Pobór mocy mierników magnetoelektrycznych jest znacznie większy niż mierników magnetoelektrycznych. Ilorazowe mierniki elektromagnetyczne mają dwa magnesy z ferromagnetyka osadzone trwale na jednej osi i wciągane do wnętrza cewek, a wskazania logometru zależne są od stosunku prądu w obu cewkach. Zasada działania ustroju elektrodynamicznego polega na wykorzystaniu wzajemnego oddziaływania dynamicznego dwóch przewodów z prądem. W praktycznym wykonaniu przewody zastąpione są cewkami: ruchomą i nieruchomą. Pod działaniem sił dynamicznych cewka ruchoma obraca się dookoła swej osi i dąży do zajęcia takiego położenia, przy którym kierunek jej własnego pola magnetycznego będzie zgodny z kierunkiem pola magnetycznego cewki nieruchomej. Mierniki elektrodynamiczne ilorazowe złożone są z dwóch

skrzyżowanych cewek znajdujących się na wspólnej osi umieszczonych w polu magnetycznym cewki nieruchomej. Prądy w cewkach ruchomych wpływają na wychylenie miernika. Wprowadzenie stali do obwodu magnetycznego ustroju elektrodynamicznego znacznie powiększa strumień magnetyczny cewek a więc powiększa moment napędowy bez zwiększenia poboru mocy ustroju. Zasada działania miernika indukcyjnego polega na oddziaływaniu zmiennych strumieni magnetycznych na prądy indukowane przez te strumienie w organie ruchomym miernika (np. tarczy aluminiowej), indukowane prądy mają charakter prądów wirowych. Mierniki indukcyjne jednostrumieniowe prądu zmiennego mają część nieruchomą ustroju w postaci rdzenia w kształcie pętli z nawiniętą cewką. W szczeliny pętli znajduje się tarcza aluminiowa, będąca organem ruchomym. Dodatkowy magnes trwały, w którego szczeliny obraca się ta tarcza, nie dopuszcza do jej rozbiegania się, hamując ją. Ustroje cieplne (elektrotermiczne) działają wykorzystując prawo Joule'a pozwalające na ilościowe oszacowanie mocy cieplnej wytwarzanej na skutek przepływu prądu przez przewód, na mechaniczne oddziaływanie elementu wskaźnikowego. Ustrój elektrostatyczny, o minimalnym poborze mocy, wykonywany był jako dwupłytkowy kondensator o jednej płytce ruchomej, do której przymocowywano wskaźnik.

Stworzono wiele rozwiązań konstrukcyjnych mierników elektromechanicznych produkowanych przez dużą liczbę firm produkcyjnych. Dziś mierniki te można zobaczyć w gablotach muzealnych, gdzie pokazują przemysłowość działań ludzi: fizyki i techniki XIX i XX wieku w zakresie zastosowania elektrodynamiki i wykorzystania elektromagnetyzmu odkrytego przez H. C. Ørsteda.

BIBLIOGRAFIA

1. Wielka Encyklopedia PWN, 30 tomów + 1 tom suplementu, (redaktor naczelny Jan Wojnowski), Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa 2001–2005.
2. Edinburgh Encyclopaedia 1830, ed. David Brewster, volume XVIII (Screw - Zurich Machine), hasło: Thermo-Electricity, autor hasła H. C. Ørsted, pp. 573-589.
3. Whittaker, E. T.: A history of the theories of aether and electricity: Pt.1 The classical theories, Revised and

- enlarged ed., Thomas Nelson and Son, London 1951, pages 429.
4. Wróblewski A. K.: Historia fizyki, od czasów najdawniejszych do współczesności, Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa 2006, stron 620, ISBN 83-01-14635-4.
 5. Christensen, D. C.: Hans Christian Ørsted, Oxford University Press, Oxford 2013, 768 pages, ISBN 978-0-19-966926-4.
 6. Dibner B.: Oersted and the Discovery of Electromagnetism, History of Science, Blaisdell Publishing Company/A Division of Random House, New York-London 1962, 85 pages.
 7. Pancaldi G.: Volta: Science and culture in the age of enlightenment, Princeton University Press, 2003, 381 pages, ISBN 9780691096858.
 8. Stringari S., Wilson R. R.: Romagnosi and the discovery of electromagnetism, Rendiconti Lincei. Scienze Fisiche e Naturali, Volume 11, Issue 2, June 2000, pp. 115–136.
 9. Aldini J.: Essai théorique et expérimental sur le galvanisme, avec une série d'expériences faites devant des commissaires de l'Institut national de France, et en divers amphithéâtres anatomiques de Londres, Fournier Fils, Paris 1804, pp. 350+5 pl.
 10. Christensen D.C.: Ørsted-Ritter Partnership and the Birth of Romantic Natural Philosophy, Annals of Science, 52(3), 1995, pp. 153–185.
 11. Oersted H. C.: Recherches sur l'identité des forces chimiques et électrique, J. G. Dentu, Paris 1813, pp. 280.
 12. Ørsted H. C.: Ueber das Piperidin, ein neues Pflanzenalkaloid, Journal für Chemie und Physik, 29 (1), 1820, p. 80–82.
 13. Ampère A. M., Mémoires sur l'électromagnétisme et l'électrodynamique, Paris 1822, pp.112, reprint: Gauthier-Villars et cie, Paris 1921.
 14. Ampère A. M.: Théorie (mathématique) des phénomènes électrodynamiques, uniquement déduite de l'expérience, Méquignon-Marvis, Paris 1826, pp. 226.
 15. Faraday M.: Experimental Researches in Electricity, R. & J. Taylor (vols. I, II), R. Taylor & W. Francis (vol. III), London 1839, 1844, 1855.

AN EPOCH-MAKING DISCOVERY OF THE RELATIONSHIP BETWEEN ELECTRICITY AND MAGNETISM MADE BY DANISH SCIENTIST HANS CHRISTIAN ØRSTED AS THE BEGINNING OF ELECTROMAGNETISM

The paper presents the state of electricity and magnetism after the construction of the pile by Italian A. Volta and before the epochal discovery of the relationship between them made by the outstanding Danish scientist, physicist, chemist and philosopher Hans Christian Ørsted in 1820. His figure was presented as an outstanding individual of his era, saturated with constitutional ideas - liberal, various aspects of scientific and social activity were given and private life shown. The activity of physicists of unprecedented dynamics after the discovery of electromagnetism by H. C. Ørsted and the creation of numerous discoveries and theoretical scientific papers on electrodynamics were briefly discussed. Particular attention has been paid to the achievements of Frenchman A.-M. Ampere and the Englishman M. Faraday. The paper also presents the impact of the discovery of Hans Christian Ørsted on the creation of electromechanical meters.

Keywords: electricity and magnetism, electromagnetism, electrodynamics, electromechanical meters.

OKREŚLENIE PARAMETRÓW RUCHU POJAZDU NA PODSTAWIE RÓŻNYCH METOD PRZETWARZANIA SYGNAŁÓW PRZYSPIESZENIA

Józef GROMBA, Sylwester SOBIERAJ, Grzegorz SIEKLUCKI, Andrzej BIENIŃ

1. AGH w Krakowie, Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Inżynierii Biomedycznej
tel.:799-252-469 e-mail:jozefgromba@gmail.com
2. AGH w Krakowie, Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Inżynierii Biomedycznej
tel.:793-922-505 e-mail:sobieraj2@gmail.com
3. AGH w Krakowie, Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Inżynierii Biomedycznej
tel.:607-280-696 e-mail:sieklo@agh.edu.pl
4. AGH w Krakowie, Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Inżynierii Biomedycznej
tel.:502-657-962 e-mail:abien@agh.edu.pl

Streszczenie: Celem pracy jest zaprezentowanie sprawdzenia poprawności tezy, czy możliwe jest określenie wartości chwilowych mocy pojazdu pod kątem ich wykorzystania do wyznaczenia charakterystyki mechanicznej silnika spalinowego, elektrycznego lub napędu hybrydowego, podczas eksperymentów ruchowych pojazdu. Artykuł poświęcony jest różnym sposobom przetwarzania danych pomiarowych, uzyskanych z akcelerometru 3D w trakcie ruchu pojazdu.

Słowa kluczowe: akcelerometr, dynamika ruchu, moc, przyspieszenie, prędkość pojazdu, rejestracja ruchu pojazdów.

1. WPROWADZENIE

Motoryzacja jest obecnie jedną z najbardziej rozwiniętych gałęzi przemysłu, ponieważ szybki rozwój technologiczny pozwolił na budowę zróżnicowanych, wysokowydajnych jednostek napędowych: spalinowych, hybrydowych, elektrycznych oraz na zastosowanie różnego rodzaju rozwiązań technologicznych mających na celu zwiększenie bezpieczeństwa i komfortu podróżujących oraz zwiększenie wydajności pojazdów. Niektóre z systemów wspomagających kierowcę (np. ESP, ASR) mogą powodować powstawanie problemów podczas próby określenia parametrów silnika pojazdu. Obecnie budowane są specjalistyczne, a co za tym idzie kosztowne hamownie, wykorzystujące możliwie najnowsze technologie. Ich zadaniem jest umożliwienie przeprowadzenia szczegółowej analizy ruchu pojazdu, przyspieszenia, wyznaczenia charakterystyk statycznych oraz dynamicznych silnika.

Niniejsza praca ma na celu przedstawienie możliwości wykorzystania powszechnie stosowanych akcelerometrów do pomiarów parametrów układu napędowego pojazdów. Akcelerometry są obecnie umieszczane w większości z dostępnych na rynku smartphonach, co poprawia ich walory użytkowe. Ich główną zaletą są bardzo dobre parametry oraz łatwość wykorzystania do pomiarów przyspieszeń pojazdu.

W dalszej części pracy opisano pomiar przyspieszenia pojazdu oraz wykorzystanie różnych metod filtracji i aproksymacji uzyskanych pomiarów do oceny

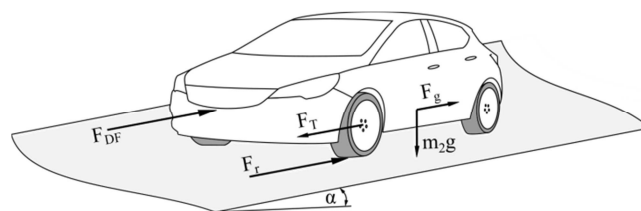
i wyznaczenia parametrów ruchu pojazdu. Omówiono także budowę uogólnionego modelu, przeznaczonego do analizy i optymalizacji parametrów energetycznych pojazdów.

2. RUCH PROSTOLINIOWY POJAZDU I OPORY ODDZIAŁUJĄCE NA POJAZD

Jako podstawę rozważań przyjmuje się płaski układ sił, które oddziałują na samochód poruszający się ruchem prostoliniowym. Ruch ten możemy dodatkowo podzielić na ruch jednostajny (ze stałą prędkością) oraz ruch zmienny (prędkość zmienna w czasie) rozpatrywany w dalszych rozważaniach. Podstawowy kierunek prostoliniowego ruchu pojazdu określa oś wzłużna pojazdu, która na ogół jest równoległa do powierzchni podłoża [1, 2].

Na poruszający się samochód oddziałuje szereg sił, które mogą powodować boczne przemieszczenia pojazdu, poślizg kół napędowych, bądź galopowanie wzłużne, a co za tym idzie zaburzenia w ruchu prostoliniowym pojazdu [1].

Najistotniejsze siły oddziałujące na poruszający się pojazd przedstawiono na rysunku 1.



Rys. 1. Siły oddziałujące na pojazd

Należą do nich:

Siła trakcyjna pojazdu:

$$F_T = (M_e(\omega_m) - \Delta M) \frac{2i}{d_w} \quad (2)$$

gdzie: ΔM – moment wprawiający w ruch przekładnię, i – przełożenie przekładni mechanicznej, d_w – średnica koła,

ω_m – prędkość obrotowa silnika, M_e – moment obrotowy silnika.

Siła związana z całkowitymi oporami tarcia, które zostały wyznaczone jako sumaryczny opór wszystkich kół:

$$F_r = f_r m_2 g, \quad f_r = f_0 \left(1 + \frac{v}{161}\right) \quad (3)$$

gdzie: v – prędkość pojazdu wyrażona w km/h, f_0 – współczynnik tarcia związany z rodzajem podłoża.

Siła związana z oporem aerodynamicznym:

$$F_{DF} = \frac{1}{2} \rho C_d A (v - v_w)^2 \quad (4)$$

gdzie: v_w – prędkość wiatru, C_d – współczynnik oporów powietrza, A – powierzchnia czołowa pojazdu, ρ – gęstość powietrza ($\rho = 1,225 \text{ kg/m}^3$).

Siła grawitacji w której uwzględniono kąt nachylenia terenu:

$$F_g = m_2 g \sin(\alpha) \quad (5)$$

gdzie: m_2 – masa pojazdu wyrażona w kg, g – przyspieszenie ziemskie w m/s^2 , $\sin(\alpha)$ – kąt nachylenia terenu.

Należy podkreślić, że przedstawione powyżej siły i opory związane z ruchem pojazdu zostały przeniesione na koła pojazdu.

Stosując do powyższych równań drugą zasadę dynamiki Newtona otrzymuje się równanie ruchu pojazdu [6]:

$$m \frac{dv(t)}{dt} = F_T(t) - \underbrace{(F_{DF}(t) - F_r(t) - F_g(t))}_{F'(t)} \quad (6)$$

które stanowi podstawę do dalszych rozważań. Dla uproszczenia rozważań pominięto poślizg, który występuje podczas toczenia się kół. Uproszczenie to jest dopuszczalne w przypadku prezentowanej analizy ruchu bryły pojazdu.

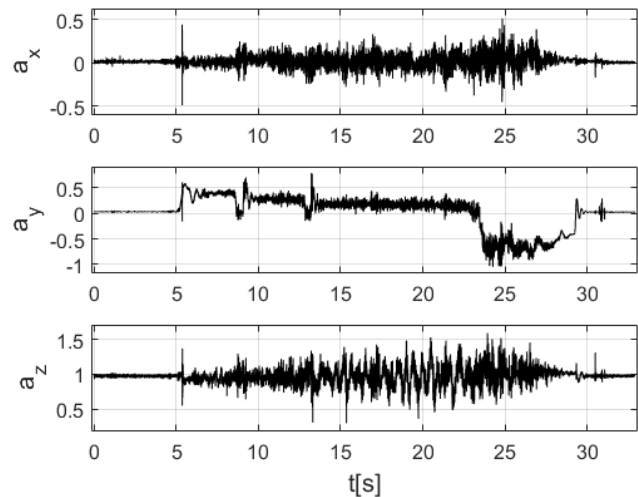
3. POMIAR Z WYKORZYSTANIEM TRÓJOSIOWEGO AKCELEROMETRU

Do przeprowadzenia pomiarów przyspieszeń pojazdu wykorzystano telefon Sony Xperia Z1 Compact, który wyposażony jest w akcelerometr firmy BOSCH. Jego istotne parametry to: częstotliwość próbkowania na poziomie 200 Hz, zakres pomiaru od $-2g$ do $2g$ oraz 12 bitowy przetwornik analogowo-cyfrowy.

W celu poprawnego określenia parametrów ruchu pojazdu, przed przystąpieniem do pomiarów przeprowadzono kalibrację urządzenia, w której jako wzorzec przyjęto przyspieszenie ziemskie $g = 9,81 \text{ m/s}^2$. Płaszczyzną niezbędną do poprawnej kalibracji urządzenia była płaska, wypoziomowana powierzchnia na której umieszczono smartphona, a następnie wyznaczono błędy pomiaru przyspieszeń, którym był poddawany [4].

Dla celów pomiarowych, opisany smartphonem umieszczono w pojeździe i skierowano osią Y wzdłużnie do kierunku jazdy [5]. Pomiaru zostały przeprowadzone w bezwietrzny dzień na zamkniętej, pokrytej nawierzchnią bitumiczną drodze o kącie nachylenia 0° . Badanym

obiektem był samochód BMW e30 318is. W celu określenia maksymalnej mocy pojazdu, samochód był rozpędzany z maksymalnym dostępnym momentem do prędkości dopuszczalnej na trzecim biegu. Na rysunku 2 przedstawiono przebiegi przyspieszeń w trzech osiach pojazdu. Charakteryzują się one znaczną ilością zakłóceń sygnału. Związane jest to między innymi z drganiami przenoszonymi się z układu napędowego pojazdu oraz nierównością nawierzchni.



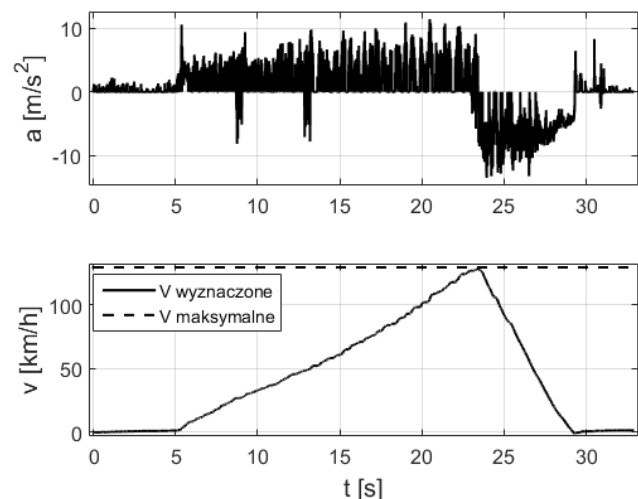
Rys. 2. Pomiar przyspieszeń pojazdu

4. PRZETWARZANIE DANYCH POMIAROWYCH

Uzyskane wyniki pomiaru przyspieszeń pojazdu (rys. 2) pozwoliły na wyznaczenie prędkości rzeczywistej samochodu. Do tego celu wykorzystano metodę trapezów (brak filtracji sygnału) z uwzględnieniem zmiennego kroku próbkowania [6]. Ze względu na występujące w sygnale szumy o znacznych amplitudach, do analizy przyspieszenia i prędkości pojazdu wzięto pod uwagę osie Y oraz Z akcelerometru, a wypadkowe przyspieszenie w ruchu prostoliniowym określono jako [4]:

$$a_s = \sqrt{a_z^2 + a_y^2} \quad (7)$$

zaś uzyskane wyniki zostały przedstawione na poniższym rysunku.

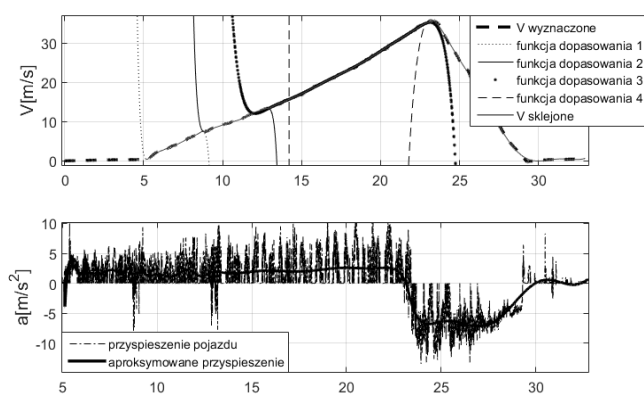


Rys. 3. Przebiegi wypadkowego przyspieszenia i prędkości pojazdu

Z uwagi na fakt, że sygnał przyspieszenia a nie był poddany filtracji na jego przebiegu widoczne są duże wartości szumów. Natomiast wyznaczona prędkość samochodu (rys. 3) w swoim maksimum osiąga wartość 128,3 km/h i praktycznie pokrywa się z maksymalną rzeczywistą prędkością, którą może osiągnąć pojazd na trzecim biegu. Wartość maksymalną prędkości rzeczywistej pojazdu obliczono na podstawie znajomości maksymalnej prędkości obrotowej silnika, całkowitego przełożenia układu napędowego oraz średnicy kół samochodu.

4.1. Przyspieszenie i prędkość pojazdu – aproksymacja funkcjami sklejanymi

Przy braku filtracji, wypadkowy sygnał przyspieszenia a_s pojazdu uniemożliwia dalszą rzetelną analizę parametrów ruchu pojazdu ze względu na szereg występujących zakłóceń (rys. 3). Aby tego uniknąć, wykorzystano aproksymację sygnału funkcjami sklejanymi. Jako podstawę do tej aproksymacji wykorzystano prędkość rzeczywistą pojazdu uzyskaną po scałkowaniu wypadkowej sumy przyspieszeń (7) metodą trapezów.



Rys. 4. Przebiegi prędkości i wypadkowej sumy przyspieszeń pojazdu przed i po aproksymacji funkcjami sklejanymi

Po przeprowadzeniu serii prób i obliczeń do aproksymacji funkcjami sklejanymi wykorzystano wielomiany 9-tego rzędu oraz zastosowano cztery funkcje dopasowujące, których punktami sklejen są w tym przypadku największe zmiany pochodnej przebiegu prędkości (rys. 4). W wyniku przeprowadzonych obliczeń otrzymano zaproksymowany, odfiltrowany z zakłóceń przebieg prędkości pojazdu, na podstawie którego otrzymano wypadkowe sumaryczne przyspieszenie pojazdu w którym nie występują szumy (rys. 4).

Wyznaczone powyżej wartości przyspieszenia i prędkości pojazdu posłużyły następnie do wyznaczenia mocy pojazdu.

4.2. Moc wypadkowa poruszającego się samochodu

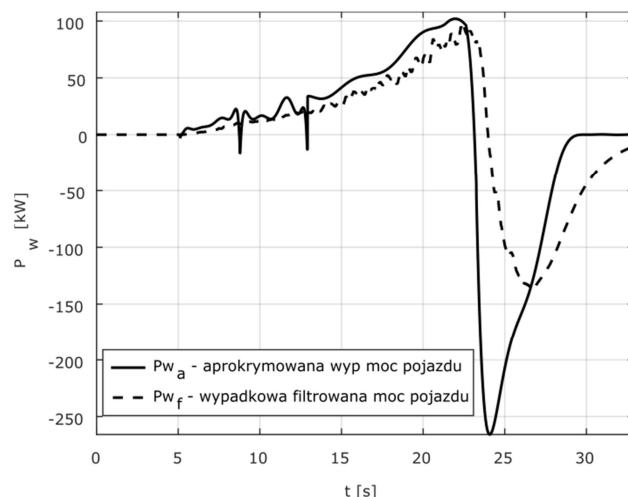
Na podstawie przedstawionych rozważań wyznaczono dostępną wypadkową moc poruszającego się pojazdu, którą określono jako:

$$P_w = mav \quad (8)$$

gdzie: m – masa pojazdu w kg, a – przyspieszenie w m/s^2 , v – prędkość w km/h.

Moc wypadkową pojazdu wyznaczono na podstawie prędkości i przyspieszenia pojazdu, których wartości zostały

wcześniej obliczone przy użyciu aproksymacji funkcjami sklejanymi oraz filtracji dolnopasmowej, której algorytm został szczegółowo opisany w pracy [4]. Uzyskane przebiegi i wartości mocy wypadkowej P_w samochodu zostały przedstawione na rysunku 5. Widać, że moc wypadkowa samochodu P_{wa} uzyskana przy pomocy aproksymacji przebiegu prędkości funkcjami sklejanymi, daje najlepsze wyniki gdy zastosuje się filtrację sygnału. Wartość maksymalna mocy również oscyluje w pobliżu wartości katalogowej 100 kW i wynosi 103 kW. W przebiegu widać również w 9 i 13 sekundzie kolejne zmiany biegów (1→2, 2→3), które powodują chwilowy zanik mocy.



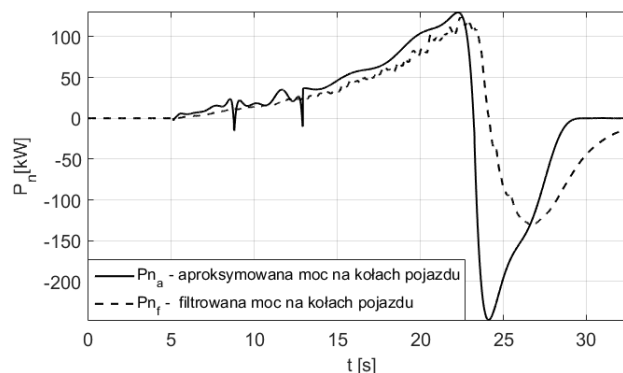
Rys. 5. Przebieg mocy wypadkowej pojazdu przy zastosowaniu różnych metod przetwarzania sygnału

Moc P_{wf} została wyznaczona przy zastosowaniu filtracji dolnopasmowej. W jej przebiegu występują większe zakłócenia niż w przypadku mocy P_{wa} . Natomiast biorąc pod uwagę maksymalną wyznaczoną moc pojazdu jest ona również wiarygodna i wynosi 98 kW.

Na podstawie równań sił oddziałujących na pojazd (zależności 1-5) oraz parametrów pojazdu: masy pojazdu i kierowcy, współczynników oporu toczenia f_r oraz powietrza c_d , a także znajomości powierzchni czołowej pojazdu A oraz gęstości powietrza ρ można oszacować moc P_n przekazywaną na koła pojazdu zgodnie ze wzorem:

$$P_n = P_w + P_{DF} + P_r \quad (9)$$

Na podstawie przeprowadzonych obliczeń otrzymano przebiegi, które zostały przedstawione na rysunku 5.



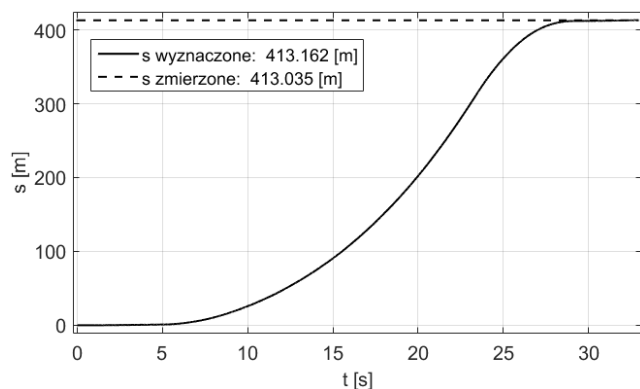
Rys. 6. Przebieg mocy przekazywanej na koła pojazdu

Moc maksymalna na kołach pojazdu P_{na} wyznaczona za pomocą aproksymacji parametrów przyspieszenia i drogi pojazdu funkcjami sklejanymi wynosi ok. 127 kW, natomiast maksymalna moc P_{nf} wyznaczona przy zastosowaniu filtracji dolnoprasmowej wynosi ok. 124 kW. Jest to zatem niewielki błąd, który wynika głównie z błędów pomiarowych urządzenia, oszacowania zmierzonych parametrów, a także niedoskonałości zastosowanych metod.

W tym miejscu należy jednak podkreślić, że uzyskane przebiegi nie są dokładnym opisem zjawisk ruchu pojazdu, do badań wykorzystano otaczające nas gadzety a, uzyskane wyniki w przybliżeniu odpowiadają wartościom rzeczywistym.

4.3. Wyznaczenie przejechanego przez pojazd dystansu

Aby potwierdzić zasadność zaproponowanych powyżej rozważań, na podstawie prędkości pojazdu zaproksymowanej funkcjami sklejanymi obliczona została droga, którą pojazd przebył podczas pomiarów. Jako wzorcowy wykorzystano dodatkowy pomiar, który polegał na wykorzystaniu odpowiednio zabezpieczonego mikrokontrolera do akwizycji sygnału z czujnika prędkości pojazdu. W rezultacie na wyjściu z czujnika otrzymano przebieg prostokątny. Przetwarzanie sygnału polegało na zliczaniu zboczy narastających sygnału i interpretacji uzyskanych liczb.



Rys. 7. Wynik porównania dystansu, jaki pokonał pojazd w trakcie pomiarów z wartością wzorcową

Na rysunku 7 przedstawiono porównanie drogi przebytej przez pojazd z wyznaczoną na podstawie przyspieszeń oraz zmierzonego dystansu. Należy zauważyć, że dystans wyznaczony przy pomocy sygnału prostokątnego z czujnika prędkości pojazdu pokrywa się z drogą wyznaczoną na podstawie przyspieszeń. Wynika stąd wniosek, że kalibracja smartphona opisana w początkowej

części artykułu, opisane pomiary przyspieszeń oraz ich przetwarzanie dają poprawne wyniki.

5. PODSUMOWANIE

W artykule przedstawiono możliwość wykorzystania trójosiowych akcelerometrów umieszczonych w smartphonach do pomiarów przyspieszeń, a co za tym idzie do określenia parametrów ruchu, do których zalicza się m.in. przyspieszenie, prędkość oraz moc przekazywaną na koła pojazdu. Istotną rolę w ich wyznaczaniu odgrywają metody przetwarzania i filtracja zmierzonych sygnałów. W artykule przedstawiono wykorzystanie do tego celu aproksymacji za pomocą funkcji sklepanych, a uzyskane w ten sposób przebiegi porównano z przebiegami uzyskanymi na podstawie filtracji dolnoprasmowej.

Zaprezentowane wyniki potwierdzają tezę, że akcelerometry umieszczone w smartphonach, przy wykorzystaniu podstawowych praw fizyki, oprogramowania oraz przy zastosowaniu zmiennie-krokowych metod przetwarzania sygnałów mogą służyć do efektywnego oszacowania parametrów ruchu pojazdu. Należy również podkreślić niski koszt przeprowadzonych badań.

W ramach dalszych badań planowane jest stworzenie bardziej dokładnego modelu, który będzie uwzględniał siły boczne i poślizg oddziałujący na pojazd, a także kąt nachylenia terenu.

6. BIBLIOGRAFIA

1. Prochowski L.: Mechanika ruchu. WKŁ, 2008.
2. Gillespie T.D.: Fundamentals of Vehicle Dynamics. Society of Automotive Engineers, 1992.
3. Jones T. B., Nenadic N. G.: Electromechanics and MEMS. Cambridge University Press, 2013, str.298-371.
4. Sieklucki G., Bień A., Gromba J., Sobieraj S.: Metoda określenia ruchu pojazdu na podstawie obserwacji przyspieszeń. MKM'2017, Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej Nr 54, str. 203-206.
5. Han H. Yu J., Zhu H., Chen Y., Yang J., Zhu Y., Xue G., Li M.: SenSpeed: Sensing Driving Conditions to Estimate Vehicle Speed in Urban Environments. *IEEE INFOCOM 2014 - IEEE Conf. on Computer Communications*, Toronto, 2014, str. 727-735.
6. Bień A., Musiał P., Sieklucki G.: Diagnostyka amortyzatora samochodowego na podstawie sygnału przyspieszenia karoserii, *Pomiary Automatyka Kontrola*, R. 45, nr 1, 1999, str. 20-23.

DETERMINING THE VEHICLE MOTION PARAMETERS ON THE BASIS OF DIFFERENT METHODS PROCESSING SIGNALS

Currently, accelerometers are installed in the majority of commercially available smartphones. The paper proposes the use of a 3D accelerometer installed in a smartphone to measure vehicle motion parameters. The measured values obtained were subjected to filtration using an approximation of the spline function, so that they could be used for further testing. The main purpose of the work is to check if it is possible to estimate the instantaneous power of the vehicle, which can be used to determine the mechanical characteristics of an internal combustion engine, electric engine or hybrid drive during physical experiments. The tests carried out allowed the estimation of vehicle motion parameters.

Keywords: accelerometers, sampling frequency, vehicle motion, motion dynamics, acceleration, vehicle power.

SYSTEM DO BADANIA WPŁYWU WILGOTNOŚCI NA CZUJNIKI GAZÓW

Karol JABŁOŃSKI

Politechnika Śląska, Wydział Automatyki, Elektroniki i Informatyki, Instytut Automatyki
tel.: (32) 237 23 76 e-mail: karol.jablonski@polsl.pl

Streszczenie: Czujniki gazów są bardzo istotnym elementem wielu instalacji przemysłowych – nie tylko jako elementy bezpośredniej kontroli i obserwacji procesów chemicznych, ale także jako kluczowy komponent systemów bezpieczeństwa. Istotne jest więc zapewnienie odpowiednich parametrów metrologicznych tego typu sensorów, w tym odporności na działanie czynników zewnętrznych. Jednym z czynników mogących silnie wpływać na pomiary stężenia gazu jest jego wilgotność. Niniejszy artykuł przedstawia projekt i konstrukcję urządzenia pozwalającego na regulację wilgotności mieszanek kalibracyjnych gazów, a także jego testy i przeprowadzone z jego pomocą badania czujników katalitycznych i z absorpcją podczerwieni, dowodzące użyteczności zbudowanego prototypu w roli sprzętu laboratoryjnego.

Słowa kluczowe: czujniki gazów, regulacja wilgotności, wpływ wilgotności, błędy czujników.

1. WPROWADZENIE

Czujniki gazów, pozwalające na pomiar stężenia poszczególnych substancji chemicznych w mieszaninach gazów, mają bardzo szerokie zastosowania: od analizatorów laboratoryjnych, poprzez układy regulacji w wielu gałęziach przemysłu chemicznego, po systemy bezpieczeństwa i monitorowanie stanu środowiska. Również pod względem konstrukcji i zasad działania jest to bardzo zróżnicowana grupa sensorów. W zależności od właściwości wykrywanych substancji oraz wymaganych parametrów metrologicznych mamy do czynienia z tak różnymi konstrukcjami, jak detektory absorpcji w podczerwieni, rezystancyjne czujniki półprzewodnikowe, czujniki bazujące na zmianach potencjału elektrolitu, możliwości jonizacji gazu lub jego parametrów termodynamicznych, nie wspominając o biosensorach.

Wspólnym problemem wielu z tych konstrukcji jest jednak wrażliwość na parametry fizyczne badanej mieszaniny gazów. Na wiele z wykorzystywanych do pomiaru zjawisk fizykochemicznych wpływa nie tylko stężenie mierzzonego składnika, ale także temperatura, wilgotność, prędkość przepływu czy ciśnienie badanego gazu. Wpływ tych czynników na sensor powinien być znany przed jego zastosowaniem. O ile większość producentów przedstawia w kartach katalogowych dryft temperaturowy czujnika, o tyle inne parametry nie są często tak łatwo dostępne. Badania nad tego typu problemami przedstawiają m.in. Korotcenkov et al. [1], Bârsan i Weimar [2], czy Hübner et al. [3]. Zazwyczaj do zbadania ich działania niezbędna jest także złożona i kosztowna aparatura.

Przykładem urządzenia teoretycznie pozwalającego na zbadanie wpływu niektórych z czynników zewnętrznych jest

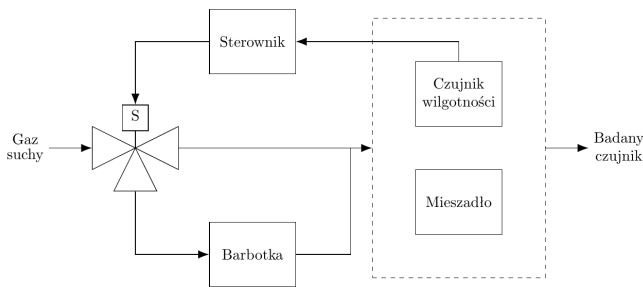
komora klimatyczna. Świetnie nadaje się ona do sprawdzania oddziaływania temperatury na prototypy układów elektrycznych, także na czujniki gazów, zarówno w czystym powietrzu, jak w gazie testowym (poprzez doprowadzenie mieszanki do głowicy czujnika z zewnątrz komory odpowiednio długim przewodem, w którym temperatura gazu będzie mogła zrównać się z temperaturą wewnątrz komory). Niestety nie jest możliwe wykorzystanie w ten sposób funkcji regulacji wilgotności w komorach klimatycznych. Wypełnienie takiej komory gazem testowym zazwyczaj jest niemożliwe – nie są one projektowane w tym celu, więc nie ma gwarancji szczelności, ani odporności urządzenia na konkretne substancje, wymagana byłaby również stosunkowo duża objętość gazu testowego, co wiąże się z kosztami.

Istnieją również rozwiązania przemysłowe pozwalające na regulację wilgotności mieszanin gazów w trakcie ich przepływu, są to jednak metody bardzo kosztowne i niepraktyczne w zastosowaniach laboratoryjnych przy niewielkiej skali, szczególnie do testowania pojedynczych prototypów lub zastosowań dydaktycznych. Możliwe jest także zastosowanie tzw. barbotki, czyli naczynia laboratoryjnego, które umożliwia wprowadzenie gazu pod powierzchnię cieczy, co powoduje jego nawilżenie do wysokich wilgotności względnych podczas drogi na powierzchnię. Takie rozwiązanie prezentuje m.in. patent „Bubbler assembly and method for vapor flow control” [4]. Zakłada on m.in. sterowanie dzięki regulatorom przepływu i stabilizacji temperaturowej cieczy.

Niniejszy artykuł ma na celu zaprezentowanie układu nawilżania mieszanek gazowych, który charakteryzuje się możliwie najprostszą konstrukcją, niskim kosztem budowy, a przy tym wystarczającą dokładnością i krótkim czasem reakcji. Ze względu na wykorzystane rozwiązania system umożliwia regulację wilgotności dowolnych mieszanek gazów słabo rozpuszczalnych w wodzie.

2. KONSTRUKCJA UKŁADU

Trafiający do systemu suchy gaz jest kierowany przez trójdrożny elektrozawór bezpośrednio do komory mieszania lub do barbotki, czyli naczynia w którym zachodzi nawilżanie, a dopiero później do komory mieszania. W komorze znajduje się wentylator oraz czujnik wilgotności względnej, z którego sygnał trafia na regulator, który odpowiednio steruje elektrozaworem tak, aby dobrać odpowiednie proporcje gazu suchego i wilgotnego trafiającego do komory mieszania. Opuszczająca ją mieszanina gazowa ma żadaną wilgotność i może być wykorzystana do dalszych badań. Opisany system został przedstawiony na rysunku 1.

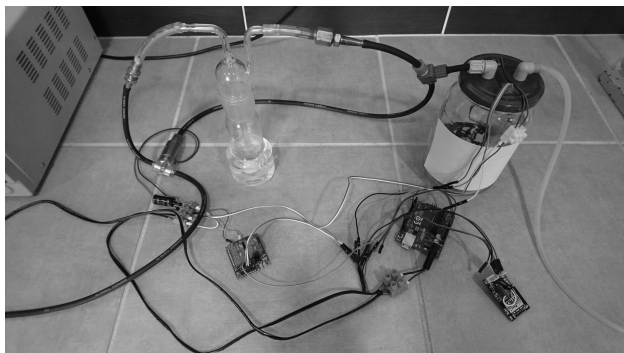


Rys. 1. Schemat blokowy układu

2.1. Zastosowane podzespoły

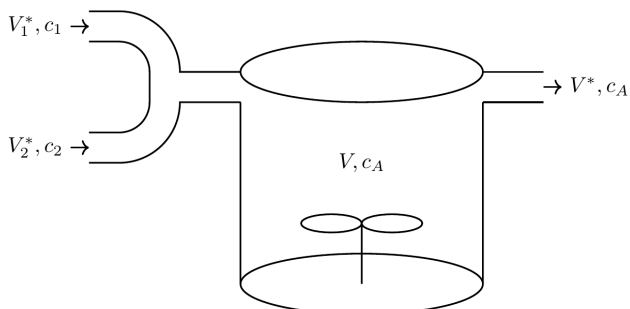
W zbudowanym systemie rolę sterownika, na którym zaimplementowano algorytm regulacji, pełni układ Arduino UNO z mikrokontrolerem Atmega328, bardzo dobrze nadający się do budowy prototypów i ich wstępnych testów. W docelowym urządzeniu zostanie on zastąpiony układem dedykowanym. Dzięki wbudowanemu stabilizatorowi jest zasilany napięciem 12 V, podobnie jak pozostałe urządzenia w systemie.

Element wykonawczy składa się z przekaźnika sterującego zaworem trójdrożnym SMC Pneumatic VDW250-6G-2-M5-Q. Wewnątrz komory mieszania o objętości 1 l (sposób doboru objętości wyjaśniony w podrozdziale 2.3) znajduje się wentylator o wydajności 23 m³/h, co teoretycznie umożliwia przepompowanie pełnej objętości komory 6-krotnie w ciągu sekundy, dzięki czemu zasadne jest założenie mieszania idealnego i rozpatrywanie jej jako układu o parametrach skupionych.



Rys. 2. Fotografia głównych elementów układu

W komorze zamontowano czujnik wilgotności Honeywell HIH-4000-002 o dokładności 3,5% RH [5]. Dodatkowo urządzenie posiada także czujniki parametrów otoczenia: temperatury i wilgotności względnej GE ChipCap2 oraz ciśnienia atmosferycznego FS MPL115A2. Fotografiją układu przedstawia rysunek 2.



Rys. 3. Schemat ideowy komory mieszania

2.2. Modelowanie

W celu uproszczenia procesu doboru parametrów układu oraz strojenia regulatora zbudowano model matematyczny komory mieszania. Schemat, na podstawie którego wyprowadzono równania przedstawia rysunek 3.

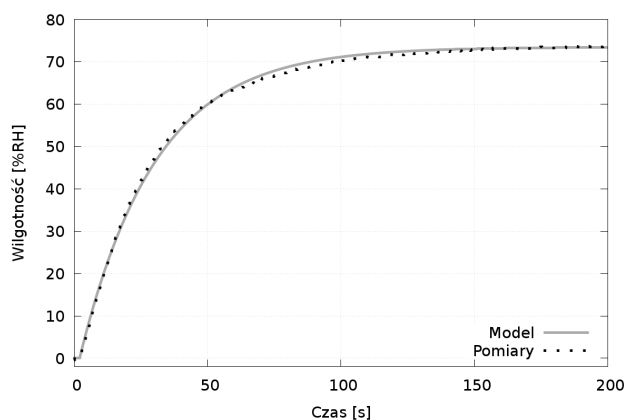
Przyjęto założenie o stałym ciśnieniu w instalacji i stałej objętości jej elementów, a także idealnym mieszanii. Na podstawie bilansu przepływu i bilansu masy pary wodnej w układzie wyprowadzono następujące równanie stanu:

$$\frac{dc_A}{dt} = -\frac{V^*}{V}c_A + \frac{V^*}{V}(c_1 - c_2)\alpha + \frac{V^*}{V}c_2; \quad (1)$$

gdzie c_1 , c_2 to wilgotności w strumieniach wejściowych, a c_A w komorze, V to objętość komory, V^* to przepływ całkowity, a α to stosunek objętości podawanego gazu wilgotnego do objętości całkowitej. Zakładając jeden ze strumieni wejściowych idealnie suchy $c_2=0$, uzyskujemy transmitancję:

$$\frac{c_A(s)}{\alpha(s)} = \frac{c_1}{1 + \frac{V}{V^*}s}. \quad (2)$$

Stosując transformację Tustina, otrzymano transmitancję dyskretną układu, a wynikające z niej równanie różnicowe zostało zaimplementowane w środowisku Octave. Aby zamodelować cały układ, a nie tylko komorę mieszania, dodane zostało opóźnienie transportowe. Weryfikację odpowiedzi skokowej modelu z rzeczywistym obiektem przedstawia rysunek 4.



Rys. 4. Odpowiedź obiektu i modelu na skok jednostkowy

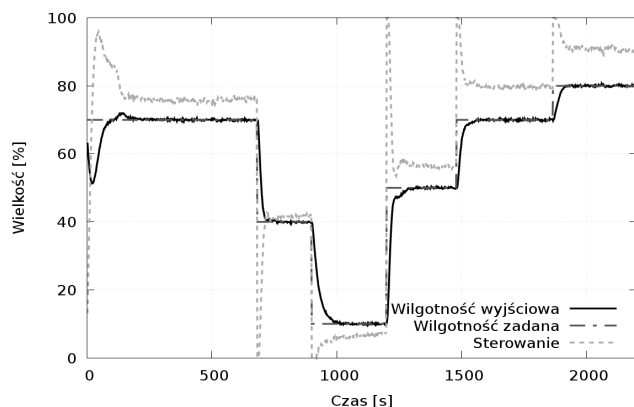
2.3. Sterowanie

Docelowa wilgotność na wyjściu z urządzenia jest uzyskiwana dzięki odpowiedniemu dobieraniu proporcji suchej i wilgotnej mieszanki poprzez przełączanie zaworu. Zawór pracuje w cyklach o stałym okresie, natomiast o zmiennym stosunku czasu podawania gazu wilgotnego do długości cyklu. Jest to więc sterowanie z użyciem modulacji szerokości impulsów (PWM). Szerokość impulsu jest obliczana przez algorytm regulatora proporcjonalno-całkująco-różniczkującego (PID) z modyfikacją zapobiegającą windupowi całkowania [6].

Okres sygnału sterującego wynosi 2 s i został dobrany w celu zoptymalizowania żywotności układu ze względu na zużycie zaworu. Jego producent deklaruje możliwość wykonania miliona przełączeń, co teoretycznie powinno umożliwić 277 godzin pracy, pozwalając na przeprowadzenie kilkudziesięciu kilkogodzinnych badań. W celu uniknięcia przenoszenia pulsacji sygnału PWM na wyjście obiektu

zaleca się, aby jego okres był co najmniej 10-krotnie krótszy od stałej czasowej. Biorąc pod uwagę fakt, że stała czasowa zgodnie z równaniem (2) wynosi V/V^* , a docelowe przepływy wynoszą poniżej 3 l/min, w układzie wykorzystano komorę mieszania o objętości $V = 1$ l.

Dzięki budowie modelu, będącego układem I rzędu z opóźnieniem, strojenie regulatora PID mogło w prosty sposób odbyć się metodą Cohena-Coona [7]. Uzyskane na jej podstawie parametry zostały skorygowane eksperymentalnie, w celu zmniejszenia oscylacji w układzie. Przykładowy przebieg wilgotności względnej zadanej, wyjściowej oraz sterowania uzyskane podczas prowadzenia badań zostały zaprezentowane na rysunku 5.



Rys. 5. Przykładowe przebiegi sterowania

2.4. Weryfikacja dokładności układu

W celu weryfikacji funkcjonowania systemu wykonano pomiary wilgotności powietrza na jego wyjściu przy użyciu miernika Delta Ohm HD2101.1r z sondą HP472ACR C-RH o dokładności $\pm 1,5\%$ RH. Sonda została umieszczona w przystawce o objętości 40 cm^3 do której podłączono wyjście układu. Przy zastosowanym przepływie 2 l/min układ osiąga wartość zadaną po ok. 2 minutach. Po każdym ustabilizowaniu wartości dokonywano pomiaru. Wyniki badania przedstawia tabela 1. Otrzymane błędy bezwzględne są niższe od dokładności czujnika HIH-4000-002 deklarowanej przez producenta.

3. BADANIA SENSORÓW

3.1. Wpływ wilgoci na stężenie

Przed przystąpieniem do badania z użyciem gazów kalibracyjnych należy zwrócić uwagę na fakt, że jeśli zwiększymy wilgotność mieszanki danego gazu z powietrzem, to poprzez dodanie do niej pary wodnej zmniejszymy procentowy udział pozostałych gazów. Stężenie gazu wymaga więc przeliczenia, aby badać faktyczny wpływ wilgotności na sensor, bez błędów wynikających z rozcieńczenia mieszanki kalibracyjnej.

Z prawa Daltona wynika, iż ciśnienie mieszanki P to suma ciśnień parcjalnych składników, w tym przypadku gazu P_g i pary wodnej P_p i jest ono stałe. Natomiast z prawa Boyle'a-Mariotte'a wynika [8]:

$$V_b = V_a \frac{P}{P_g} = V_a \frac{P}{P - P_p}; \quad (3)$$

gdzie: V_a – objętość gazu suchego; V_b – objętość gazu wilgotnego. Aby obliczyć aktualne ciśnienie parcjalne pary wodnej stosujemy wzór Magnusa, pozwalający wyliczyć

ciśnienie nasycenia przy danej temperaturze otoczenia T , oraz definicję wilgotności względnej ϕ . Ostatecznie stężenie objętościowe gazu ρ_b w mieszance wilgotnej, przy stężeniu w suchej równym ρ_a :

$$\rho_b = \rho_a \frac{P - \phi \left(0.6112 \exp \left(\frac{17.62T}{243.12 + T} \right) \right)}{P}. \quad (4)$$

Tabela 1. Wyniki sprawdzenia dokładności układu.

Za-dana	Wilgotność [% RH]		Błąd bezwgl. [% RH]
	Osiągnięta (HP472ACR)	Zmierzona (HIH-4000)	
0	2,3	3,3	-1,0
10	9,9	10,2	-0,3
20	20,1	20,2	-0,1
30	30,2	31,0	-0,8
40	40,1	41,4	-1,3
50	49,9	50,7	-0,8
60	60,6	64,0	-3,4
70	70,7	73,4	-2,7

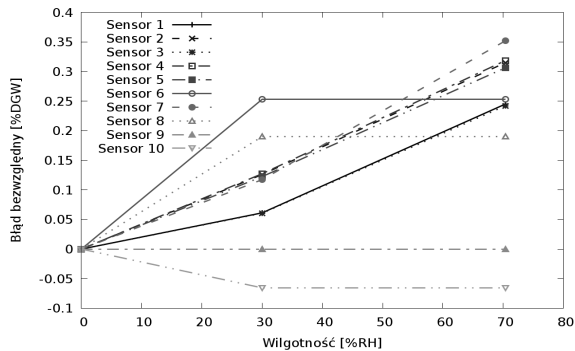
3.2. Sensory katalityczne

Pierwszym rodzajem sensorów, które poddano testom, były katalityczne czujniki gazów palnych. W tej konstrukcji na powierzchni platynowej spirali grzejnej pokrytej katalizatorem dochodzi do spalania gazów, co zmienia jej temperaturę, a więc także rezystancję, której pomiar pozwala określić stężenie gazów. Sensor jest więc wrażliwy na zmianę własności termodynamicznych otaczającego go gazu – zmiana temperatury lub przewodnictwa cieplnego ośrodka (np. przez zmianę wilgotności), pomimo kompensacji w układzie mostkowym, często prowadzi do powstawania błędów. W badaniu 5 sztuk sensorów Nemoto NAP-56a (nr 1-5) oraz 5 sztuk Winsen-Sensor MC105 (nr 6-10) poddano działaniu czystego powietrza o różnej wilgotności oraz mieszanki powietrza i 1,44% vol. metanu (oznaczanej także jako 40% DGW – dolnej granicy wybuchowości). Następnie został obliczony błąd bezwzględny pomiędzy wartością wskazaną przez sensory podczas jednokrotnego pomiaru, a wartością wynikającą z równania (4). Uzyskane błędy przedstawiono na rysunkach 6 i 7. Wilgotność przy podaniu czystego powietrza spowodowała dla większości sensorów niewielki wzrost odczytów, natomiast w mieszance z metanem spadek, w przypadku MC105 sięgający nawet 10% wartości pomiaru już przy 50% RH.

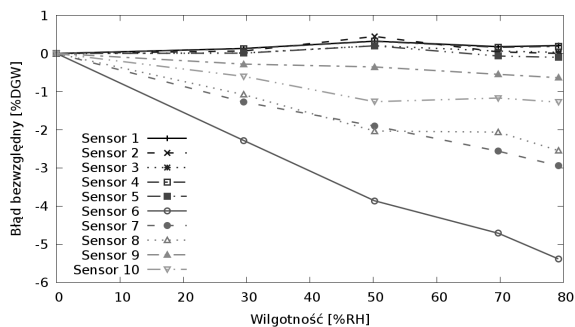
3.3. Sensory z absorpcją w podczerwieni

Drugim badanym typem sensora był sensor z absorpcją w podczerwieni: urządzenie w którym wyemitowany promień podczerwieni przechodzi przez badany gaz, który może zaabsorbować jego określone częstotliwości. Na podstawie intensywności tej absorpcji można określić stężenie badanego gazu. Para wodna jest jednak bardzo dobrym absorberem promieniowania podczerwonego, wilgotność powietrza może więc zawyżać wyniki.

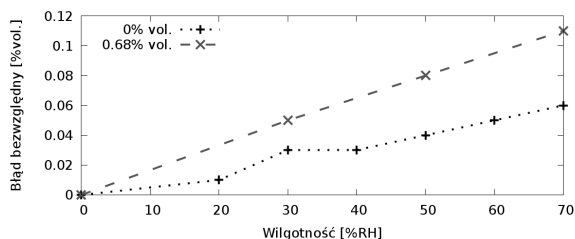
Przedmiotem badania był sensor Dynament S-IR-08.01, na który podano czyste powietrze o różnej wilgotności oraz mieszankę z 0,68% vol. propanu. Wyniki zostały zaprezentowane na rysunku 8.



Rys. 6. Błędy sensorów katalitycznych w czystym powietrzu.



Rys. 7. Błędy sensorów katalitycznych w 40% DGW metanu.



Rys. 8. Błędy sensora z absorpcją w podczerwieni.

4. PODSUMOWANIE

W ramach artykułu przedstawiono system nawilżania mieszanek gazów pozwalający na przeprowadzanie badań wpływu wilgotności na czujniki różnej konstrukcji. Pośród zalet rozwiązania można wyróżnić prostotę i niski koszt budowy (poniżej 400 zł), dużą dokładność (3,5% RH) oraz zadowalający względem dynamiki badanych sensorów czas ustalania wartości zadanej (poniżej 2 minut). Wadą jest trudność osiągnięcia wilgotności powyżej 80% RH. Funkcjonalność urządzenia może być zwiększona przy porzuce-

niu założenia o niskim koszcie, przez zastosowanie np. rurek nafionowych w roli nawilżacza, regulatorów przepływu jako elementów wykonawczych oraz stabilizacji temperatury wody.

Badania wykazały użyteczność urządzenia przy sprawdzaniu wpływu wilgotności względnej na czujniki gazów. Aktualnie znajduje zastosowanie przy sporządzaniu zestawienia jakości różnych modeli sensorów katalitycznych. Posiada ono także duży potencjał jako stanowisko dydaktyczne, pozwalając nie tylko na prowadzenie zajęć laboratoryjnych z czujnikami gazów, ale także umożliwiając ćwiczenie procedury kalibracji czujników wilgotności, czy – ingerując w jego algorytm – strojenie regulatora PID lub regulację przekąźnikową.

5. PODZIĘKOWANIA

Badania zostały częściowo sfinansowane przez Ministerstwo Nauki i Szkolnictwa Wyższego. Laboratoria, część aparatury i materiały eksploatacyjne zostały zapewnione przez firmę Atest-Gaz A. M. Pachole sp. j.

6. BIBLIOGRAFIA

1. Korotcenkov G., Blinov I., Brinzari V., and Stetter J.: Effect of air humidity on gas response of SNO₂ thin film ozone sensors, *Sensors and Actuators B: Chemical*, vol. 122, no. 2, pp. 519–526, 2007.
2. Hübner M., Simion C., Tomescu-Țănoiu A., Pokhrel S., Bârsan N., Weimar U.: Influence of humidity on co sensing with p-type CuO thick film gas sensors, *Sensors and Actuators B: Chemical*, vol. 153, no. 2, pp. 347–353, 2011.
3. Barsan N., Weimar U.: Understanding the fundamental principles of metal oxide based gas sensors; the example of co sensing with SNO₂ sensors in the presence of humidity, *Journal of Physics: Condensed Matter*, vol. 15, no. 20, p. R813, 2003.
4. Oosterlaken T. G., van Eijden J. T.: Bubbler assembly and method for vapor flow control, Dec. 6 2012. US Patent App. 13/118,953.
5. Honeywell: HIH-4000 Series, 2016.
6. Gessing R.: *Podstawy automatyki*. Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, 2005.
7. Cohen G., Coon G.: Theoretical consideration of retarded control, *Trans. ASME*, vol. 75, pp. 827–834, 1953.
8. Pudlik W.: *Termodynamika*. Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej, Gdańsk, 1995.

SYSTEM FOR EXAMINATION OF HUMIDITY INFLUENCE ON GAS SENSORS

Gas sensors are significant elements of many plants in industry. They do not only serve as indicators and elements of control loops in chemical processes, but also are the main part of the safety systems. In many situations a gas sensor is the first line of defence against leakage of dangerous substances. Therefore, ensuring its appropriate metrological parameters is crucial. The fact that sensors should not be sensitive to environmental parameters is very important. Unfortunately, influence of air humidity, which can strongly affect measurements, is difficult to measure. This paper proposes a system for preparation of gas mixtures with specific relative humidity. It allows to examine the reaction of gas sensors to changes of vapour concentration in calibration gases. One of assumptions of this project was low cost of manufacturing the system and simple, modular construction. The design, construction and examination of the device are presented. The exemplary tests of catalytic sensors and infrared sensors are also described. The accuracy and practical utility of the system were proved by results of conducted research.

Keywords: gas sensors, humidity control, humidity influence, errors of sensor.

WPLYW ZASTOSOWANIA RÓŻNEGO RODZAJU OSNOWY W MATERIAŁACH KOMPOZYTOWYCH NA ICH WŁAŚCIWOŚCI MAGNETYCZNE

Adam JAKUBAS¹, Rafał DĄBROWSKI²

1. Politechnika Częstochowska, Wydział Elektryczny
tel.: +48 34 32 50 892 e-mail: adam.jakubas@gmail.com
2. Student Politechnika Częstochowska, Wydział Elektryczny

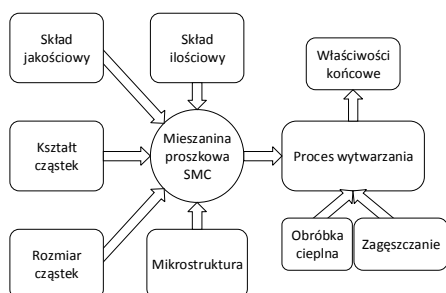
Streszczenie: W pracy przeprowadzono analizę wpływu materiału osnowy na właściwości magnetyczne miękkich materiałów kompozytowych (SMC). Badania przeprowadzono na próbkach rdzeni cylindrycznych wykonanych przez autorów z mieszaniny proszku żelaza i różnego rodzaju osnowy. Badania obejmowały wyznaczenie takich parametrów jak indukcja nasycenia B_s , natężenie koercji H_c i stratność. Pomiary wykonano przy różnej częstotliwości wymuszenia.

Słowa kluczowe: histereza, kompozyty miękkie magnetycznie, właściwości magnetyczne,

1. WPROWADZENIE

Miękkie kompozyty magnetyczne (SMC) są przedmiotem zainteresowania środowiska naukowego i przemysłu [1,2]. Postępy w badaniach materiałów doprowadziły do sytuacji, w której SMC konkuruje z laminatami stalowymi. Korzyści wynikają głównie ze zmniejszenia strat prądów wirowych przy wysokich częstotliwościach roboczych. Ponadto zastosowanie proszku SMC pozwala na budowę obwodów magnetycznych o złożonych kształtach. Głównymi obszarami rozwoju SMC są aplikacje w przemyśle motoryzacyjnym (zawory elektromechaniczne, wtryskiwacze paliwa) oraz w maszynach elektrycznych. W zależności od parametrów surowców użytych do wytworzenia kompozytowego materiału magnetycznego, możliwe jest dostosowanie właściwości produktu do określonych zastosowań [3-5]. Ponadto koszty produkcji SMC są porównywalne z kosztami laminatów stalowych lub są nawet niższe.

Schemat procesu formowania próbek przedstawiono poniżej:



Rys. 1. Czynniki wpływające na właściwości obwodów magnetycznych wykonanych z SMC

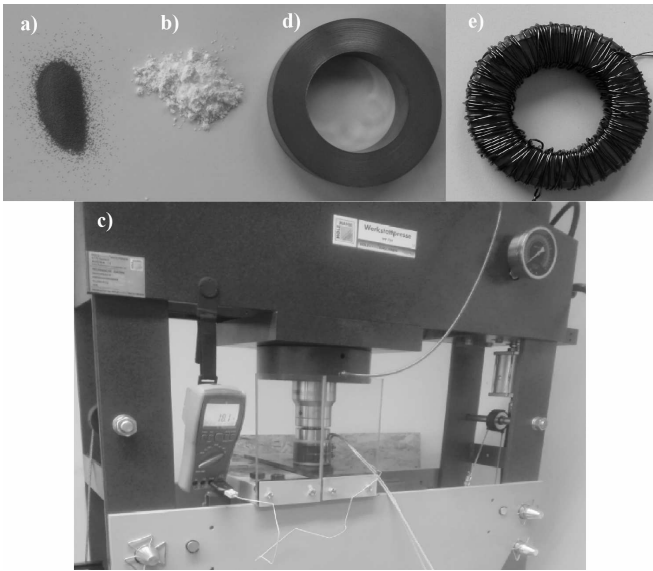
Badania wpływu procesu przetwarzania na strukturę, gęstość i właściwości magnetyczne otrzymanych wyrobów można odnaleźć m.in. w pracach Gilberta i in. [6], który testował dostępne, komercyjne materiały SMC. Inni badacze koncentrowali się na wpływie procesu obróbki termicznej i wielkości cząstek oraz upakowaniu cząstek opartych na bazie żelaza na straty energii oraz właściwości mechaniczne wytworzonych rdzeni [7, 8]. Kollár i wsp. [9] oraz Lauda i in. [10] skupili się na badaniu dynamicznych własności magnetycznych kompozytów na bazie Fe w szerokim zakresie częstotliwości wzbudzenia. Ślusarek i in. zbadała korelację gęstości SMC i własności magnetycznych gotowych rdzeni [1].

W artykule zbadano wpływ zastosowania różnego rodzaju osnowy na właściwości magnetyczne miękkich kompozytów analizując uzyskane pętle histerezy.

2. MATERIAŁ I POMIARY

2.1. Przygotowanie próbek

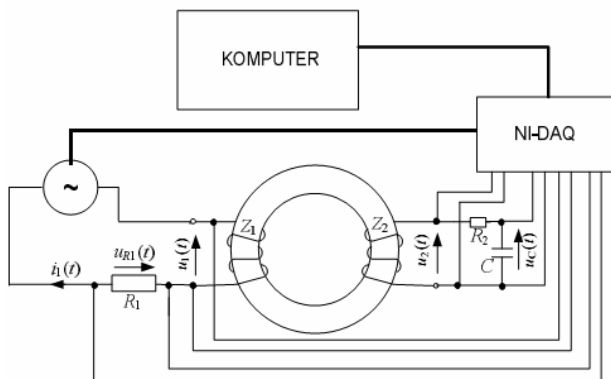
Próbki opracowano poprzez połączenie dwóch komponentów - proszku żelaza (99,5% czystości) o wielkości ziarna 100-150 μm oraz różnych typów osnowy. Jako materiał osnowy posłużyły sproszkowany suspensyjny polichlorek winylu (PVC-S), proszek teflonowy, sproszkowany wosk polietylenowy oraz olej transformatorowy. Proszek żelaza wraz z osnową zmieszano ze sobą w następującym stosunku wagowym 99,5% Fe oraz 0,5% wybranej osnowy (średnia waga wykonanych próbek wynosiła 90 g). Wyjątek stanowi tutaj olej transformatorowy, którego użyto 5 ml. Przy gęstości ok. 900 kg/m^3 (20°C) daje to również 4,5 g [13]. Wszystkie substancje pozwoliły na uzyskanie jednorodnej mieszaniny. Po wymieszaniu ze sobą, komponenty umieszczono w cylindrycznej formie i poddano procesowi formowania. W zależności od użytej osnowy proces odbywał się w temperaturze od 20 do 170 °C. Do wyprasowania próbek użyto prasy hydraulicznej o nacisku znamionowym 75 ton. Ciśnienie prasowania w końcowej fazie wynosiło 507 MPa (65T). Następnie, na tak otrzymane rdzenie nawinięto uzwojenia pierwotne U_1 i pomiarowe U_2 . Proces wytwarzania próbek przedstawiono na rysunku 2.



Rys. 2. Badany materiał na różnych etapach przygotowania: a) surowy proszek Fe, b) PVC-S, c) prasa hydrauliczna z opaską grzewczą, d) przygotowany rdzeń, e) rdzeń z uzwojeniami

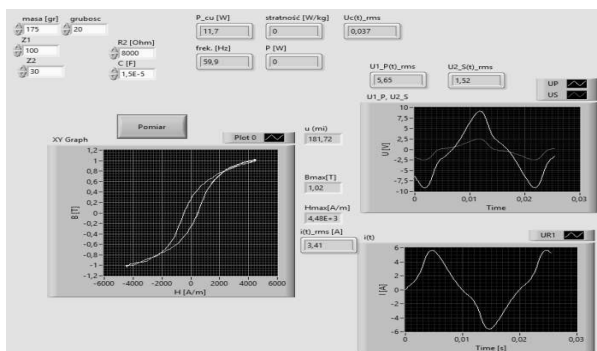
2.2. Pomiary

Właściwości magnetyczne wyznaczono przy pomocy autorskiego, sterowanego komputerowo stanowiska pomiarowego, którego schemat operacyjny przedstawiono na rysunku 3.

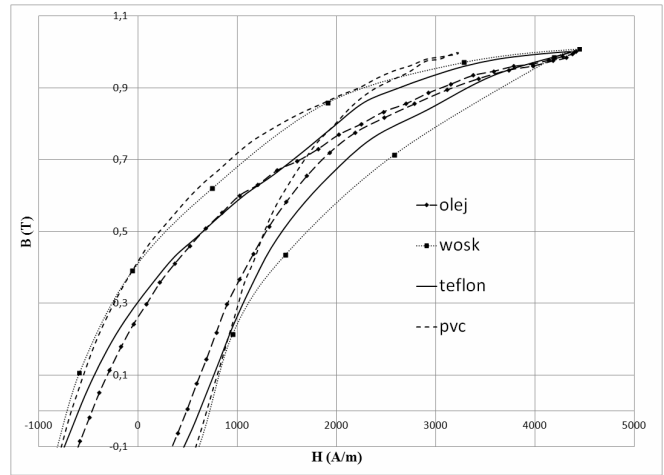


Rys. 3. Schemat stanowiska pomiarowego

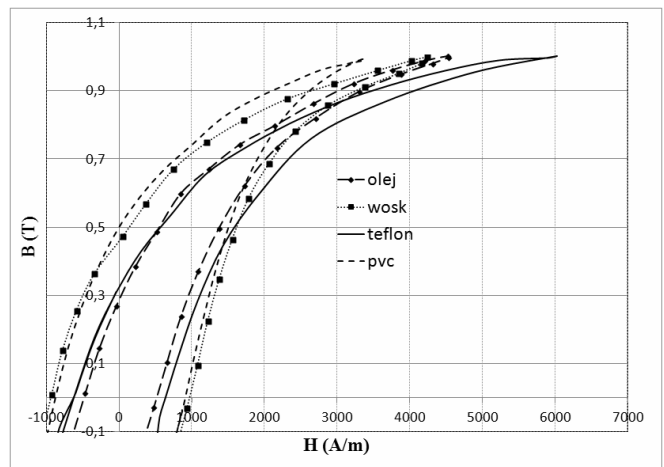
Najważniejszym elementem układu pomiarowego była karta DAQ NI PCI-6110 wraz z oprogramowaniem LabView. Generowany sygnał sinusoidalny (również za pomocą karty DAQ) został wzmacniony przy użyciu wzmacniacza mocy PLX 4000 aby uzyskać wymuszenie prądowe na rezystorze R_1 (1 Ω , moc 100 W, tolerancja 1%).



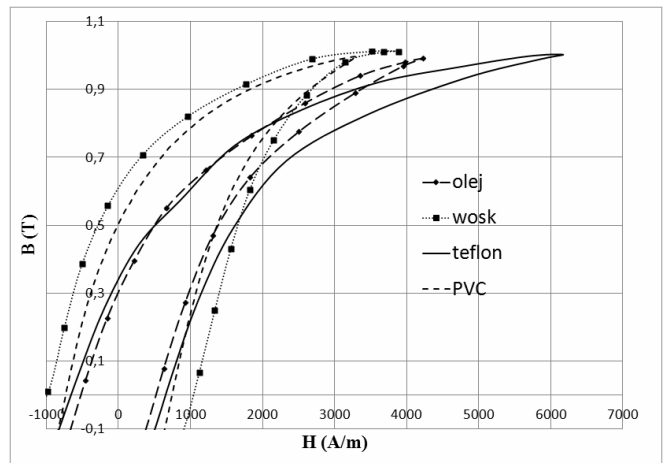
Rys. 4. Interfejs odczytu parametrów pracy układu pomiarowego



Rys. 5. Charakterystyki magnesowania próbek SMC przy częstotliwości 50 Hz



Rys. 6. Charakterystyki magnesowania próbek SMC przy częstotliwości 100 Hz



Rys. 7. Charakterystyki magnesowania próbek SMC przy częstotliwości 150 Hz

We wcześniejszych badaniach wykazano, że tego typu rdzenie osiągają wartość $B_{max} = 1,4$ T [11, 12]. W celu oceny wpływu rodzaju komponentu osnowy na właściwości magnetyczne wykonanych rdzeni przyjęto $B = 1,0$ T. Zmierzono ponadto wartości indukcji remanencji i natężenia koercji próbek. W trakcie wstępnych badań stwierdzono, że częstotliwość magnesowania ma znikomy wpływ na kształt pętli histerezy gdy $f \leq 50$ Hz. W związku z powyższym, charakterystyki przedstawione przy częstotliwości 50 Hz

można traktować jako quasi-statyczne. Na rysunkach 5-7 pokazano przebiegi krzywych magnesowania dla wartości indukcji magnetycznej $B = 1,0$ T osiągane przez próbki w zależności od zastosowanej osnowy dla częstotliwości wzbudzenia 50 Hz – 150 Hz.

W tabelicy 1 zestawiono wartości dla charakterystycznych punktów pętli histerezy wykonanych próbek. Przedstawiono maksymalną wartość natężenia pola magnetycznego oraz wartości indukcji remanencji i natężenia koercji osiągane dla $B = 1,0$ T. Na podstawie tych danych stwierdzono, że widoczny jest wpływ rodzaju osnowy na parametry magnetyczne. Szczególnie widoczne jest to w przypadku próbki w osnowie z oleju, dla której wartości natężenia pola koercji H_c była najmniejsza przy każdej z badanych częstotliwości wzbudzenia. Natomiast w przypadku próbki z woskiem PE można zaobserwować największy wzrost H_c przy zwiększeniu częstotliwości wymuszenia, z 690 A/m dla 50 Hz do 1120 A/m dla 150 Hz.

Tablica 1. Zestawienie danych pomiarowych otrzymanych przy częstotliwości wzbudzenia 50 Hz i 150 Hz

Próbka	B (T)	H (A/m)	50 Hz	
			B_r (T)	H_c (A/m)
Fe150 wosk PE	1,0	4400	0,40	690
Fe150 teflon	1,0	4355	0,30	675
Fe150 PVC	1,0	3220	0,41	680
Fe150 olej	1,0	4410	0,26	493
150 Hz				
Fe150 wosk PE	1,01	3890	0,6	1120
Fe150 teflon	1,0	6180	0,35	720
Fe150 PVC	1,0	3290	0,50	740
Fe150 olej	0,99	4220	0,30	550

W przypadku zmiany częstotliwości wzbudzenia można zaobserwować niewielkie zmiany kształtu histerezy magnesowania. Wyróżnia się próbka z teflonem, dla której przy poziome indukcji $B = 1,0$ T wartość koercji magnetycznej H wzrosła z 4355 A/m dla częstotliwości 50 Hz do wartości 6180 A/m przy częstotliwości 150 Hz. Natomiast dla próbki z osnową z PVC te wartości wynoszą odpowiednio 3220 A/m przy 50 Hz oraz 3290 A/m przy 150 Hz.

3. WNIOSKI KOŃCOWE

Na podstawie analizy zgromadzonych danych pomiarowych przedstawionych na rysunkach 5-7 oraz w tabelicy 1, można zaobserwować znaczną zależność pomiędzy rodzajem osnowy, a właściwościami magnetycznymi próbek SMC. Stwierdzono, że próbki podczas badania przy częstotliwości 50 Hz wykazują podobne właściwości magnetyczne. Można zaobserwować, że próbka z PVC ma najkorzystniejszy stosunek wartości indukcji magnesowania do stratności energii objawiający się wąską pętlą histerezy oraz stosunkowo niewielką wartością H_c . Próbka z woskiem polietylenowym nie odstaje znacząco od PVC jednak poziom indukcji 1 T osiąga pod wpływem większego pola magnetycznego. Nieco inaczej prezentują się próbki gdy częstotliwość wymuszenia zostanie podniesiona do 100 Hz lub 150 Hz. Próbka z osnową z PVC wciąż utrzymuje dobre właściwości magnesowania. Natomiast próbka w osnowie z wosku PE znacząco zwiększa straty energii związane z przemagnesowaniem i posiada największe H_c .

Zauważono, że zastosowanie oleju transformatorowego pozwoliło na uzyskanie względnie najmniejszej zmiany wartości natężenia pola koercji. Fakt ten może zostać wykorzystany do optymalizacji procesu wytwarzania rdzeni SMC. W takim przypadku olej transformatorowy dodany w niewielkiej ilości może posłużyć jako środek proadhezyjny, dzięki czemu uzyska się większą homogeniczność mieszanki PVC-żelazo.

Przedstawione dane pomiarowe pokazują, że jest możliwe wykonanie rdzeni SMC na bazie żelaza i PVC o dobrych właściwościach magnetycznych, przy użyciu łatwo dostępnych komponentów. Dla przygotowanych próbek określiliśmy podstawowe właściwości magnetyczne. Opisana w artykule metoda wytwarzania kompozytu polimerowo-metalowego jest przedmiotem zgłoszenia patentowego P.420850

4. BIBLIOGRAFIA

1. Ślusarek B., Szczygłowski J., Chwastek K., Jankowski B.: A correlation of magnetic properties with material density for soft magnetic composite cores, *COMPEL*, vol. 34(3), pp. 637-646, (2015).
2. Witryna internetowa producenta Somaloy, Höganäs (www.hoganas.com),
3. Ziębowicz B., Szewieczek D., Dobrzański L. A.: New possibilities of application of composite materials with soft magnetic properties, *Journal of Achievements in Materials and Manufacturing Engineering*, 2007, Vol. 20, issue 1-2, 207-210.
4. Shokrollahi H., Janghorban K.: Soft magnetic composite materials (SMCs), *Journal of Materials Processing Technology*, 2007, 189, 1–12.
5. Kaleta J.: Materiały magnetyczne SMART. Budowa, wytwarzanie, badanie właściwości, zastosowanie. Oficyna Politechniki Wrocławskiej 2013.
6. Gilbert I., Bull S., Evans T., Jack A., Stephenson D., de Sa A.: Effects of processing upon the properties of soft magnetic composites for low loss applications, *J. Mater. Sci.* 39, 457 (2004).
7. Shokrollahi H., Janghorban K.: The effect of compaction parameters and particle size on magnetic properties of iron-based alloys used in soft magnetic composites, *Mater. Sci. Eng. B* 134, 41(2006).
8. Jakubas A., Gębara P., Seme S., Gnatowski A., Chwastek K.: Magnetic properties of SMC cores produced at low compacting temperature, *Acta Phys. Pol. A*, 131, 5 (2017).
9. Kollár P., Birčáková Z., Füzér J., Füzérová J., Bureš R., Fáberová M.: Wide frequency range AC magnetic properties of Fe-based composite materials. *Acta Physica Polonica-Series A General Physics*, 118(5), 759, (2010).
10. Lauda M., Füzér J., Füzérová J., Kollár P., Strečková M., Fáberová M.: Magnetic Properties of Soft Magnetic FeSi Composite Powder Cores, *Acta Phys. Pol. A* 126, 144 (2014), WoS Accession Number: WOS:000339833100069.
11. Jakubas A., Seme S.: Wpływ ciśnienia formowania materiałów kompozytowych na ich właściwości magnetyczne, *Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej*, 2017, 54, 97-100.
12. Jastrzębski R., Jakubas A.: Wpływ wielkości ziarna na właściwości magnetyczne miękkich materiałów

THE INFLUENCE OF USING VARIOUS TYPE OF BINDERS IN COMPOSITE MATERIALS TO THEIR MAGNETIC PROPERTIES

Soft magnetic composites are often used in the design of electromagnetic converters and electrical machines. Their popularity is due to the ease of molding and the ability to adapt to specific applications. The paper presents magnetic properties of cores made of iron powder and different type of binder. Samples were prepared by compression in temperature dependent from binder / Fe powder mix. Measurement of magnetic parameters revealed an change in magnetic properties with using various types of binders. The presented measurement data show that it is possible to produce of SMC cores with good magnetic properties, using readily available components and in uncomplicated production processes. Cylindrical cores were made with different types of binders, respectively: powder of suspense polyvinyl chloride, powder of polytetrafluoroethylene, powder of polyethylene wax and transformer oil. For the prepared samples we have determined their basic magnetic properties. The analysis of collected measurement data showed a significant relationship between SMC sample forming parameters and their magnetic properties. In addition, the measurements showed a poor dependence of the magnetic properties in developed SMC samples on the excitation frequency. The method of producing a polymer-metal composite described in the article is the subject of patent application P.420850

Keywords: Soft Magnetic Composites, magnetic properties, processing, measurements.

PROPAGACJA BŁĘDÓW LOSOWYCH W MULTIPLIKATYWNYCH ALGORYTMACH PRZETWARZANIA DANYCH POMIAROWYCH

Jerzy JAKUBIEC, Jerzy ROJ

Politechnika Śląska w Gliwicach, Katedra Metrologii, Elektroniki i Automatyki
e-mail: jerzy.jakubiec @polsl.pl, jerzy. roj@polsl.pl

Streszczenie: W artykule opisano propagację błędów losowych w multiplikatywnych algorytmach przetwarzania, cechujących się mnożeniem danych pomiarowych przez siebie. Wyznaczono równania propagacji błędów dla dwóch algorytmów służących do obliczania wartości skutecznej i mocy elektrycznej na podstawie cyfrowych reprezentacji przebiegów. Przeprowadzono analizę propagacji błędów kwantowania i błędów spowodowanych drzeniem próbek przy użyciu równań propagacji błędów oraz metodą Monte Carlo wykorzystując niepewność wyników pomiaru do porównywania ich niedokładności.

Słowa kluczowe: algorytm przetwarzania danych pomiarowych, błąd pomiaru, niepewność, pomiary wartości skutecznej i mocy.

1. OGÓLNA STRUKTURA ALGORYTMU MULTIPLIKATYWNEGO

Algorytm jest określany jako multiplikatywny, gdy przetwarzane wyniki pomiarów występują w formie iloczynów [1]. Ogólnie tego rodzaju algorytm można przedstawić w formie macierzowej jako:

$$y = (\mathbf{A}\mathbf{X}_1)^T \mathbf{X}_2, \quad (1)$$

gdzie y jest wynikiem realizacji algorytmu, \mathbf{A} jest macierzą diagonalną $N \times N$ zawierającą współczynniki o stałych wartościach, \mathbf{X}_1 wektorem wyników pomiaru wielkości x_1 , \mathbf{X}_2 wektorem wyników pomiaru wielkości x_2 o postaciach:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & a_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & a_N \end{bmatrix}, \quad \mathbf{X}_1 = \begin{bmatrix} x_1(1) \\ x_1(2) \\ \vdots \\ x_1(N) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{X}_2 = \begin{bmatrix} x_2(1) \\ x_2(2) \\ \vdots \\ x_2(N) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

a T jest symbolem transformacji.

Po wykonaniu operacji zgodnie z (1) i (2), otrzymuje się algorytm w postaci wyrażenia:

$$y = a_1 x_1(1) x_2(1) + a_2 x_1(2) x_2(2) + \dots + a_N x_1(N) x_2(N) \quad (3)$$

będącego podstawą analizy metrologicznych właściwości algorytmu. Dla szczególnej postaci algorytmu multiplikatywnego obydwa wektory wyników są jednakowe, a wówczas wyrażenie (3) przyjmuje postać:

$$y = a_1 x_1^2(1) + a_2 x_1^2(2) + \dots + a_N x_1^2(N). \quad (4)$$

2. PROPAGACJA BŁĘDÓW PRZEZ ALGORYTM

Dla celów analizy błędów przyjmuje się, że wyniki pomiarów są obciążone błędami addytywnymi, a zatem dane przetwarzane przez algorytm mogą być zapisane jako suma dwóch wektorów:

$$\tilde{\mathbf{X}}_1 = \mathbf{X}_1 + \mathbf{e}_1, \quad \mathbf{e}_1 = [e_1(1) \quad e_1(2) \quad \dots \quad e_1(N)]^T \quad (5)$$

oraz

$$\tilde{\mathbf{X}}_2 = \mathbf{X}_2 + \mathbf{e}_2, \quad \mathbf{e}_2 = [e_2(1) \quad e_2(2) \quad \dots \quad e_2(N)]^T \quad (6)$$

gdzie $e_1(1), \dots, e_1(N), e_2(1), \dots, e_2(N)$, są realizacjami błędów w kolejnych wynikach pomiaru odpowiednich wielkości.

Uwzględniając zależności (5) i (6), wynik realizacji algorytmu, obciążony błędami powstałymi na skutek propagacji błędów danych przez algorytm, przyjmuje postać:

$$\tilde{y} = y + e = (\mathbf{A}\tilde{\mathbf{X}}_1)^T \tilde{\mathbf{X}}_2 = [\mathbf{A}(\mathbf{X}_1 + \mathbf{e}_1)]^T (\mathbf{X}_2 + \mathbf{e}_2), \quad (7)$$

po przekształceniu której uzyskuje się:

$$y + e = (\mathbf{A}\mathbf{X}_1)^T \mathbf{X}_2 + (\mathbf{A}\mathbf{X}_1)^T \mathbf{e}_2 + (\mathbf{A}\mathbf{X}_2)^T \mathbf{e}_1 + (\mathbf{A}\mathbf{e}_1)^T \mathbf{e}_2. \quad (8)$$

Po rozdzieleniu składników równania (8) otrzymuje się równanie propagacji błędów:

$$e = (\mathbf{A}\mathbf{X}_1)^T \mathbf{e}_2 + (\mathbf{A}\mathbf{X}_2)^T \mathbf{e}_1 + (\mathbf{A}\mathbf{e}_1)^T \mathbf{e}_2, \quad (9)$$

które w postaci skalarnej ma postać:

$$e = a_1 x_1(1) e_2(1) + a_1 x_2(1) e_1(1) + a_1 e_1(1) e_2(1) + \dots + a_N x_1(N) e_2(N) + a_N x_2(N) e_1(N) + a_N e_1(N) e_2(N). \quad (10)$$

2. ALGORYTM CYFROWEGO POMIARU WARTOŚCI SKUTECZNEJ

Pomiar wartości skutecznej realizowany jest zasadniczo dla przebiegów okresowych zgodnie z definicją:

$$Y = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x(t)^2 dt}, \quad (11)$$

gdzie T jest okresem przebiegu. Pomiar cyfrowy polega na równomiernym próbkowaniu przebiegu, kwantowaniu próbek, po czym zgodnie z algorytmem wykonywane są działania realizujące numeryczne całkowanie kwadratu przebiegu reprezentowanego przez próbki. Kolejny algorytm służy do pierwiastkowania tak uzyskanego wyniku.

Do numerycznego całkowania używany jest algorytm uzyskiwany z wyrażenia (1) przy założeniu, że $\mathbf{X}_1 = \mathbf{X}_2 = \mathbf{X}$. Otrzymuje się wyrażenie:

$$y = (\mathbf{A}\mathbf{X})^T \mathbf{X}, \quad (12)$$

które w postaci skalarnej można zapisać jako równanie (4). Biorąc pod uwagę równość wektorów danych pomiarowych, równanie błędu (10) przyjmuje wówczas postać:

$$e = 2a_1x(1)e_1(1) + a_1e_1^2(1) + \dots + 2a_Nx(N)e_1(N) + a_Ne_1^2(N). \quad (13)$$

Wartości błędu obarczające próbki są z reguły znacznie mniejsze niż wartości próbek, a wówczas wyrażenia zawierające kwadraty błędu można pominąć. W takich przypadkach zależność (13) można zapisać jako:

$$e \cong 2[a_1x(1)e_1(1) + \dots + a_Nx(N)e_1(N)]. \quad (14)$$

We wzorze (14) widoczne jest występowanie wyrażeń charakterystycznych dla algorytmów multiplikatywnych, w których realizacje błędu mnożone są przez wyniki pomiaru oraz przez współczynniki algorytmu. W przypadku algorytmu realizującego całkowanie metodą prostokątów, współczynniki algorytmu mają takie same wartości [1]:

$$a_1 = a_2 = \dots = a_N = \frac{T_p}{T} = \frac{1}{N}, \quad (15)$$

gdzie T_p jest okresem próbkowania, T – okresem przebiegu, a N liczbą próbek na okres. Po uwzględnieniu wzoru (15), zależność (14) przyjmuje postać:

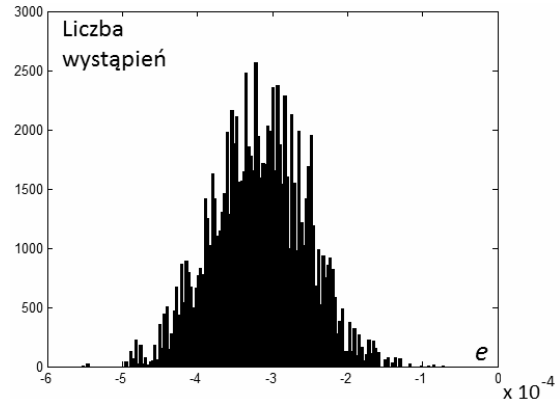
$$e = \frac{2}{N} [x(1)e_1(1) + \dots + x(N)e_1(N)] = \frac{2}{N} \sum_{n=1}^N x(n)e_1(n). \quad (16)$$

Podstawowym błędem obarczającym próbki jest błąd kwantowania, który ma rozkład jednostajny w zakresie od $-q/2$ do $q/2$. Poniższy przykład ilustruje wykorzystanie metody Monte Carlo do wyznaczania błędu kwadratu wartości skutecznej na podstawie ciągu próbek obarczonych błędem kwantowania.

Przykład 1. Obliczany jest kwadrat wartości skutecznej napięcia sinusoidalnego o amplitudzie 1 V próbkowanego z częstotliwością $N = 20$ próbek na okres. Realizowany eksperyment symulacyjny ma na celu wyznaczenie błędu wyniku obliczeń przy założeniu, że do kwantowania próbek wykorzystywany jest 12-bitowy przetwornik A/C o wartości kwantu $q = 0,5$ mV, którego zakres pomiaru wynosi od $-1,024$ V do $1,024$ V. Eksperyment realizowany jest w 100 000 krokach, przy czym na każdym kroku wyznaczane jest 20 wartości próbek napięcia sinusoidalnego dla równooddalonych chwil o numerach od 1 do 20, po czym próbki są kwantowane zgodnie z zależnością [1]:

$$n_q = \text{ent} \left(\frac{x}{q} + 0,5 \right), \quad (17)$$

gdzie ent jest funkcją zwracającą wartość całkowitą argumentu. Skwantowane próbki napięcia są przetwarzane zgodnie z algorytmem (12), po czym wynik jest odejmowany od prawdziwej wartości kwadratu wartości skutecznej uzyskiwanej zgodnie z definicją (11). Tak obliczona wartość błędu wprowadzana jest do zbioru zawierającego realizacje błędu, który w końcowej fazie eksperymentu jest przedstawiany w postaci histogramu pokazanego na rysunku 1.



Rys. 1. Przykładowy histogram błędu wyniku obliczania kwadratu wartości skutecznej napięcia sinusoidalnego

Rozkład błędu z rysunku 1 ma składową systematyczną wynikającą z zastosowanej metody przybliżonego całkowania. Składowa ta może zostać wyeliminowana z wyniku pomiaru przez dodanie poprawki. W efekcie tego działania, błąd uzyskuje rozkład symetryczny (o zerowej wartości oczekiwanej), dla którego może być obliczana niepewność U [2] jako parametr zbioru wartości błędu przy wykorzystaniu funkcjonu [3]:

$$\int_{-U}^U g(e) de = p, \quad (18)$$

gdzie $g(e)$ jest funkcją gęstości prawdopodobieństwa błędu e , p jest poziomem ufności i na ogół przyjmuje się $p = 0,95$.

Histogram stanowi statystyczny odpowiednik funkcji gęstości prawdopodobieństwa, w związku z czym może służyć do wyznaczania niepewności po odpowiednim przekształceniu wyrażenia (18) [3]. Niepewność uzyskana na podstawie histogramu z rysunku 1 wynosi $U = 1,22 \cdot 10^{-4}$ V.

Niepewność stanowi dogodny parametr do porównywania dokładności wyników pomiaru. Jej wykorzystanie pozwala m. in. na analizę wpływu liczby próbek w okresie przebiegu na dokładność wyznaczania wartości skutecznej. Wyniki obliczeń niepewności dla zmieniającej się liczby próbek na okres zawarto w Tabeli 1.

Tabela 1. Niepewność kwadratu wartości skutecznej spowodowana błędem kwantowania zależnie od wartości liczby próbek na okres N

N	10	20	30	40	50	60
$U \cdot 10^{-4} \text{V}$	1,72	1,22	0,96	0,81	0,74	0,70

Analiza błędu może być przeprowadzona na podstawie równania propagacji błędu (14). Z centralnego twierdzenia granicznego wynika [4], że rozkład błędu całkowitego dąży do rozkładu normalnego, gdy składana jest odpowiednio duża liczba błędów, z których żaden nie dominuje. W rozpatrywanej sytuacji wszystkie błędy we wzorze (14) mają

ten sam rozkład jednostajny, a zatem można przyjąć, że błąd wyniku ma rozkład zbliżony do normalnego o wariancji:

$$\sigma^2 = \sigma_q^2 \left(\frac{2}{N} \right)^2 \sum_{n=1}^N x(n)^2 = \frac{q^2}{3N^2} \sum_{n=1}^N \sin^2 \left(\frac{2\pi n}{N} \right), \quad (19)$$

gdzie uwzględniono, że wariancja błędu kwantowania wynosi $\sigma_q^2/12$ oraz $T/T_p = N$, T_p jest okresem próbkowania. Niepewność dla rozkładu normalnego na poziomie $p = 0,95$ wynosi $U \cong 2\sigma$ [2], a zatem dla $N = 20$ uzyskuje się zgodnie z (19) $U = 9,13 \cdot 10^{-5}$.

Porównując obydwie zastosowane sposoby analizy błędu, tj. metodę Monte Carlo i metodę analityczną bazującą na równaniu propagacji błędu, trudno o jednoznaczny ocenę, która z tych metod jest bardziej efektywna. Metodę Monte Carlo cechuje prostota i łatwość implementacji w złożonych warunkach pomiarowych, co jest szczególnie istotne w przypadku występowania nieliniowości. W takich przypadkach wyznaczenie wyrażeń analitycznych, opisujących propagację błędu, może być trudne do realizacji.

3. ALGORYTM POMIARU MOCY CZYNNEJ

Moc czynna dla dwóch przebiegów napięcia i prądu elektrycznego, odpowiednio $u(t)$ i $i(t)$, o tym samym okresie T definiowana jest jako:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t)dt. \quad (20)$$

Dla potrzeb realizacji algorytmu wyznaczania mocy w postaci (1) obydwie przebiegi są próbkowane w tych samych momentach czasu rozłożonych równomiernie w okresie T , przy czym liczba próbek na okres wynosi N . Skwantowane próbki są mnożone przez siebie i w przypadku zastosowania do całkowania metody prostokątów współczynniki algorytmu mają takie same wartości równe $1/N$. W związku z tym równanie błędu (10) przyjmuje postać uproszczoną:

$$e \cong \frac{1}{N} [u(1)e_i(1) + i(1)e_u(1) + \dots + u(N)e_i(N) + i(N)e_u(N)]. \quad (21)$$

Przykład 2. W celu wyznaczenia błędu pomiaru mocy spowodowanego kwantowaniem wykonano eksperyment metodą Monte Carlo w sposób podobny do opisanego w przykładzie 1 dla $N = 20$ próbek na okres pobieranych w tych samych momentach dla przebiegów napięcia i prądu o jednostkowej amplitudzie i przesuniętych w fazie o kąt φ . Próbki były kwantowane zgodnie ze wzorem (17), mnożone przez siebie i dodawane, a na koniec mnożone przez $1/N$. Następnie był obliczany błąd pomiaru jako różnica między wartością mocy wyznaczoną z definicji (20) i obliczoną zgodnie z opisanym algorytmem. Dla $\varphi = 0$ uzyskano histogram taki sam jak na rysunku 2. Wartości niepewności obliczone na podstawie histogramów dla wybranych wartości φ przedstawiono w Tabeli 2.

Tabela 2. Niepewność pomiaru mocy czynnej spowodowana błędem kwantowania zależnie od przesunięcia fazowego φ dla liczby próbek na okres $N = 20$

φ	0	30	60	90
$U \cdot 10^{-5}$	8,40	9,15	9,75	9,40

Stosując takie same podejście, jak w przypadku poprzedniego algorytmu i zgodnie z zależnością (21), dla błędu kwantowania uzyskuje się następującą zależność opisującą wariancję błędu wyniku:

$$\sigma^2 \cong \frac{q^2}{12N^2} \sum_{n=1}^N \left[\sin^2 \left(\frac{2\pi n}{N} \right) + \sin^2 \left(\frac{2\pi n}{N} + \varphi \right) \right], \quad (22)$$

gdzie przyjęto, że próbki zarówno napięcia, jak i prądu są kwantowane przetwornikami A/C o takiej samej wartości kwantu q .

Z analizy wyrażenia (22) wynika, że wariancja błędu całkowitego nie zależy od przesunięcia fazowego φ obu przebiegów (sumowane są próbki z pełnego okresu sinusoidy). Oznacza to, że dla przesunięć zbliżonych do $\varphi = 90^\circ$, kiedy wynik pomiaru ma małą wartość, błąd jest taki sam, jak dla $\varphi = 0$, gdy moc czynna jest największa. Zatem niepewność względna wyniku rośnie wraz ze wzrostem przesunięcia, mimo że warunki pomiaru nie zmieniają się. Wynika stąd wniosek, że w przypadku analizy metrologicznych właściwości algorytmów właściwą miarą niedokładności jest niepewność bezwzględna obliczana zgodnie ze wzorem (18).

4. PROPAGACJA BŁĘDU DRZĘCIA PRÓBEK

Proces kwantowania poprzedzony jest próbkowaniem, co polega na pobieraniu fizycznych przejawów sygnału, w rozpatrywanych sytuacjach napięcia i prądu elektrycznego. Charakterystycznym dla próbkowania jest zjawisko drżenia próbek (ang. jitter) przejawiające się losowym rozrzutem zbrocza sygnału powodującego pobranie próbki [5]. Skutkiem tego jest błąd zależny zarówno od przebiegu próbkowanego, jak i samego zjawiska drżenia próbek. Błąd ten, obok błędu kwantowania, jest drugim podstawowym błędem w procesie uzyskiwania cyfrowych reprezentacji sygnału analogowego.

Przebieg prostokątny taktujący próbkowanie powstaje w generatorze, w którym występują zjawiska losowe powodujące, że momenty wystąpienia kolejnych impulsów mają losowy rozrzut wokół wartości nominalnej. Ponadto przesyłanie tych impulsów przez obwody transmisyjne związane jest z występowaniem szumów dodatkowo wpływających na zbrocza impulsów.

Przyjmijmy, że okres impulsów próbkujących można opisać jako:

$$T_p = T_{nom} + \varepsilon, \quad (23)$$

gdzie T_{nom} jest okresem nominalnym, a ε rozrzutem o określonym rozkładzie. Dla prostoty przyjmijmy, że ε ma symetryczny rozkład jednostajny w zakresie od ε_{min} do ε_{max} . W tej sytuacji moment wystąpienia każdego z impulsów próbkujących musi być rozpatrywany jako suma okresów od momentu rozpoczęcia próbkowania, czyli zachodzi:

$$T_p(n) = \sum_{i=1}^n [T_{nom} + \varepsilon(i)] = nT_{nom} + \sum_{i=1}^n \varepsilon(i). \quad (24)$$

Powoduje to kumulację rozrzutów, czyli rozrzut w chwili n jest sumą rozrzutów z chwil poprzednich i chwili aktualnej.

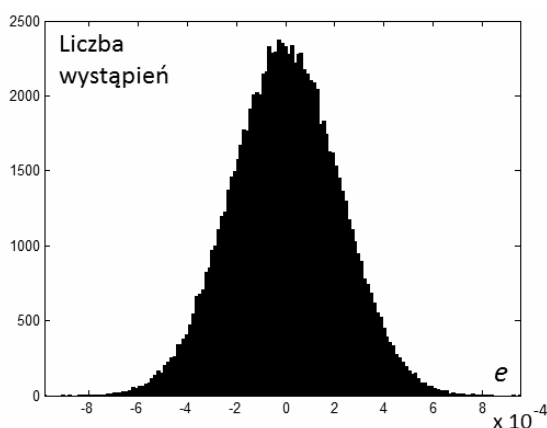
Rozrzut chwil próbkowania powoduje powstawanie błędów próbkowania nazywanych błędami drżenia próbek. Błąd ten zależy zarówno od aktualnej realizacji rozrzutu, jak

i od przebiegu sygnału próbkowanego, w tym przypadku punktu na sinusoidzie. W związku z tym opis analityczny takiego błędu jest trudny do uzyskania i w tym przypadku dobre efekty daje zastosowanie metody Monte Carlo.

Przykład 3. Wyznaczany jest rozkład błędu drżenia próbek pomiaru kwadratu wartości skutecznej sygnału dla 20 próbek na okres. Eksperyment symulacyjny realizowany jest w 100 000 krokach, przy czym na każdym kroku najpierw losowanych jest zgodnie z rozkładem jednostajnym $N = 20$ wartości rozrzutu z zakresu od -10^{-4} do 10^{-4} . Następnie kolejno wyznaczane są momenty próbkowania zgodnie z (24) przez sumowanie okresów obciążonych rozrzutem. Dla tak uzyskanych 20 wartości momentów próbkowania obliczane są wartości błędu jako:

$$e_\varepsilon(n) = \sin\left(\frac{2\pi}{T} T_p(n)\right) - \sin\left(\frac{2\pi}{N} n\right). \quad (25)$$

Uzyskane wartości błędu są przetwarzane zgodnie z równaniem propagacji błędu (16) i lokowane w zbiorze wartości błędu, który po skompletowaniu przedstawiany jest w postaci histogramu pokazanego na rysunku 2. Niepewność błędu powodowanego drzeniem próbek w funkcji liczby próbek na okres sygnału podano w tabeli 3.



Rys. 2. Histogram błędu wyniku obliczania kwadratu wartości skutecznej spowodowanego drzeniem próbek

Tabela 3. Niepewność pomiaru kwadratu wartości skutecznej spowodowana drzeniem próbek

N	10	20	30	40	50	60
$U \cdot 10^{-4} V$	2,89	4,28	5,30	6,15	6,90	7,60

5. WNIOSKI KOŃCOWE

Analiza propagacji różnego rodzaju błędów z wejścia na wyjście algorytmu jest niezbędnym elementem oceny niedokładności wyników jego realizacji, gdyż pozwala na uzyskiwanie opisu błędu wyjściowego dla różnych rodzajów błędów wejściowych. Może być ona wykonana w sposób analityczny, za pomocą równań propagacji błędu, jak również przy użyciu metody Monte Carlo. Efektywność obu metod zależy od stopnia złożoności opisu błędu – w złożonych warunkach pomiarowych metoda Monte Carlo jest bardziej efektywna, jednak jej wyniki powinny być weryfikowane w sposób analityczny dla wybranych warunków przetwarzania.

6. BIBLIOGRAFIA

1. Jakubiec J.: Błędy i niepewności danych w systemach pomiarowo-sterujących. Wyd. Pol. Śląskiej, Gliwice 2010.
2. Wyrażanie niepewności wyniku pomiaru. Przewodnik GUM, 1999.
3. Jakubiec J.: A New Conception of Measurement Uncertainty Calculation. Acta Physica Polonica A. Vol. 124 (2013), No. 3, s. 436-444.
4. Skubis T.: Podstawy metrologicznej interpretacji wyników pomiaru. Wyd. Pol. Śląskiej, Gliwice 2004.
5. Jakubiec J., Roj J.: Pomiarowe przetwarzanie próbkujące. Wyd. Pol. Śląskiej, Gliwice 2000.

RANDOM ERRORS PROPAGATION IN MULTIPLICATIVE ALGORITHMS OF MEASUREMENT DATA PROCESSING

Multiplicative algorithm, used for example for calculation of electrical power on the basis of digital representations of a voltage and current signal, characterize occurrence of products of measurement results. Accuracy of the results in the output of the algorithm can be analyzed by using error propagation equations for different kinds of the algorithm input errors. The alternative way consist in application of Monte Carlo method especially in sophisticated measurement condition. The general form of the multiplication algorithms is described in the paper and, for two kinds of the algorithm, the propagation equations have been determined. Error analysis of the algorithms applied for calculation of effective value and electric power has been performed for two basic errors caused by sampling jitter and quantization of samples.

Keywords: measurement data processing algorithm, signal sampling, quantization, measurement error, uncertainty.

PRZEDZIAŁOWA POSTAĆ WYNIKU POMIARU JAKO PODSTAWA WYRAŻANIA NIEDOKŁADNOŚCI W SYSTEMACH POMIAROWO-STERUJĄCYCH

Jerzy JAKUBIEC¹, Marek WYMYSŁO²

1. Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny
tel.: 32 237 12 41 e-mail: Jerzy.Jakubiec@polsl.pl
2. Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny
tel.: 32 237 20 05 e-mail: Marek.Wymyslo@polsl.pl

Streszczenie: W artykule opisano koncepcję przedziałowego wyrażania wyniku pomiaru oraz jego niepewności w sposób specyficzny dla systemów pomiarowo-sterujących. Niepewność rozumiana jest tu jako parametr błędu wyniku pomiaru interpretowanego w kategoriach probabilistycznych. Wyrażanie wyniku w postaci przedziału przedstawiono na przykładach obliczanych symulacyjnie przy użyciu metody Monte Carlo.

Słowa kluczowe: system czasu rzeczywistego, błąd pomiaru, niepewność wyniku pomiaru, metoda Monte Carlo.

1. WSTĘP

Podstawową cechą procesu pomiaru jest występowanie różnicy między liczbą uzyskiwaną w efekcie realizacji pomiaru a prawdziwą wartością wielkości mierzonej. Współcześnie, jako liczbowe określenie tej cechy, stosowana jest niepewność [1], będąca miarą losowego rozrzutu wyników pomiaru możliwych do uzyskania dla tej samej wartości wielkości mierzonej w tych samych warunkach. Szybko rosnący obszar zastosowań systemów pomiarowo-sterujących powoduje, że stosowana definicja niepewności nie spełnia wszystkich wymagań tego rodzaju systemów. Lepszym rozwiązaniem dla celów opisu wyniku pomiaru jest wykorzystanie przedziału liczbowego zamiast jednej liczby reprezentującej niepewność.

Przedział niepewności jest określany na podstawie probabilistycznego opisu błędu. W duchu definicji niepewności podanej w przewodniku [5] można przyjąć, że granice tego przedziału, oznaczane symbolami \underline{u} i \bar{u} odpowiednio dla dolnej i górnej jego granicy, są definiowane przy użyciu wyrażenia:

$$P\{\underline{u} \leq e \leq \bar{u}\} = p, \quad (1)$$

które oznacza, że prawdopodobieństwo P takiego zdarzenia, że realizacja błędu e znajdzie się w przedziale niepewności $[\underline{u}, \bar{u}]$ wynosi p , przy czym na ogół przyjmuje się $p = 0,95$.

Z analizy procesu pomiaru wynika, że błąd pojedynczego wyniku pomiaru można zapisać jako [2]:

$$e = x - \bar{x} \quad (2)$$

dla surowego wyniku pomiaru lub, gdy została wyznaczona estymata wielkości mierzonej, jako:

$$e = x - \hat{x} \quad (3)$$

W obu wzorach (2) i (3) symbolem x oznaczono nieznaną prawdziwą wartość wielkości mierzonej. Symbol \bar{x} we wzorze (2) oznacza surowy wynik pomiaru uzyskany jako mianowane wskazanie narzędzia pomiarowego. Natomiast \hat{x} jest symbolem estymaty wielkości mierzonej, która jest liczbą najbliższą wartości prawdziwej, w sensie określonego kryterium probabilistycznego, z liczb możliwych do uzyskania w określonych warunkach pomiarowych. W praktyce oznacza to, że estymatę uzyskuje się przez usunięcie z wyniku surowego wszystkich składowych systematycznych w sposób opisany w dalszej części pracy.

Z wyrażenia (1) wynika, że granice przedziału niepewności są parametrami rozkładu błędu, przy czym można wskazać wiele sposobów obliczania tych granic [1,2,3]. Jednak najprostsza w praktyce i zarazem logicznie uzasadniona wydaje się koncepcja, zgodnie z którą prawdopodobieństwo wystąpienia błędu poza przedziałem niepewności $[\underline{u}, \bar{u}]$ jest jednakowe dla wartości błędu leżących z lewej i prawej strony tego przedziału i wynosi $p/2$. Zgodnie z tym, dla znanej funkcji gęstości prawdopodobieństwa $g(e)$ błędu pomiaru, dolna granica przedziału może być wyznaczona na podstawie zależności:

$$\int_{-\infty}^{\underline{u}} g(e) de = \frac{1-p}{2}, \quad (4)$$

a jego górna granica jako:

$$\int_{\bar{u}}^{\infty} g(e) de = \frac{1-p}{2}. \quad (5)$$

2. WYNIK POMIARU W POSTACI PRZEDZIAŁOWEJ

Przedział niepewności określa rozrzut wartości błędu losowego, a tym samym rozrzut wyniku pomiaru związany z tym błędem. Natomiast pełną informację o wyniku stanowi

jego zapis w postaci przedziałowej. Zgodnie z definicją (2) zachodzi:

$$x = \bar{x} + e_c, \quad (7)$$

gdzie \bar{x} oznacza surowy wynik pomiaru, który obejmuje także składowe o charakterze systematycznym. Takie same składowe występują w wartościach błędu, który dla wyróżnienia oznaczono literą c w indeksie. Zgodnie z (7), po wykonaniu pojedynczego pomiaru prawdziwa wartość wielkości mierzonej jest sumą wyniku surowego i realizacji błędu tego wyniku. Właściwości losowe błędu są reprezentowane przez przedział niepewności, zatem wynik pomiaru można zapisać w postaci przedziałowej jako:

$$x = \bar{x} + [\underline{u}_c, \bar{u}_c] = [\bar{x} + \underline{u}_c, \bar{x} + \bar{u}_c] \quad (8)$$

W przedziale tym, z prawdopodobieństwem p mieści się prawdziwa wartość wielkości mierzonej.

Podobne zależności uzyskuje się, gdy rozpatruje się przedział niepewności dla błędu estymaty wielkości mierzonej. Zgodnie z (3) zachodzi:

$$x = \hat{x} + e. \quad (9)$$

Estymatę \hat{x} uzyskuje się przez wyeliminowanie z surowego wyniku pomiaru składowej systematycznej błędu za pomocą poprawki, jak to opisano w kolejnym punkcie. Składową tą usuwa się również z rozkładu błędu, w związku z czym wynik pomiaru w takim przypadku można wyrazić w postaci przedziału jako:

$$x = \hat{x} + [\underline{u}, \bar{u}] = [\hat{x} + \underline{u}, \hat{x} + \bar{u}] \quad (10)$$

Wyrażenia (8) i (10) można również określić jako przedziałowe reprezentacje prawdziwej wartości wielkości mierzonej, a to oznacza, że przedział wyznaczany w obu przypadkach jest taki sam, niezależnie od tego, czy jest tworzony dla surowego wyniku lub estymaty. Właściwość tą ilustruje poniższy przykład.

Przykład 1. W niektórych rodzajach przetworników A/C błąd kwantowania opisywany jest rozkładem jednostajnym w granicach od 0 do q , gdzie q jest wartością kwantu [2]. Granice przedziału niepewności dla tego błędu obliczone zgodnie z wyrażeniami (4) i (5) wynoszą: $\underline{u}_c = 0,025q$ i $\bar{u}_c = 0,975q$. Przyjmijmy, że kwant ma wartość $q = 1$ mV, a po wykonaniu pomiaru uzyskano liczbę kwantów $n_q = 1891$, co daje wartość surowego wyniku pomiaru napięcia $\tilde{U}_q = 1891q = 1,891$ V. W takim przypadku wynik pomiaru napięcia U_q można zapisać w postaci przedziału:

$$U_q = 1,891 + [0,025; 0,975] \cdot 10^{-3} = [1,891025; 1,891975] \text{ V.}$$

Opisany błąd kwantowania zawiera składową systematyczną równą wartości oczekiwanej wynoszącej $E[e_c(q)] = q/2$. Po wyeliminowaniu tej składowej z błędu, jego rozkład zmienia się w granicach od $-q/2$ do $+q/2$, w związku z czym granice przedziału niepewności wynoszą:

$$[\underline{u}, \bar{u}] = [-0,475q; 0,475q] = [-0,475; 0,475] \cdot 10^{-3} \text{ V.}$$

W celu uzyskania estymaty mierzonego napięcia, do surowego wyniku pomiaru należy dodać poprawkę równą składowej systematycznej błędu. Otrzymuje się:

$$\hat{U}_q = 1,891q + \frac{q}{2} = 1,891 + 0,0005 = 1,8915 \text{ V.}$$

Przedział niepewności ma wówczas postać:

$$[\underline{u}, \bar{u}] = [-0,475; 0,475] \cdot 10^{-3} \text{ V,}$$

a przedział wyniku pomiaru:

$$U_q = 1,8915 + [-0,47; 0,475] \cdot 10^{-3} = [1,89102; 1,891975] \text{ V.}$$

Wynika stąd wniosek, że granice przedziału reprezentującego wynik pomiaru są takie same zarówno dla wyniku surowego, jak i dla estymaty wielkości mierzonej. Jest to istotne w sytuacji, gdy wykorzystywane są granice przedziału, a nie sama estymata. Wówczas obliczanie przedziału wyniku jest prostsze dla surowego wyniku pomiaru.

3. PRZEDZIAŁ NIEPEWNOŚCI CAŁKOWITEGO BŁĘDU POMIARU

Przedstawione powyżej rozważania dotyczą każdego błędu pomiaru o charakterze losowym. W przypadku, gdy rozpatruje się surowy wynik lub estymatę, należy wziąć pod uwagę wszystkie błędy występujące w określonych warunkach pomiaru. Z reguły analiza procesu pomiaru prowadzi do wyodrębnienia błędów cząstkowych, które muszą zostać złożone w błąd całkowity będący podstawą wyznaczenia przedziału niepewności w postaci końcowej.

Wyznaczenie rozkładu błędu całkowitego wymaga identyfikacji błędów cząstkowych występujących w zadanych warunkach pomiarowych, czyli określenia rozkładów tych błędów. Następnie należy złożyć błędy cząstkowe. Powszechnie przyjmuje się, że błędy te są addytywne w stosunku do siebie [2], co oznacza, że błąd całkowity jest sumą błędów cząstkowych:

$$e = e_1 + e_2 + \dots + e_J, \quad (11)$$

gdzie J jest liczbą błędów.

Najbardziej przydatny do celów składania rozkładów błędów losowych jest opis ich właściwości w postaci funkcji gęstości prawdopodobieństwa [2, 4]. W przypadku, gdy błędy cząstkowe są nieskorelowane można wyznaczyć funkcję gęstości prawdopodobieństwa ich sumy (12) jako:

$$g(e) = g_1(e_1) * g_2(e_2) * \dots * g_J(e_J), \quad (12)$$

gdzie $g_1(e_1), g_2(e_2), \dots, g_J(e_J)$, są funkcjami gęstości prawdopodobieństwa odpowiednich błędów cząstkowych, a $*$ oznacza operację splotu.

W przypadku, gdy błędy cząstkowe są skorelowane wyznaczanie błędu całkowitego musi uwzględniać współczynniki korelacji. Działanie to na ogół jest dość złożone, przy czym dla pewnych rodzajów błędu daje się ono uprościć [5]. W dalszych rozważaniach przyjmuje się brak korelacji między błędami.

Z punktu widzenia prowadzonych rozważań można przyjąć, że surowy wynik pojedynczego pomiaru może być obciążony dwojakiego rodzaju błędami:

- systematycznymi, o wartościach dających się obliczyć, dzięki czemu mogą być usunięte z surowego wyniku pomiaru,
- losowymi, których wartości opisywane są w kategoriach probabilistycznych, w związku z czym możliwe jest jedynie uwzględnienie ich wpływu na końcowy wynik pomiaru.

Gdy wyznacza się błąd całkowity wyniku surowego, składane są ze sobą błędy systematyczne i losowe. Można do tego wykorzystać wyrażenie (12), o ile błędy systematyczne da się opisać w sposób jednolity z błędami losowymi, czyli przy użyciu funkcji gęstości prawdopodobieństwa. Jest to możliwe za pomocą delty Dirac'a $\delta(e)$ [6]. Spełnia ona podstawowe wymaganie normatywne dla funkcji gęstości prawdopodobieństwa, gdyż zachodzi:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(e) de = 1. \quad (13)$$

Wartość stała c może być zapisana jako $\delta(e - c)$, gdyż wartość oczekiwana $E[\delta(e - c)] = c$, ponieważ:

$$E[\delta(e - c)] = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(e - c) e de = c, \quad (14)$$

a odchylenie standardowe funkcji $\delta(e - c)$ wynosi 0.

Ponadto można wykazać [4], że:

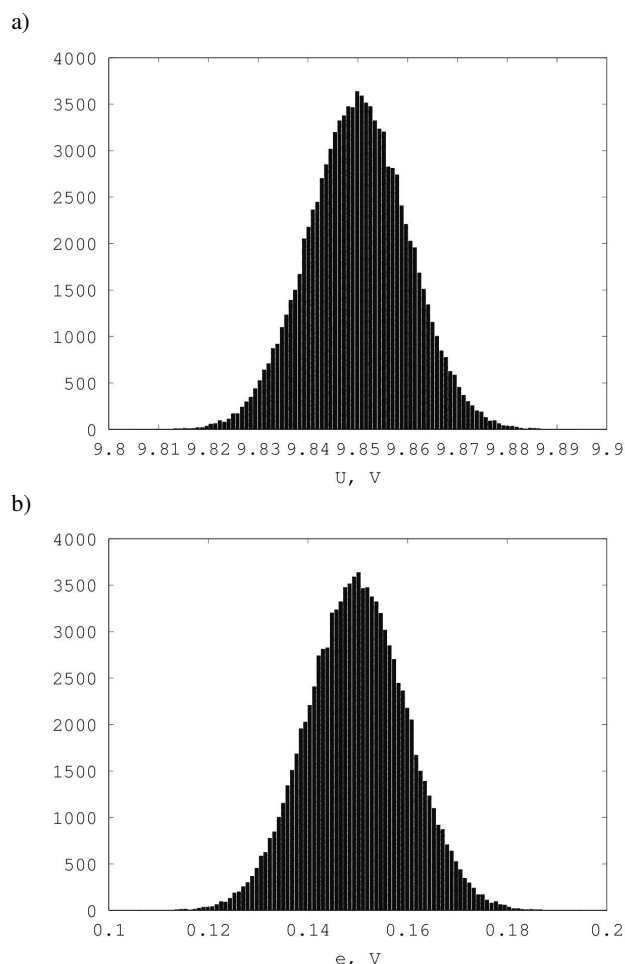
$$\delta(e - c) * g(e) = g(e - c), \quad (15)$$

co oznacza, że splot funkcji gęstości prawdopodobieństwa $g(e)$ i funkcji delta $\delta(e - c)$ reprezentującej błąd systematyczny powoduje przesunięcie funkcji $g(e)$ o wartość c na osi poziomej. Wynika stąd ogólny wniosek, że wartości oczekiwane rozkładów błędów cząstkowych i wartości błędów systematycznych, występujących we wzorze (11), sumują się arytmetycznie.

Opisane właściwości błędów zilustrowano przykładami, w których wykorzystano zbiory wyników pomiaru i wartości błędów uzyskiwane eksperymentalnie. Eksperymenty te mogą być wykonywane w sposób pomiarowy lub w sposób symulacyjny przy użyciu metody Monte Carlo. W obu przypadkach zbiory uzyskuje się przez wielokrotne powtarzanie eksperymentu w tych samych warunkach pomiarowych. Dla tak uzyskanych zbiorów wyznacza się parametry rozkładu, w tym granice przedziału niepewności, oraz przedstawia się je w postaci histogramów, które można, w zależności od potrzeb, aproksymować ciągłymi funkcjami gęstości prawdopodobieństwa. Należy zaznaczyć, że użycie metody Monte Carlo jest znacznie mniej pracochłonne i tańsze niż realizacja eksperymentów pomiarowych, stąd metoda ta staje się narzędziem powszechnie stosowanym w analizie błędów pomiaru [2, 4].

Przykład 2. Załóżmy, że wartość prawdziwa mierzonego napięcia wynosi $U_v = 10$ V. W procesie pomiaru tego napięcia występują dwa błędy: e_1 o stałej wartości równej 0,1 V i losowy e_2 o rozkładzie normalnym $N(0,05, 0,01)$ V, czyli o wartości oczekiwanej równej 0,05 V i odchyleniu

standardowym 0,01 V. Metodą Monte Carlo obliczane są dwa rozkłady: surowego wyniku pomiaru \tilde{U}_v oraz błędu całkowitego e . Eksperyment realizowany jest w 100 000 krokach, przy czym na każdym kroku losowana jest wartość błędu z populacji $N(0,05; 0,01)$. Wartość błędu całkowitego uzyskuje się przez dodanie do błędu losowego stałej wartości błędu systematycznego $e_1 = 0,1$ V, a wartość wyniku pomiaru po odjęciu od wartości prawdziwej tak uzyskanego błędu całkowitego (patrz zależność (9)). Wartości wyników pomiaru i błędu całkowitego umieszczane są w zbiorach, które postaci histogramów przedstawiono na rysunku 1.



Rys. 1. Histogramy wartości wyniku pomiaru (a) i błędu całkowitego (b) uzyskane w eksperymencie z przykładu 2

Histogramy z rysunku 1 mają taki sam kształt (błąd ma rozkład symetryczny) i różnią się wartością oczekiwaną. Wykonanie pojedynczego pomiaru daje się opisać jako pobranie liczby ze zbioru wyniku pomiaru. Skoro rozkład błędu jest taki sam, jeśli pominie się przesunięcie na osi poziomej, to na jego podstawie można wyznaczyć parametry określające rozrzut wyniku wokół wartości prawdziwej. Dla opisywanego aparatu matematycznego są to granice przedziału niepewności.

Przyjmijmy, że surowy wynik pomiaru wynosi $\tilde{U}_v = 9,83$ V. Wartość oczekiwana błędu całkowitego jest równa sumie błędu systematycznego e_1 oraz wartości oczekiwanej błędu losowego $E[e_2] = 0,05$ V, a zatem wynosi: $E[e] = e_1 + E[e_2] = 0,1 + 0,05 = 0,15$ V. W takim przypadku poprawka na składową systematyczną wprowadzana do surowego wyniku pomiaru ma wartość:

$p = E[e] = 0,15 \text{ V}$. Po skorygowaniu o tą wartość estymata wartości prawdziwej mierzonego napięcia wynosi: $\hat{U}_v = \check{U}_v + p = 9,83 \text{ V} + 0,15 \text{ V} = 9,98 \text{ V}$. Odległość tej estymaty od wartości prawdziwej określają granice przedziału niepewności wyznaczone na podstawie rozkładu błędu całkowitego o zerowej wartości oczekiwanej $N(0, 0,01) \text{ V}$. Granice te obliczone dla poziomu ufności $p = 0,95$ zgodnie z zależnościami (4) i (5), dla funkcji gęstości $N(0, 0,01) \text{ V}$ oraz na podstawie zbioru wartości błędu zawierającego 100 000 realizacji uzyskanych metodą Monte Carlo wynoszą: $\underline{U}_v \approx -0,02 \text{ V}$ oraz $\overline{U}_v \approx 0,02 \text{ V}$. Zatem wynik pomiaru w postaci przedziałowej można w tym przypadku zapisać jako:

$$U_v = \hat{U}_v + [\underline{U}_v, \overline{U}_v] = 9,98 \text{ V} + [-0,02; 0,02] \text{ V} = [9,96; 1,00] \text{ V}.$$

4. WYKORZYSTANIE PRZEDZIAŁU NIEPEWNOŚCI W CELACH PORÓWNAWCZYCH

Można wskazać dwie podstawowe sytuacje, w których przedział niepewności może być wykorzystywany dla celów porównawczych. Dotyczy one:

- Porównania dwóch lub więcej wyników pomiaru pod względem ich dokładności.
- Porównania wyniku pomiaru z wartościami uznawanymi za graniczne.

Porównanie dokładności wyników pomiaru stosowane do oceny wzorców lub jakości laboratoriów, może być także wykorzystane do porównywania dokładności przyrządów mierzących określone wielkości w tych samych warunkach. W celu przeprowadzenia tego rodzaju porównania, dogodnie jest określić parametry przedziału w nieco inny sposób niż to dotychczas przedstawiano. Wyznacza się dwa parametry. Środek przedziału jako:

$$\text{mid}(x) = \frac{\bar{x} + \underline{x}}{2} = \frac{\hat{x} + \underline{u} + \hat{x} + \overline{u}}{2} = \hat{x} + \frac{\underline{u} + \overline{u}}{2} \quad (16)$$

oraz promień przedziału:

$$\text{rad}(x) = \frac{\bar{x} - \underline{x}}{2} = \frac{\hat{x} + \overline{u} - (\hat{x} - \underline{u})}{2} = \frac{\overline{u} - \underline{u}}{2}. \quad (17)$$

Jak wynika to ze wzoru (17), promień przedziału wyniku nie zależy od wartości estymaty i jest równy promieniowi przedziału niepewności. Zatem w celu określenia, który z dwóch wyników pomiarów, realizowanych w określonych warunkach pomiarowych, jest bardziej dokładny wystarczy porównać promienie ich przedziałów niepewności. W przypadku, gdy przedział niepewności jest symetryczny, czyli zachodzi: $-\underline{u} = \overline{u} = U$, wyrażenie (17) przyjmuje prostą postać:

$$\text{rad}(x) = \frac{\overline{u} - \underline{u}}{2} = \frac{U - (-U)}{2} = U, \quad (18)$$

gdzie U nazywane jest niepewnością [5]. W tym ujęciu niepewność wyniku pomiaru jest promieniem symetrycznego przedziału niepewności.

Porównanie wartości niepewności U_1, U_2 tego samego wzorca dla pomiarów wykonanych dwoma przyrządami pomiarowymi pozwala na określenie, który przyrząd jest

dokładniejszy. Dla $U_1 < U_2$ można stwierdzić, że pierwszy przyrząd wykonuje pomiary dokładniej.

Jeżeli dokonuje się porównania przedziału wyniku pomiaru z wartościami uznawanymi za graniczne, możliwe są dwa przypadki. W pierwszym zachodzi:

$$x_{\text{lim}} \leq \underline{x}, \quad (19)$$

a w drugim:

$$x_{\text{lim}} \geq \overline{x}. \quad (20)$$

W obu przypadkach określone kryterium jest spełnione, jeżeli wartości graniczne leżą poza przedziałem wyniku pomiaru.

Rozpatrzmy postępowanie w pierwszym przypadku, przy założeniu, że procedura wyznaczania przedziału odbywa się dla wyniku surowego \check{x} . Przedział niepewności $[\underline{u}, \overline{u}]$ dla takiego wyniku uzyskuje się na podstawie rozkładu nieskorygowanego błędu całkowitego. Biorąc pod uwagę, że $\underline{x} = \check{x} + \underline{u}$, nierówność (19) można zapisać jako:

$$x_{\text{lim}} \leq \check{x} + \underline{u}. \quad (21)$$

Oznacza to, że każdy surowy wynik pomiaru musi być porównywany z wartością:

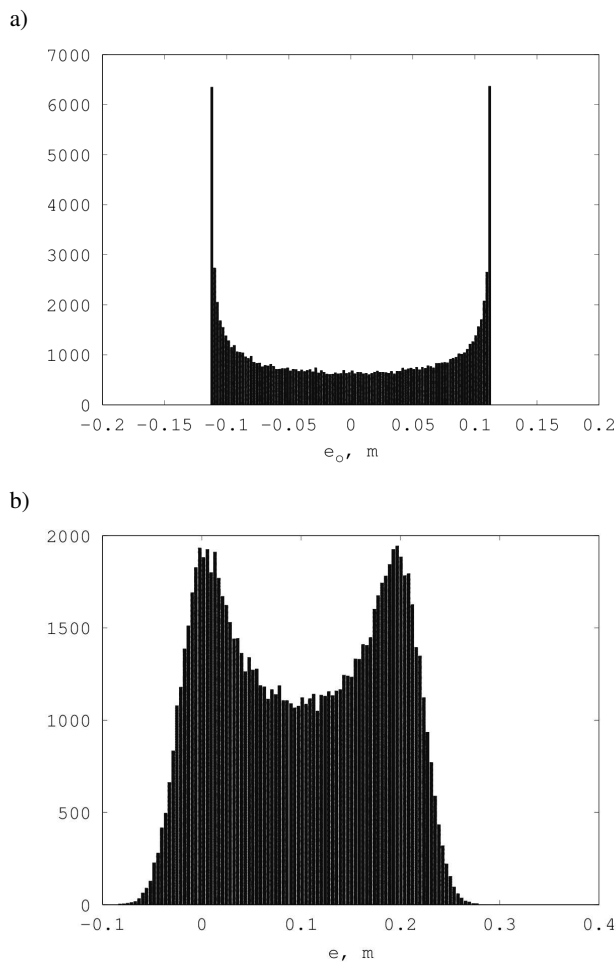
$$\check{x} \geq x_{\text{lim}} - \underline{u}. \quad (22)$$

Przykład 3. W pojazdach autonomicznych decyzje o przyspieszeniu bądź hamowaniu pojazdu zapadają po porównaniu jego odległości zmierzonej w odniesieniu do poprzedzającego pojazdu. Istotną rolę w takich przypadkach odgrywają błędy powodowane opóźnieniami [3], które w szczególnych przypadkach mogą determinować granice przedziału niepewności. Przyjmijmy dla przykładu, że odległość między pojazdami daje się opisywać przebiegiem sinusoidalnie zmiennym, a opóźnienie między momentami wykonania pomiaru odległości i jego wykorzystaniem do aktywizacji hamulca lub przyspieszenia pojazdu jest stałe i wynosi $\vartheta = 20 \text{ ms}$. Odległość może być opisana zależnością: $d = 10 + 9\sin(2\pi ft)$, gdzie $f = 0,1 \text{ Hz}$, a błąd pomiaru odległości ma rozkład normalny $N(0,1, 0,2) \text{ m}$. Błąd spowodowany opóźnieniem wyznaczony metodą Monte Carlo ma rozkład pokazany na rysunku 2a, a błąd całkowity przedstawiono na rysunku 2b.

Granice przedziału niepewności wyznaczone dla rozkładu błędu jak na rysunku 2b wynoszą: $\underline{u} = -0,030 \text{ m}$ i $\overline{u} = 0,232 \text{ m}$. Dla określonej szybkości pojazdu, wartość graniczna, dla której należy rozpocząć hamowanie stanowi zatem sumę drogi hamowania oraz górnej granicy przedziału niepewności $\overline{u} = 0,232 \text{ m}$.

5. WNIOSKI KOŃCOWE

Z uwagi na szybko rosnący obszar aplikacji systemów pomiarowych, klasyczna definicja niepewności pomiaru może nie spełniać wymagań opisu wyniku, co skutkuje koniecznością poszukiwania lepszych metod tego opisu. Jedną z nich stanowi przytoczona w artykule definicja niepewności w postaci interwałowej, która jest szczególnie przydatna, gdy w systemach występują błędy



Rys. 2. Histogramy wartości błędu spowodowanego opóźnieniem (a) i błędu całkowitego (b) uzyskane w eksperymencie z przykładu 3

o niesymetrycznych rozkładach. W takiej sytuacji klasyczna definicja niepewności nie może być zastosowana, z uwagi na różnice między bezwzględnymi wartościami dolnej i górnej granicy przedziału niepewności.

W systemach pomiarowo-sterujących, w których wykonywane są na bieżąco określone działania istotnymi

parametrami, w celu podjęcia decyzji, są granice przedziału niepewności dla błędu całkowitego uwzględniającego błędy spowodowane opóźnieniami. Na ogół tego rodzaju systemy rozpatrywane są w kategoriach czasu rzeczywistego. Tradycyjnie mówi się, że określony system spełnia kryteria czasu rzeczywistego, jeżeli opóźnienie między chwilami pomiaru i wykorzystania wyniku przez aktuator jest mniejsze od dopuszczalnego. Patrząc na tę definicję z punktu widzenia błędów pomiaru widać, że obejmuje ona tylko jeden rodzaj błędów, mianowicie błędy powodowane opóźnieniami pomijając wpływ innych błędów na dokładność wyniku pomiaru. W związku z tym definicję tę należałoby zmodyfikować. Systemem czasu rzeczywistego powinien być nazywany taki system, w którym dla wszystkich kluczowych wielkości promienie przedziału niepewności spełniają kryteria dopuszczalnych wartości zgodne z zależnościami (19) i (20).

6. BIBLIOGRAFIA

1. Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement, ISO, 1992, 1995.
2. Jakubiec J.: Błędy i niepewności danych w systemie pomiarowo-sterującym, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 2010.
3. Skubis T.: Podstawy metrologicznej interpretacji wyniku pomiaru. Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 2004.
4. Jakubiec J.: A New Conception of Measurement Uncertainty Calculation. Acta Physica Polonica A. Vol. 124 (2013), No. 3, s. 436-444.
5. Wymysł M.: Badanie związków między błędami opóźnień a innymi błędami w systemie pomiarowo-sterującym w oparciu o definicję współczynnika korelacji, Przegląd Elektrotechniczny 2016 R. 92 nr 12, s. 217-220.
6. Jakubiec J., Krupane B.: Application of delta function to probabilistic modeling of communication delays in wireless networks - introduction and mathematical basis, Measurement Automation Monitoring, 2015 vol. 61 nr 9, s. 426-429.

INTERVAL REPRESENTATION OF A MEASURING RESULT AS A BASIS OF INACCURACY EXPRESSION IN MEASURING AND CONTROL SYSTEMS

An approach to the interval representation of measurement result and its uncertainty in measuring and control system is presented in the paper. Nowadays, the measurement result is characterized by the measurement uncertainty [1], which is defined as the radius of the interval built around the measured value in which the true value lies with given probability. A rapid growth of measurement systems application area leads to introduce more usable definition of inaccuracy which basis on the interval representation of a measurement result. This definition is more useful, particularly in real-time systems and when errors with asymmetrical distribution occur in systems [2, 4].

According to classical definition, to classify a system as real-time one delays in it have to be less than it is allowable. In such systems propagation of the signals from the input to the output is connected with arising of delays because all the system elements need time to perform their activities. However, to classify a measuring and control system as a real time, it should be taken into account all factors influencing on properties the system output signals, i.e. not only delays but also errors of measurement data. Therefore, the delay errors should be described as components of the total error being the basis of determination of the interval representing the system output measuring results [5]. Comparing the interval with critical acceptable values enables classifying the system as a real-time one.

Theoretical consideration in the paper are illustrated by results of numerical experiments carried out by using Monte Carlo method.

Keywords: real-time system, measurement error, uncertainty of a measuring result, Monte Carlo method.

ANALIZA PORÓWNAWCZA HAŁASU INFRADŹWIĘKOWEGO GENEROWANEGO PRACĄ TRANSFORMATORÓW ELEKTROENERGETYCZNYCH

Daniel JANCARCZYK¹, Marcin BERNAS², Marcin SIDZINA³, Jarosław JANUSZ⁴

1. Akademia Techniczno - Humanistyczna w Bielsku-Białej, Wydział Budowy Maszyn i Informatyki
tel.: 33 827 92 62 e-mail: djancarczyk@ath.bielsko.pl
2. Akademia Techniczno - Humanistyczna w Bielsku-Białej, Wydział Budowy Maszyn i Informatyki
tel.: 33 827 92 62 e-mail: mbernas@ath.bielsko.pl
3. Akademia Techniczno - Humanistyczna w Bielsku-Białej, Wydział Budowy Maszyn i Informatyki
tel.: 33 827 93 61 e-mail: msidzina@ath.bielsko.pl
4. Akademia Techniczno - Humanistyczna w Bielsku-Białej, Wydział Budowy Maszyn i Informatyki
tel.: 33 827 93 61 e-mail: jjanusz@ath.bielsko.pl

Streszczenie: W ramach artykułu przedstawiono wyniki analizy porównawczej poziomu ciśnienia akustycznego hałasu infradźwiękowego generowanego przez dwa transformatory elektroenergetyczne średniego napięcia o znamionowych mocach pozornych 250 kVA oraz 1250 kVA. Porównanie, zawarte w części wynikowej, oparto na analizie widm częstotliwości i spektrogramów, które wyznaczono dla zarejestrowanych sygnałów niskoczęstotliwościowych. Uzyskana charakterystyka hałasu infradźwiękowego, dla poszczególnych transformatorów, uwzględnienia lokalizację punktów pomiarowych względem miejsca emisji i jej wpływ na uzyskane wartości poziomu ciśnienia akustycznego. Przeprowadzone badania pozwoliły na określenie wielkości oddziaływania infradźwiękowego badanych transformatorów oraz zmian widma emitowanego hałasu w ich otoczeniu.

Słowa kluczowe: transformatory elektroenergetyczne, infradźwięki, hałas, poziom ciśnienia akustycznego.

1. WPROWADZENIE

Transformatory energetyczne uznane są za źródła hałasu niskoczęstotliwościowego. Ma on charakter stacjonarny, o widmie z wyraźnie wyróżnionymi składnikami dla częstotliwości stanowiących wielokrotność podwójnej częstotliwości sieci elektroenergetycznej. Podstawowym źródłem hałasu są drgania rdzenia spowodowane zjawiskiem magnetostrykcji. Transformatory coraz częściej umieszczane są na terenach wypoczynku i rekreacji oraz w obrębie osiedli mieszkaniowych. Bliskie sąsiedztwo terenów zamieszkałych wymusza stosowanie ostrych norm [1] dotyczących ich parametrów akustycznych i podejmowanie działań w kierunku ograniczenia promieniowanej przez nie energii akustycznej, natomiast nie ma norm dotyczących hałasu infradźwiękowego. Hałas wytwarzany przez transformator, jak wspomniano w wstępie, związany jest z występowaniem zjawiska magnetostrykcji [2]. Materiał ferromagnetyczny stanowiący rdzeń transformatora w zmiennym polu magnetycznym zmienia swoje rozmiary. Odształcanie rdzenia transformatora umieszczonego wewnątrz uzwojenia, przez

który płynie prąd zmienny, powoduje jego drgania z częstotliwością równą podwójnej częstotliwości prądu. Jest to spowodowane faktem, że zmiana wymiarów rdzenia towarzyszy bezwzględnej zmianie wartości natężenia pola magnetycznego niezależnie od kierunku zmian. Ponieważ częstotliwość sygnału w systemach elektroenergetycznych w zależności od kraju wynosi 50Hz lub 60Hz transformatory energetyczne są klasycznym wręcz przykładem źródeł hałasu niskoczęstotliwościowego.

Hałasem infradźwiękowym przyjęto nazywać hałas, w którego widmie dominującą rolę odgrywają niskie częstotliwości do 20 Hz zgodnie z normą PN-ISO 7196:2002 [3]. Brak jest standaryzacji dźwięków o niskich częstotliwościach, jednak większość naukowców zakres tych częstotliwości określa w granicach od 10 do 200 Hz [4].

Problem hałasu infradźwiękowego generowanego przez nowe oraz wyeksploatowane transformatory elektroenergetyczne wymaga przeprowadzenia szerokiego zakresu badań. Należy jednoznacznie określić referencyjne metodyki pomiarowe, sposoby analizy oraz ocenę uciążliwości generowanego hałasu. Pomimo, że udowodniono szkodliwe działanie infradźwięków na środowisko naturalne [5], nie badano transformatorów jako ich źródła. Warto zwrócić również uwagę na fakt, że ocenę uciążliwości hałasu infradźwiękowego przeprowadza się jedynie na stanowiskach pracy [6].

W ramach badań podjęto próbę określenia poziomu hałasu infradźwiękowego generowanego przez transformatory elektroenergetyczne, pracujące w warunkach znamionowych. Badaniom poddano transformatory rozdzielcze obniżające napięcie z 15 kV na 0,4 kV zarówno o izolacji olejowej, jak również suchej o znamionowych mocach pozornych równych 250 kVA oraz 1250 kVA. W przeprowadzonych badaniach zastosowano aparaturę pomiarową firmy Brüel&Kjær i skupiono się jedynie na pomiarze poziomu ciśnienia akustycznego, nie przeliczając go na poziom mocy akustycznej. Podejście takie pozwala określić zakres potencjalnego oddziaływania infradźwięków bezpośrednio w miejscu usytuowania punktu pomiarowego.

Zakres wykonanych analiz obejmuje wyznaczenie przebiegów obrazujących zmiany poziomu ciśnienia akustycznego w funkcji częstotliwości (widma amplitudowe) i w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej (spektrogramy). W celach porównawczych charakterystyki wyznaczono oddzielnie dla dwóch badanych transformatorów oraz dla wybranych punktów pomiarowych.

2. CHARAKTERYSTYKA APARATURY POMIAROWEJ ORAZ BADANYCH TRANSFORMATORÓW

Pierwszym badanym obiektem był transformator napowietrzny średniego napięcia (15 kV / 0,4 kV) o mocy pozornej 250 kVA (Transformator 1), przedstawiony na rysunku 1. Obiekt zlokalizowany jest w miejscowości Jasienica w województwie śląskim.



Rys. 1. Transformator napowietrzny o mocy pozornej 250kVA (Transformator 1)

Drugim badanym obiektem był transformator wewnątrzowy średniego napięcia (15 kV / 0,4 kV) żywicznym typ: TRICAST 1250/15 firmy Schneider Electric o mocy pozornej 1250kVA (Transformator 2), przedstawiony na rysunku 2. Obiekt zlokalizowany jest w miejscowości Bielsko-Biała w województwie śląskim.

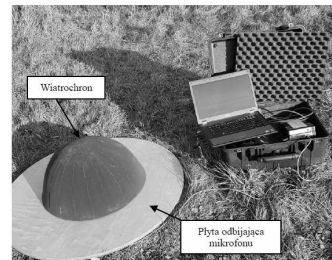


Rys. 2. Transformator wewnątrzowy o mocy pozornej 1250kVA (Transformator 2)

Do rejestracji sygnałów niskoczęstotliwościowych wykorzystano układ pomiarowy składający się z mikrofonu pojemnościowego typ 4190 zaprojektowanego do dokładnych pomiarów w polu swobodnym, podłączonego z przedwzmacniaczem typ 2669L firmy Brüel&Kjær oraz cyfrowego miernika sygnału z funkcją rejestracji LAN-XI typ 3050-A-60 firmy Brüel&Kjær. Jest to profesjonalne narzędzie wykorzystywane do pomiarów ciśnienia akustycznego, natężenia dźwięku, a także drgań. Jego możliwości implementacyjne są bardzo szerokie począwszy od typowych badań akustycznych, takich jak pomiary hałasu, wyznaczanie poziomu mocy akustycznej, wykonywanie map hałasu przy użyciu techniki

beamformingu, badanie właściwości akustycznych materiałów i wyznaczanie parametrów akustycznych pomieszczeń, a skończywszy na specjalistycznych badaniach akustycznych, takich jak: diagnostyka maszyn, analiza modalna oraz badania elektroakustyczne przetworników akustycznych [2]. W przypadku używanego zestawu, zakres mierzonych częstotliwości zawierał się w przedziale od 0,7 Hz do 20 kHz.

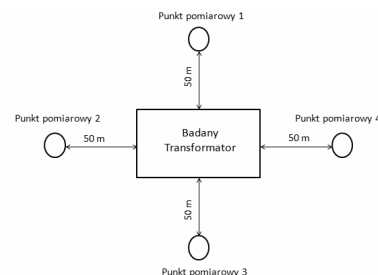
Przed rozpoczęciem pomiarów przeprowadzono kalibrację układu pomiarowego przy wykorzystaniu kalibratora akustycznego typ 4231 firmy Brüel&Kjær. Dodatkowo do pomiarów użyto ochron przeciwwietrznych oraz okrągłej odbijającej powierzchni pomiarowej o średnicy 1 m, które stanowiły zestaw UA-2133 firmy Brüel&Kjær (rys. 3).



Rys.3. Widok płyty odbijającej oraz wiatrochronu dla zastosowanego mikrofonu typ 4190

Do obsługi zastosowanego miernika wykorzystano komputer wraz z dedykowanym oprogramowaniem, który połączono z systemem pomiarowym przewodem typu LAN. Wszystkie parametry pracy definiowano za pomocą aplikacji PULSE LabShop, która stanowi integralną część zestawu pomiarowego. Oprogramowanie to, oprócz możliwości dokładnego skonfigurowania przyrządu, umożliwia rejestrację mierzonych sygnałów oraz ich wstępne przetwarzanie i wizualizację w trybie off-line. Do analizy zarejestrowanych sygnałów niskoczęstotliwościowych wykorzystano metodę Welch [7], która umożliwia określenie szacunkowej widmowej gęstości mocy sygnału. Parametry metody dostosowano do charakterystyki aparatury badawczej oraz analizowanego przedmiotu częstotliwości.

Pomiary poziomu ciśnienia akustycznego hałasu niskoczęstotliwościowego generowanego przez badane transformatory (Transformator 1 oraz Transformator 2) wykonano kolejno w czterech punktach referencyjnych, rozmieszczonych wokół transformatora co 90⁰ w odległości 50 m od źródła emisji (rys. 4).

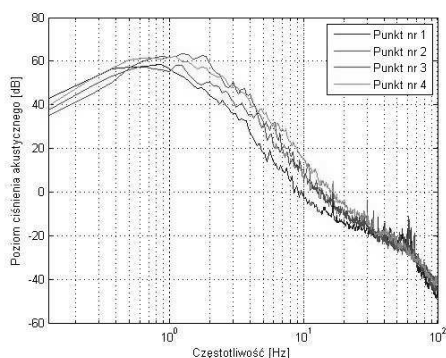


Rys.4. Schemat poglądowy rozmieszczenia punktów pomiarowych względem badanego transformatora

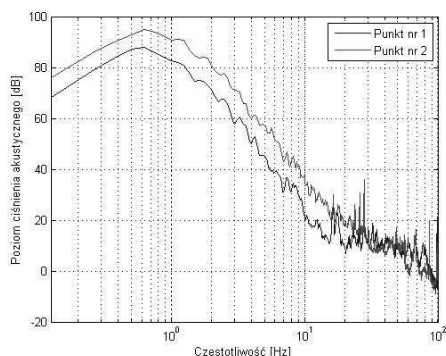
3. ANALIZA OTRZYMANÝCH WYNIKÓW

W celu przeprowadzenia analizy porównawczej poziomu ciśnienia akustycznego pochodzącego od hałasu

infradźwiękowego generowanego przez badane transformatory dokonano wyboru czterech punktów pomiarowych oznaczonych: Punkt 1, Punkt 2, Punkt 3, Punkt 4 (rys. 4), które w sposób reprezentatywny obrazują zakres rejestrowanych zmian. Przebiegi uśrednionych widm [8] częstotliwościowych wyznaczonych dla badanych transformatorów przedstawiono odpowiednio na rysunku 5 (Transformator 1) i na rysunku 6 (Transformator 2). Otrzymane zależności uzyskano poprzez obliczenie średniej arytmetycznej oddzielnie dla wszystkich wartości ciśnienia akustycznego, które zarejestrowano w danym punkcie pomiarowym. Wyznaczone wartości wyrażono w decybelach odnosząc je względem progu słyszenia tj. $p_0 = 2 \cdot 10^{-5}$ Pa.



Rys.5. Uśrednione widma amplitudowe ciśnienia akustycznego niskiej częstotliwości generowanego przez Transformator 1 dla czterech punktów pomiarowych



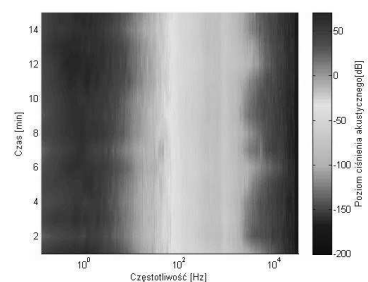
Rys.6. Uśrednione widma amplitudowe ciśnienia akustycznego niskiej częstotliwości generowanego przez Transformator 2 dla dwóch punktów pomiarowych

Dla Transformatora 1 wyznaczony poziom ciśnienia akustycznego generowanego hałasu jest porównywalny dla czterech punktów pomiarowych oraz dotyczy całego badanego zakresu częstotliwości. Największa wartość mierzonych sygnałów występuje w paśmie infradźwiękowym (do 20 Hz). Wraz ze wzrostem częstotliwości wartość ciśnienia akustycznego zmniejsza się w sposób zbliżony do liniowego w skali logarytmicznej.

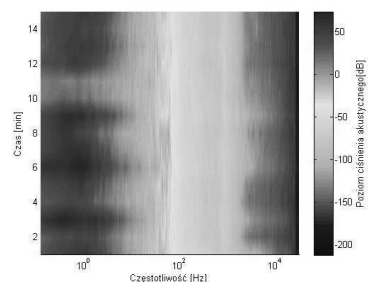
W przypadku Transformatora 2 przeprowadzono pomiary tylko w punktach 1 i 2 (rys. 4), ponieważ transformator ten jest transformatorem przyłączeniowym w zakładzie produkcyjnym oraz ma budowę wnętrzą co znacznie ogranicza jego dostępność. Kształt uśrednionych widm amplitudowych dla punktów pomiarowych jest zbliżony, natomiast zauważalna jest różnica w wartości poziomu ciśnienia akustycznego, która wynosi ok. 8dB i utrzymuje się do częstotliwości 15 Hz. Między częstotliwością 15 a 100 Hz można wyróżnić kilka

charakterystycznych składowych harmoniczných. Pierwsza z nich, której poziom był największy, znajduje się w paśmie od 15 do 20 Hz, następną z kolei w paśmie od 20 do 30 Hz. Są to zakłócenia, których źródłem mogły być pracujące maszyny w fabryce lub komin elektrociepłowni zlokalizowany w pobliżu badanego transformatora. Oba te czynniki są w literaturze uznawane jako źródła hałasu niskoczęstotliwościowego.

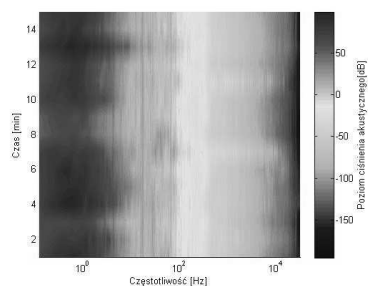
W kolejnym kroku analizy obliczono, osobno dla każdego z badanych transformatorów oraz wybranych punktów pomiarowych, dwuwymiarowe spektrogramy. Przedstawiają one obrazy czasowo-częstotliwościowe zarejestrowanego poziomu ciśnienia akustycznego. Zaprezentowane spektrogramy opisano stosując skalę w postaci paska palety kolorów, których poszczególne barwy odpowiadają odpowiednim wartościom, wyrażonego w skali logarytmicznej (decybelach), poziomu ciśnienia akustycznego.



Rys.7. Dwuwymiarowy spektrogram sygnałów akustycznych generowanych przez transformator elektroenergetyczny (Transformator 1 punkt 1)



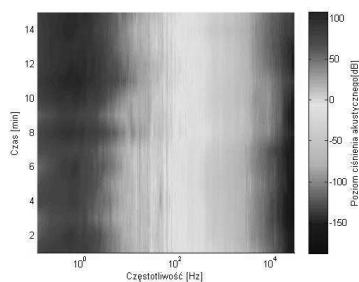
Rys.8. Dwuwymiarowy spektrogram sygnałów akustycznych generowanych przez transformator elektroenergetyczny (Transformator 1 punkt 2)



Rys.9. Dwuwymiarowy spektrogram sygnałów akustycznych generowanych przez transformator elektroenergetyczny (Transformator 2 punkt 1)

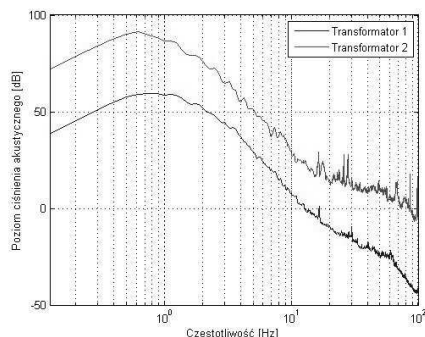
Analizując wyznaczone spektrogramy dla Transformatora 1 (rys. 7 i 8), można stwierdzić, że charakterystyczne są prążki przedstawiające podwyższone poziomy ciśnienia akustycznego dla pasma częstotliwości infradźwiękowych (do ok. 10 Hz).

W przypadku Transformatora 2 (rys. 9 i 10), wartość ciśnienia akustycznego dla pasma niskich częstotliwości jest znacznie wyższa w stosunku do pierwszego transformatora.



Rys.10. Dwuwymiarowy spektrogram sygnałów akustycznych generowanych przez transformator elektroenergetyczny (Transformator 2 punkt 2)

Ponadto w celach porównawczych zestawiono na pojedynczej charakterystyce dwa uśrednione przebiegi widm częstotliwościowych osobno dla każdego z transformatorów (rys. 11).



Rys.11. Uśrednione widma amplitudowe ciśnienia akustycznego niskiej częstotliwości generowanego przez badane transformatory

Porównanie uśrednionych widm amplitudowych obu transformatorów (rys. 11), wskazuje na większe oddziaływanie akustyczne Transformatora 2, których wartości w całym analizowanym paśmie częstotliwości są większe od poziomów emitowanych przez Transformator 1.

4. WNIOSKI KOŃCOWE

Dokonano analizy hałasu infradźwiękowego generowanego przez dwa transformatory o różnej budowie i mocy pozornej. W obu przypadkach uzyskano zbliżone pod względem kształtu przebiegi uśrednionych widm amplitudowych, a także podobny charakter zmian czasowo-

częstotliwościowych. Przebiegi charakteryzują się stosunkowo dynamicznie zmniejszającymi się (wykładniczo) wartościami zarejestrowanego ciśnienia akustycznego (średnio o ok. 40 dB), które występuje wraz ze wzrostem częstotliwości w przedziale od 10 Hz do 100 Hz. Największa wartość poziomu ciśnienia akustycznego, występuje zawsze w okolicach 1 Hz. Odpowiednio dla Transformatora 1 jest to średnio 55 dB, a dla Transformatora 2 odpowiednio 95 dB.

Reasumując, na podstawie uzyskanych wyników można stwierdzić, że podczas pracy badanych transformatorów elektroenergetycznych generowany jest hałas akustyczny zawierający składowe infradźwiękowe, przy czym mniejsze poziomy ciśnienia akustycznego występują dla transformatora napowietrznego mniejszej mocy (Transformator 1).

Następnym etapem badań będzie wykonanie analogicznych pomiarów dla innych typów transformatorów różniących się konstrukcją, wielkością mocy, jak również czasem eksploatacji. Przeprowadzenie tego typu analiz umożliwi dokonanie uogólnionej oceny stopnia oddziaływania hałasu infradźwiękowego powstającego wokół pracujących transformatorów.

5. BIBLIOGRAFIA

1. PN-EN 60076-10:2003, Transformatory Część 10: Wyznaczanie poziomów dźwięku.
2. Majer K.: Obliczanie hałasu emitowanego przez transformatory, *Przeгляд Elektrotechniczny*, nr 2, 2015.
3. PN-ISO 7196:2002, Akustyka - Charakterystyka częstotliwościowa filtru do pomiarów infradźwięków.
4. Pawlas K., Pawlas N., Boroń M., Szłapa P., Zachara J.: Infrasound and low frequency noise assessment at workplaces and environment – review of criteria, *Environmental Medicine*, 16(1), 2013, s. 82-89.
5. Hensela J., Scholza G., Hurrtega U., Mrowinska D., Janssenb T.: Impact of infrasound on the human cochlea, *Hearing Research*, Vol. 233, 2007, s. 67-76.
6. Malec T., Boczar T., Wotzka D.: Analiza porównawcza hałasu infradźwiękowego emitowanego przez turbiny wiatrowe różnych mocy, *Pomiary Automatyka Kontrola*, nr 9, 2012, s. 773-778.
7. Welch P.: The use of fast Fourier transform for the estimation of power spectra: a method based on time averaging over short, modified periodograms, *IEEE Transactions on audio and electroacoustics*, 15(2), 1967, s.70-73.
8. Hanus R.: Uśrednianie sygnałów, *Pomiary Automatyka Kontrola*, nr 12, 2007, s.108-110.

COMPARATIVE ANALYSIS OF INFRASOUND NOISE EMITTED BY TRANSFORMERS

The subject area of this article applies to study of infrasound signals generated by transformers. The tests were carried out on medium voltage transformers which reduce the voltage from 15 kV to 0.4 kV, using oil and dry insulation with nominal apparent power in the range from 250 kVA to 1250 kVA. Moreover, the transformers working in overhead and indoor were compared. The aim of the analyzes was to determine the frequency spectra of the recorded infrasound signals and to calculate the corresponding spectrograms. For comparative purposes, the characteristics presented in this paper, were calculated separately for the analyzed transformers taking into account four selected measurement points located around the transformers.

Keywords: transformers, infrasound, low - frequency noise, pulse labshop.

STANOWISKO DYDAKTYCZNE DO BADANIA DRGAŃ SILNIKA

Dariusz KASPRZAK¹, Andrzej MROWIEC²

1. Miejsce pracy: Państwowa Wyższa Szkoła Zawodowa w Kaliszu, Wydział Medyczo-Społeczno-Techniczny
tel.: 502 826660 e-mail: darkas1@wp.pl
2. Miejsce pracy: Państwowa Wyższa Szkoła Zawodowa w Kaliszu, Wydział Medyczo-Społeczno-Techniczny
tel.: 606942976 e-mail: a.mrowiec@pwsz.kalisz.pl

Streszczenie: W artykule przedstawiono analizę przydatności funkcji autokorelacji do określenia charakteru drgań mechanicznych. W badanym stanowisku wykorzystano silnik z masą wirującą, do której istnieje możliwość dołożenia masy niewyważenia (w zakresie 4,9 g ... 14,9 g) powodującej dodatkowe wymuszające drgania układu. Do rejestracji przemieszczeń w ruchu drgającym wykorzystano trzy czujniki typu 801s. W opracowaniu uwzględniono drgania silnika z masą wirującą w czterech wariantach zamontowania silnika na masywnej podstawie. Uzyskane przebiegi, ze względu na nieskalibrowanie czujników, nie pozwalają na przeprowadzenie ilościowej analizy drgań. Można natomiast określić jakościowo, w którym z czterech przypadków drgania są najmniejsze i jak przebiega ich proces tłumienia. Do określenia charakteru drgań, autorzy proponują wykorzystać funkcje autokorelacji. W artykule przedstawiono wyniki dla masy niewyważenia 14,9 g, określając kiedy drgania mają charakter losowy, a kiedy okresowy.

Słowa kluczowe: czujnik drgań, funkcja autokorelacji, badanie jakościowe.

1. WPROWADZENIE

Jednymi z istotnych zjawisk mających duży wpływ na prawidłową i niezawodną pracę maszyn są powstałe w jej trakcie drgania. Znalazienie sposobu na ograniczenie ich wpływu powinno mieć istotne znaczenie w praktyce inżynierskiej. Autorzy wielu opracowań widzą potrzebę i przedstawiają metody tłumienia tych drgań [1]. Powstał więc pomysł zbudowania dydaktycznego stanowiska laboratoryjnego, które miałyby służyć do określania charakteru drgań. W tym celu wykorzystano silnik elektryczny z masą wirującą, do której można dołożyć dodatkową masę niewyważenia (w zakresie 4,9 g ... 14,9 g) na promieniu $R=30$ mm. Masa taka powoduje dodatkowe wymuszające drgania układu. Jako identyfikatory przemieszczeń w ruchu drgającym wykorzystano trzy czujniki typu 801S z wyjściem analogowym.

Istotą badań było wykazanie różnic wielkości i charakteru drgań układu silnika z masą wirującą bezpośrednio zamontowanego na masywnej podstawie (bez elementów tłumiących) oraz zamontowanego do podstawy z elementami tłumiącymi (sprężynowymi, gumowymi i połączeniem elementów sprężynowych i gumowych).

Na rysunku 1 przedstawiono stanowisko dydaktyczne do badania drgań układu silnik - wirująca masa.

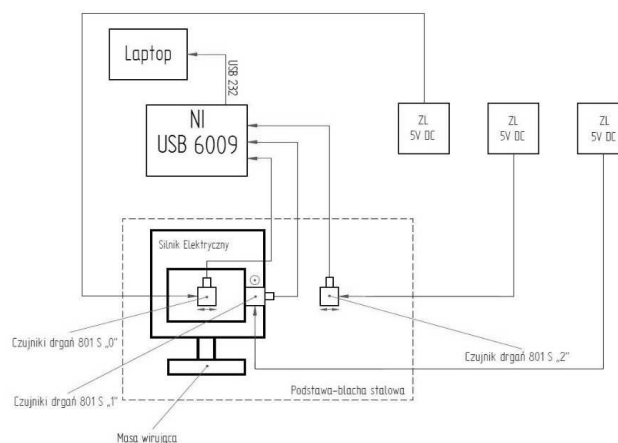


Rys. 1. Stanowisko do badania drgań silnika

Do badań wykorzystano silnik elektryczny jednofazowy o mocy 0,18 kW, o prędkości obrotowej 1400 obr/min. Na wale silnika umieszczono wirującą masę (koło o średnicy \varnothing 94,7 mm). W odległości $R = 30$ mm od środka koła wykonano otwór M6, który wykorzystywano do umieszczania dodatkowej masy niewyważenia powodującej wzrost amplitudy drgań układu silnik - wirująca masa.

2. PRZEPROWADZENIE BADAŃ

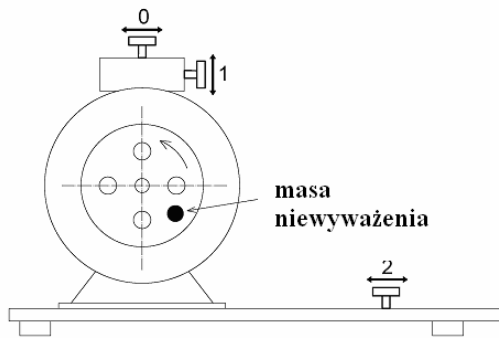
Schemat blokowy zbudowanego stanowiska pomiarowego przedstawiono na rysunku 2.



Rys. 2. Schemat blokowy stanowiska badawczego

Do pomiaru drgań wykorzystano trzy modułowe czujniki drgań typu 801S. Do przetwarzania sygnałów z czujników użyto modułu NI USB-6009 połączonego z komputerem PC wykorzystującego aplikację Signal Express [National Instruments LabVIEW]. Sygnały napięciowe z czujników rejestrowano z częstotliwością próbkowania wynoszącą 5000 Hz i zapisywano w pliku Excela.

Miejsca zamontowania: czujników pomiarowych oraz masy niewyważenia przedstawiono na rysunku 3. Dwa czujniki zamontowano na silniku (oznaczone jako „0” i „1”), a jeden na masywnej podstawie (oznaczony jako „2”).

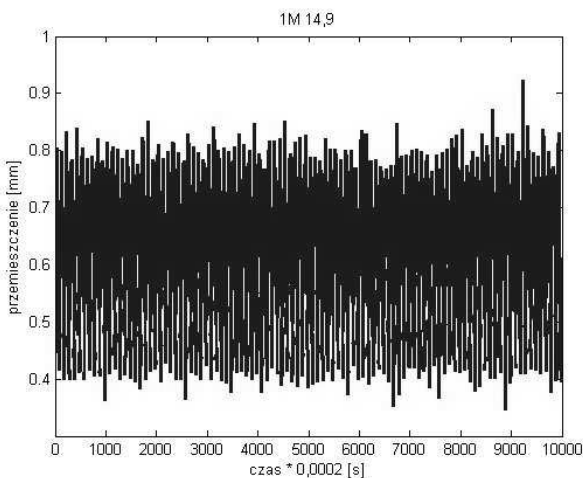


Rys. 3. Miejsca zamontowania czujników 801s („0”, „1”, „2”), oraz masy niewyważenia

Badanie polegało na zarejestrowaniu przez 3 czujniki zapisu cyfrowego drgań dla następujących przypadków: bez masy niewyważenia oraz dla 6 mas niewyważenia z zakresu (4,9 g ... 14,9 g). Eksperyment przeprowadzono dla 4 przypadków mocowania silnika do podstawy:

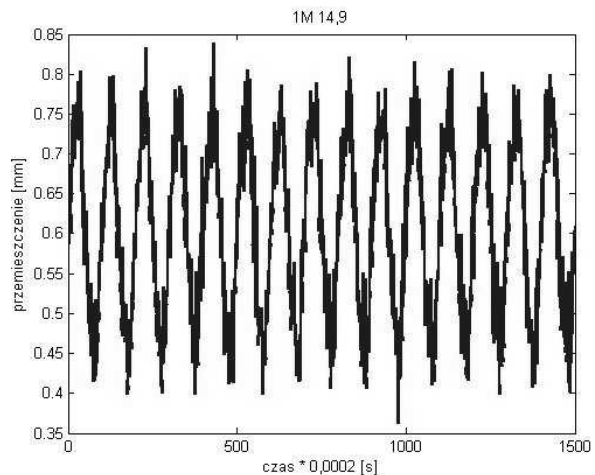
- bezpośrednio (bez tłumienia),
- z wykorzystaniem sprężynowych elementów tłumiących,
- z wykorzystaniem gumowych elementów tłumiących,
- z wykorzystaniem sprężynowych elementów tłumiących połączonych z gumowymi w jeden zespół.

Rysunek 4 prezentuje przebieg drgań w funkcji czasu zarejestrowany przez czujnik „1” w przypadku zamocowania silnika bezpośrednio do podstawy.



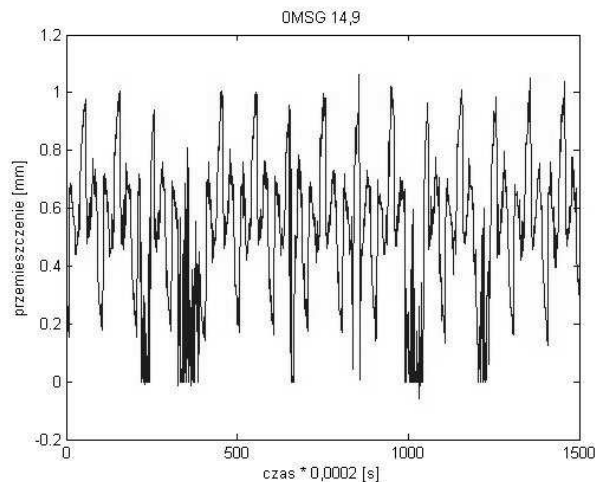
Rys. 4. Przebieg drgań zarejestrowany przez czujnik „1” (silnik zamocowany bezpośrednio do podstawy dla 10000 punktów pomiarowych)

Przebieg jest mało czytelny, w związku z czym ograniczono przedział obserwacji do 1500 punktów. Otrzymany przebieg przedstawiono na rysunku 5.



Rys. 5. Przebieg drgań zarejestrowany przez czujnik „1” (silnik zamocowany bezpośrednio do podstawy dla 1500 punktów pomiarowych)

Rysunek 6 przedstawia wycinek przebiegu drgań zarejestrowany przez czujnik „0”. W tym przypadku silnik był mocowany do podstawy z wykorzystaniem sprężynowych elementów tłumiących połączonych w jeden zespół z gumowymi.



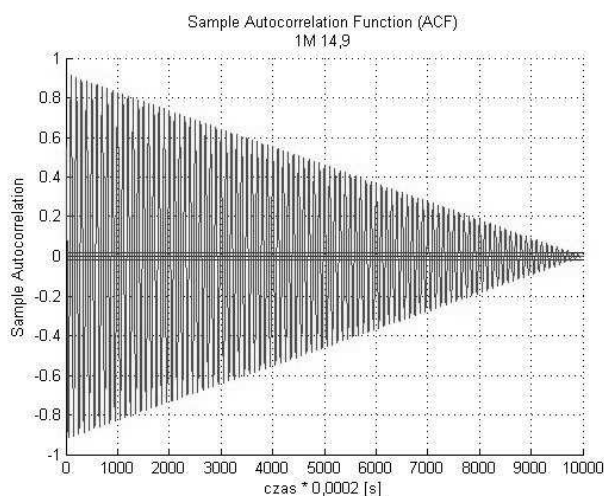
Rys. 6. Przebieg drgań zarejestrowany przez czujnik „0” (silnik zamocowany do podstawy przez zespół tłumiący z elementów sprężynowo – gumowych, dla 1500 punktów pomiarowych)

Uzyskane wyniki nie dały jednoznacznej, wiarygodnej odpowiedzi co do wartości drgań w poszczególnych rozpatrywanych przypadkach (autorzy nie posiadali wystarczającej pewności co do charakterystyki metrologicznej wykorzystywanych czujników). Możliwa była analiza jakościowa, dla którego przypadku mocowania silnika do podstawy drgania są mniejsze, a dla którego większe. Dodatkową trudność stanowi określenie charakteru drgań (czy są to drgania harmoniczne, czy też losowe). Autorzy postanowili podjąć próbę analizy jakościowej z wykorzystaniem funkcji autokorelacji.

3. OKREŚLANIE CHARAKTERU DRGAŃ NA PODSTAWIE FUNKCJI AUTOKORELACJI

Funkcje autokorelacji i korelacji wzajemnej są przydatnym narzędziem do analizy sygnałów losowych [2], są również wykorzystywane w wibroakustyce [3, 6]. Funkcję autokorelacji można także wykorzystywać do wykrywania sygnałów okresowych w obecności szumów [5]. Dla procesów losowych – szybko dąży do zera, natomiast w przypadku przebiegów harmonicznycy funkcja autokorelacji sygnału okresowego o okresie T jest również funkcją okresową o takim samym okresie [4]. Cecha ta wydaje się być przydatna do analizy charakteru drgań silnika z kołem masowym prezentowanego w niniejszym opracowaniu.

Wartości przedstawionego na rysunku 4 przebiegu drgań zostały wprowadzone do programu MatLAB., w którym wyznaczono funkcję autokorelacji, przedstawioną na rysunku 7.

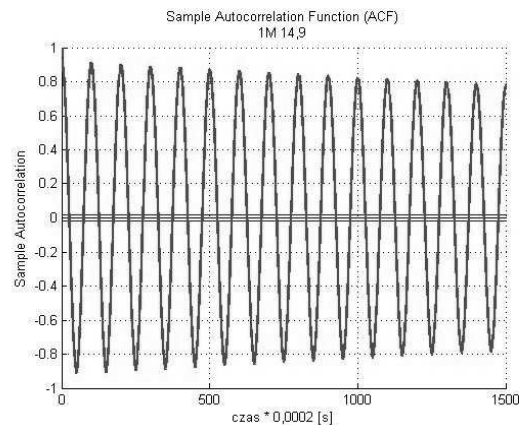


Rys. 7. Funkcja autokorelacji drgań zarejestrowanych przez czujnik „1” (silnik zamocowany bezpośrednio do podstawy dla 10000 punktów pomiarowych)

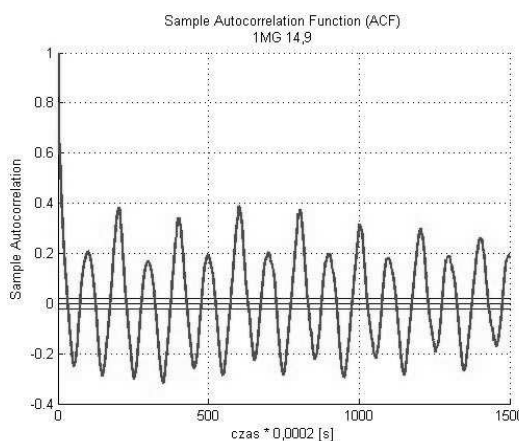
Na podstawie takiego przebiegu trudno przeprowadzić wiarygodną analizę jakościową (np. trudno określić ewentualny okres sygnału harmonicznego), w dalszej części przedstawiono wyniki wybranego wycinka z 1500 punktów. Przedstawiono jedynie przebiegi funkcji autokorelacji dla przypadku zastosowania masy niewyważenia 14,9 g oraz drgań zarejestrowanych przez czujnik „1”. Na rysunku 8 zaprezentowano wybrany wycinek przebiegu funkcji autokorelacji drgań uzyskany za pomocą czujnika „1” w przypadku zamocowania silnika bezpośrednio do podstawy:

Funkcja autokorelacji po uzyskaniu lokalnego minimum uzyskała wartość 0,9. Okres funkcji zgodny jest z okresem przebiegu drgań. Wynika stąd, że przebieg drgań ma charakter zdeterminowany.

Na rysunku 9 przedstawiono wybrany wycinek przebiegu funkcji autokorelacji drgań dla przypadku zamontowania silnika do podstawy z wykorzystaniem gumowych elementów tłumiących.



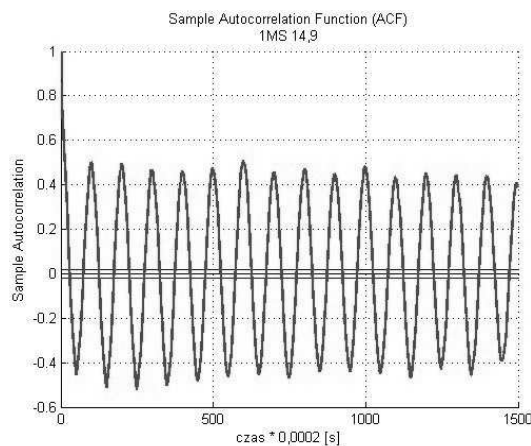
Rys. 8. Funkcja autokorelacji drgań zarejestrowanych przez czujnik „1” (silnik zamocowany bezpośrednio do podstawy)



Rys. 9. Funkcja autokorelacji drgań zarejestrowanych przez czujnik „1” (silnik zamocowany do podstawy przez gumowe elementy tłumiące)

Przedstawiona na rys. 9 funkcja autokorelacji ma charakter okresowy. Okres funkcji zgodny jest z okresem przebiegu drgań.

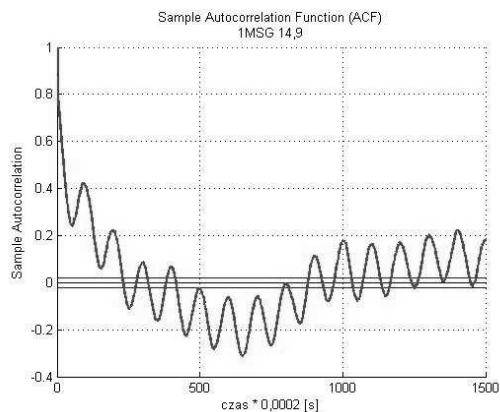
Rysunek 10 przedstawia wybrany wycinek przebiegu funkcji autokorelacji drgań dla przypadku zamontowania silnika do podstawy z wykorzystaniem sprężynowych elementów tłumiących.



Rys. 10. Funkcja autokorelacji drgań zarejestrowanych przez czujnik „1” (silnik zamocowany do podstawy przez sprężynowe elementy tłumiące)

Funkcja autokorelacji po uzyskaniu lokalnego minimum uzyskała wartość 0,5. Okres funkcji zgodny jest z okresem przebiegu drgań. Wynika stąd, że przebieg drgań ma charakter zdeterminowany – harmoniczny.

Na rysunku 11 przedstawiono wybrany wycinek przebiegu funkcji autokorelacji drgań dla przypadku zamontowania silnika do podstawy z wykorzystaniem połączonych w jeden zespół sprężynowo – gumowych elementów tłumiących. Przebieg tej funkcji świadczy o losowym charakterze drgań



Rys. 11. Funkcja autokorelacji drgań zarejestrowanych przez czujnik „I” (silnik zamocowany do podstawy przez sprężynowo - gumowe elementy tłumiące)

4. WNIOSKI KOŃCOWE

W artykule przedstawiono możliwości wykorzystania funkcji autokorelacji przebiegu drgań do określenia ich charakteru (czy rejestrowane drgania mają charakter okresowy czy losowy). Wskazano na przydatność takich funkcji do przeprowadzania analizy jakościowej drgań uwzględniając ich różnice w przypadku stosowania różnych elementów tłumiących przy mocowaniu silnika do podstawy.

W analizowanych w artykule przypadkach trzy przebiegi drgań mają charakter zdeterminowany (harmoniczny): silnik zamontowany bezpośrednio do podstawy, zamontowany z wykorzystaniem sprężynowych elementów tłumiących, oraz zamontowany z wykorzystaniem gumowych elementów tłumiących. Jeden przebieg ma charakter przypadkowy (losowy) - silnik zamocowany do podstawy przez sprężynowo - gumowe elementy tłumiące. Przedstawione rozważania mają charakter wstępny. Kolejnym krokiem mogłoby być przeprowadzenie analizy parametrów funkcji autokorelacji[3].

5. BIBLIOGRAFIA

1. Osiński Z.: Tłumienie drgań mechanicznych, Państwowe Wydawnictwo Naukowe, Warszawa 1986.
2. Bendat J. S., Piersol A. G.: Metody analizy i pomiaru sygnałów losowych, Państwowe Wydawnictwa Naukowe, Warszawa 1976.
3. Kotowski A.: Diagnostowanie elementów maszyn poprzez analizę parametrów funkcji autokorelacji sygnału wibroakustycznego, Zeszyty Naukowe Politechniki Białostockiej – Budowa i Eksploatacja Maszyn - Zeszyt 12, Białystok 2014, str. 81-93.
4. Szabatin J., Podstawy teorii sygnałów, Wydawnictwo WKiŁ, Warszawa 2000.
5. Lal-Jadziak J., Korelacyjne metody pomiarowe i ich dokładność, Wydawnictwo Wyższej Szkoły Inżynierskiej, Zielona Góra 1995.
6. Żółtowski M., Żółtowski B.: Miary drganiowe w inżynierii produkcji elementów budowlanych, Materiały XVII Konferencji Innowacje w Zarządzaniu i Inżynierii Produkcji, tom 2, Zakopane 2014, str. 489-502.

DIDACTIC STAND FOR TESTING ENGINE VIBRATIONS

The article presents an analysis of the usefulness of the autocorrelation function in determining the characteristics of mechanical vibrations, mainly for didactic purposes. The analysed station uses an engine with a rotating mass (a flywheel installed on a motor shaft) to which a mass of unbalance (between 4.9 g and 14.9 g) can be added (on a radius of $R=35$ mm), which causes additional driving oscillation of the system. Used as identifiers of displacement in vibrating motion were three 801S sensors with an analog output, connected to a NI USB-6009 measurement and data-logging device. The study features measurements of engine vibrations with a rotating mass for four variations of the installation of the engine to the base: directly (no damping), through spring dampers, through rubber dampers, through a system of rubber and spring dampers

The measured characteristics – functions of displacement in time – due to uncalibrated sensors, do not enable quantitative analysis of the vibrations. However, it can be qualitatively determined, in which of the cases the vibrations are smallest and how their damping process takes place. This is done through comparison of displacement amplitudes. Because the achieved characteristics do not allow the identification of the nature of the vibrations, the authors propose the use of autocorrelation function for this purpose.

The study presents an analysis of results measured for the mass of unbalance of 14.9 g and specifies which variations of engine installation result in random vibrations and which in periodic vibrations.

Keywords: sensor of vibrations, autocorrelation function, qualitative study.

STANOWISKO DYDAKTYCZNE DO POMIARU TEMPERATURY WYBRANYMI METODAMI

Marek KCIUK

Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny, Katedra Mechatroniki
tel.: 32 237-28-03 e-mail: marek.kciuk@polsl.pl

Streszczenie: W pracy przedstawiono stanowisko dydaktyczne służące do pomiaru temperatury z zastosowaniem metod zarówno stykowych jak i bezkontaktowych. Zakres metod stykowych obejmuje pomiary termoelementem, termistorem ale również z zastosowaniem ogniwa Peltiera. Metodą bezstykową jest pomiar termograficzny z zastosowaniem kamery termowizyjnej. Zwiększenie temperatury powyżej temperatury otoczenia zrealizowane zostało przy pomocy ogniwa Peltiera. Przedstawiono przykładowe wyniki pomiarów w postaci charakterystyk temperaturowych oraz ich analizę. Najciekawszym zagadnieniem w pracy jest zastosowanie ogniwa Peltiera do pomiaru temperatury. Jest to zagadnienie praktycznie nie znane studentom.

Słowa kluczowe: kamera termowizyjna, pomiar temperatury, termoelement, ogniwo Peltier'a.

1. WPROWADZENIE

Pomiary temperatury są najczęściej realizowanymi pomiarami w przemyśle. Dostępnych jest więc wiele różnych czujników temperatury o określonych właściwościach pomiarowych. Ważne jest prawidłowe dobranie czujnika do realizacji określonego pomiaru. Czujniki jednego typu wykonywane są w różnych wersjach, co skutkuje różnymi charakterystykami pomiarowymi. Przykładem mogą być termoelementy, których charakterystyki określone są literami alfabetu np. E, J, K, N, R itd. gdzie litera oznacza zarówno nachylenie charakterystyki przetwarzania temperatury na napięcie ale również zakres pomiarowy. Innym przykładem są termistory, których charakterystyki opisane są następująco: PTC (Positive Temperature Coefficient) – termistor o dodatnim współczynniku temperaturowym, NTC (Negative Temperature Coefficient) – termistor o ujemnym współczynniku temperaturowym, CTR (Critical Temperature Resistor) – termistor gwałtownie zmniejszający swoją rezystancję działający jako zabezpieczenie wrażliwych termicznie układów elektronicznych.

Drugą bardzo istotną grupą są urządzenia do bezkontaktowego pomiaru temperatury. W tej grupie wyróżnia się pirometry i kamery termowizyjne. Obydwa urządzenia działają mierząc energię pola elektromagnetycznego w zakresie podczerwonym emitowaną przez obiekty posiadające temperaturę powyżej 0K. Najważniejszą różnicą między tymi urządzeniami jest obszar pomiarowy. Pirometr wskazuje jedną wartość temperatury natomiast kamera służy do zobrazowania rozkładu temperatury na określonej powierzchni.

Ostatnią grupą są urządzenia nietypowe, które umożliwiają pomiar temperatury. Przykładem mogą być praktycznie wszystkie elementy elektroniczne (np. rezystory, diody lub tranzystory), dla których wyznacza się charakterystyki termiczne. W Internecie można spotkać rozwiązania czujników temperatury z zastosowaniem pojedynczych lub podwójnych diod [1,2]. Innym przykładem są ogniwa Peltiera.

1.1. Zjawisko Seebecka oraz zjawisko Peltiera

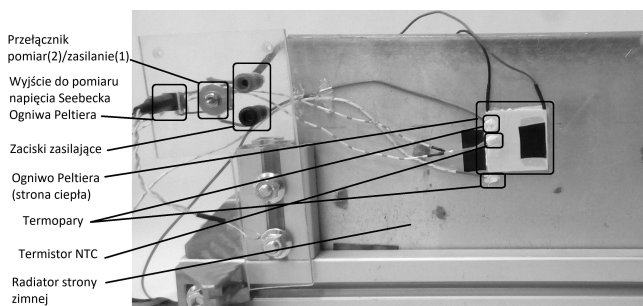
Są to dwa zjawiska termoelektryczne. Zjawisko Seebecka polega na generowaniu napięcia na złączu dwóch metali lub półprzewodników pod wpływem temperatury. Zjawisko Peltiera polega na wymuszeniu transportu energii termicznej pod wpływem przepływającego prądu przez półprzewodniki n i p. W pierwszym przypadku (zjawisko Seebecka) kojarzone jest z termoelementami, w drugim natomiast (zjawisko Peltiera) z ogniwami Peltiera. Do najczęstszych zastosowań ogniw Peltiera należą aplikacje, w których ogniwo obniża temperaturę określonego obiektu np. chłodzenie procesorów lub samochodowe lodówki turystyczne, oraz aplikacje, w których wymagana jest stabilizacja temperaturowa czujnika np. w kamerach termowizyjnych stabilizacja temperatury czujnika bolometrycznego. Jednak rzadko spotyka się aplikacje ogniw Peltiera jako czujników temperatury. Zasada działania jest następująca: jeśli dwie płytki ogniwa umieścimy w dwóch różnych temperaturach na zaciskach pojawi się napięcie Seebecka proporcjonalne do różnicy temperatur [3].

1.2. Pomiar termowizyjny

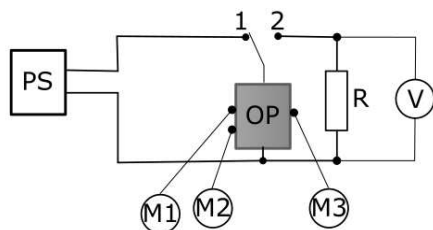
Pomiar temperatury z zastosowaniem kamery termowizyjnej polega na pomiarze energii promieniowania podczerwonego emitowanego przez ciało znajdujące się w określonej temperaturze. Prawidłowy pomiar wymaga zwrócenia uwagi na kilka istotnych czynników, m.in.: ustalenie właściwego współczynnika emisyjności badanego obiektu, ustalenia współczynnika odbicia oraz (o ile to możliwe) odseparowanie badanego obiektu od otoczenia. Już pierwszy czynnik – współczynnik emisyjności może być trudny do określenia a dodatkowo może zmieniać się wraz ze zmianą temperatury zwłaszcza, gdy badany obiekt przechodzi przemianę fazową. [4,5]

2. KONSTRUKCJA STANOWISKA POMIAROWEGO

Głównym elementem stanowiska pomiarowego jest ogniwo Peltiera przyklejone do aluminiowej płyty działającej jako radiator strony zimnej. Do ogniwa naklejono czujniki. Zastosowano następujące: termoelement przyklejony do strony ciepłej, termoelement przyklejony do strony zimnej, czujnik rezystancyjny o charakterystyce NTC przyklejony do strony ciepłej. Ogniwo zasilone jest napięciem z zasilacza laboratoryjnego 0-12V o odpowiedniej wydajności prądowej. Odczyt wartości mierzonych z czujników realizowany jest za pomocą czterech multimetrów, dodatkowo dla termistora przygotowano dwa układy konwersji rezystancja-napięcie, jeden w postaci dzielnika napięcia a drugi w postaci źródła prądowego w strukturze lustra prądowego. Na Rys. 1. przedstawiono widok stanowiska pomiarowego. W lewym górnym rogu znajduje się przełącznik trybu pracy ogniwa Peltiera, który umożliwia przełączenie pomiędzy pracą odbiornikową (Zasilanie – 1) a źródłową (Pomiar – 2). Na stanowisko nakierowana jest przemysłowa kamera termowizyjna Flir A325. Pomiar z kamery realizowany jest za pomocą komputera i oprogramowania ThermaCAM Researcher Pro 2.9. Schemat stanowiska został przedstawiony na rysunku 2.

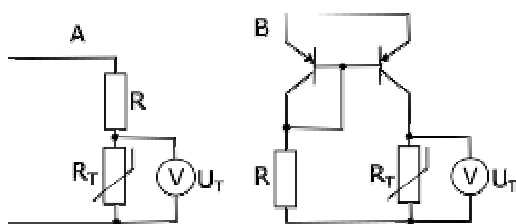


Rys. 1. Widok stanowiska pomiarowego z opisem



Rys. 2. Schemat stanowiska pomiarowego, PS - Zasilacz, OP – Ogniwo Peltiera, M1, M2, M3 – mierniki realizujące pomiar temperatury

Rys. 3 przedstawia struktury dzielnika napięcia oraz źródła prądowego do przekształcenia wartości rezystancji termistora na napięcie [6].



Rys. 3. Schemat zastosowanych konwerterów rezystancja-napięcie: A – w strukturze dzielnika napięcia, B – w strukturze źródła prądowego (lustro prądowe)

3. REALIZACJA POMIARÓW

W trakcie ćwiczenia studenci wykonują szereg pomiarów w celu wyznaczenia następujących charakterystyk:

- temperatury strony ciepłej ogniwa w funkcji napięcia zasilającego (za pomocą termoelementu i kamery termowizyjnej),
- temperatury strony zimnej ogniwa w funkcji napięcia zasilającego (za pomocą termoelementu i kamery termowizyjnej),
- wszystkie powyższe pomiary w funkcji mocy zasilania ogniwa,
- napięcia termoelementu strony ciepłej w funkcji temperatury (napięcie Seebecka termoelementu),
- napięcia ogniwa peltiera w funkcji różnicy temperatur (napięcie Seebecka ogniwa Pelteira – zrealizowane w pozycji 2 przełącznika),
- rezystancji termistora w funkcji temperatury,
- napięcia z dzielnika napięcia z termistorem,
- napięcia termistora w układzie źródła prądowego.

Ostatnie trzy pomiary realizowane są zamiennie, wybór dokonywany jest przez prowadzącego lub sekcję laboratoryjną. Dodatkowo można zmieniać wartości wszystkich rezystorów dodatkowych R (Rys. 2. i Rys. 3). Pomiar napięcia Seebecka termoelementu realizowany jest natomiast za pomocą multimetru, do którego sondę podłącza się do standardowych zacisków napięciowych [7]. Pomiar jest zrealizowany przez przełączenie wielkości mierzonej między trybem pomiaru napięcia DC a trybem pomiaru temperatury. Pomiar napięcia Seebecka ogniwa Peltiera zrealizowany jest po przełączeniu przełącznika w pozycję 2 i szybki odczyt wartości zmierzonej. Praca ogniwa jako źródła napięcia powoduje szybkie stygnięcie strony ciepłej dlatego wartość napięcia szybko maleje.

Procedura pomiarowa jest następująca:

1. Ustawienie zadanej wartości zasilania,
2. Odczekanie ok. 1 min na osiągnięcie stanu termicznie ustalonego,
3. Odczyt wartości z wszystkich mierników oraz temperatur zmierzonych za pomocą kamery termowizyjnej.

Pierwszy pomiar zrealizowany jest w temperaturze otoczenia – przy braku zasilania ogniwa, ostatni natomiast przy napięciu zasilania ogniwa wynoszącym 12V, w kolejnych krokach napięcie zwiększane jest o 1V.

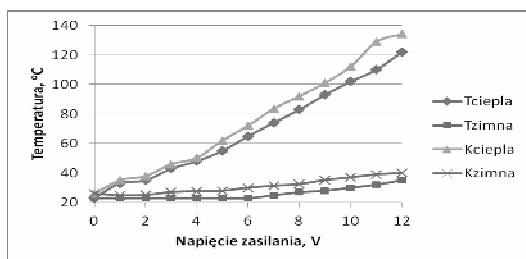
4. PRZYKŁADOWE WYNIKI POMIARÓW

Po wykonaniu ćwiczenia studenci zobowiązani są wykonać sprawozdanie, w którym jednym z najważniejszych punktów jest wykonanie serii charakterystyk na podstawie wyników otrzymanych na zajęciach.

W celu prezentacji różnicy w wynikach pomiarów temperatury metodami kontaktowymi i bezkontaktowymi pierwszy wykres musi zawierać charakterystyki temperatury strony ciepłej i zimnej wykonane termoelementami oraz za pomocą kamery termowizyjnej. Wykres ten przedstawiono na rys. 4.

W tym przypadku wyraźnie widać wpływ zakłóceń na dokładność pomiaru z zastosowaniem kamery termowizyjnej. Pomiar wykonany jest w pomieszczeniu laboratoryjnym, w którym temperatura wynosi 23°C, i jest to pierwsza zmierzona wartość temperatury. Wartości zmierzone za pomocą kamery są uśrednione na zadanej

powierzchni zaznaczonej czarną taśmą izolacyjną w celu zwiększenia współczynnika emisyjności. Można przyjąć założenie, że emisyjność taśmy wynosi $\epsilon=1$. Stanowisko nie jest odseparowane od otoczenia więc pomiar termograficzny obarczony jest dużymi błędami wynikającymi ze zjawiska odbicia. Odległość kamery od stanowiska wynosi ok. 10cm więc zjawisko tłumienia może zostać pominięte. Niepewność pomiaru termoelementem wynosi 0.3% rdg + 3dgt czyli $0,4^{\circ}\text{C}$. Drugim efektem jest wzrost temperatury strony zimnej, który wynika z ograniczonej sprawności działania ogniwa.



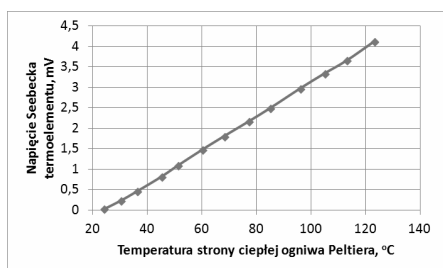
Rys. 4. Temperatury ogniwa Peltiera w funkcji napięcia zasilającego: Tciepla – termoelement strona ciepła, Tzimna – termoelement strona zimna, Kciepla – kamera termowizyjna, strona ciepła, Kzimna – kamera termowizyjna, strona zimna.

Rysunek 5 przedstawia termogram stanowiska pomiarowego, na którym wyróżnić można stronę ciepłą ogniwa, radiator oraz dwie czarne taśmy naklejone na obydwie strony ogniwa. Na tych taśmach są zaznaczone obszary AR01 oraz AR02. Wyraźnie widać, że temperatura wskazywana w tych obszarach wygląda na wyższą niż w pozostałych obszarach o tej samej temperaturze. Wynika to z różnicy współczynnika emisyjności.

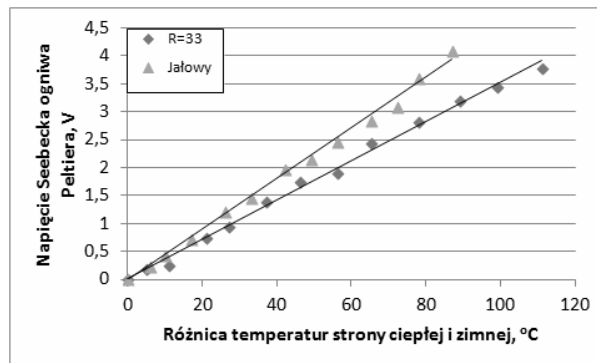


Rys. 5. Widok obrazu z kamery termowizyjnej z zaznaczonymi obszarami pomiarowymi

Następne wykresy prezentują charakterystykę napięcia Seebecka w funkcji temperatury – w przypadku termoelementu oraz w funkcji różnicy temperatur – w przypadku ogniwa Peltiera. Charakterystyki przedstawiono na rysunku 6. i rysunku 7. Niepewność pomiaru temperatury wynosi jak wcześniej $0,4^{\circ}\text{C}$, niepewność pomiaru napięcia na wybranym zakresie pomiarowym wynosi 0,05 mV.

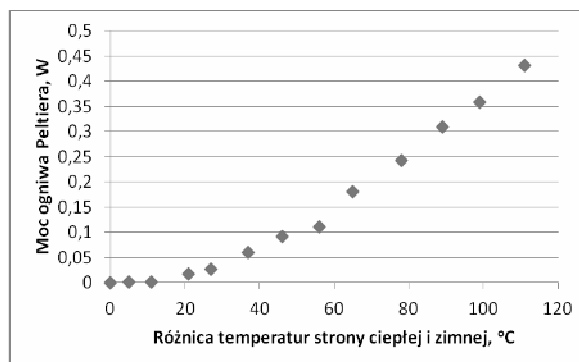


Rys. 6. Napięcie Seebecka termoelementu w funkcji temperatury



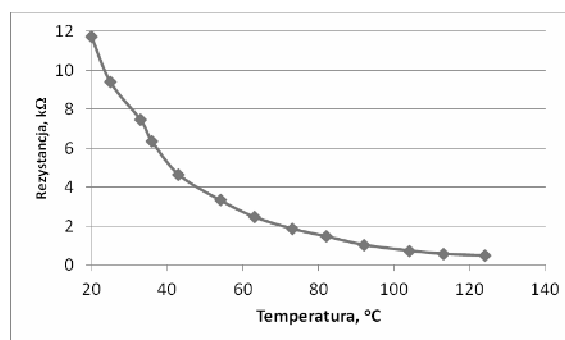
Rys. 7. Napięcie Seebecka ogniwa Peltiera w funkcji różnicy temperatur dla biegu jałowego oraz obciążonego rezystancją $R = 33 \Omega$

W tym przypadku obydwie charakterystyki są liniowe, jednak charakterystyka z rysunku 7. charakteryzuje się dużo większym rozrzutem wartości zmierzonych, dlatego warto przedstawić ją z zastosowaniem aproksymacji liniowej. Rozrzut związany jest z metodą pomiaru – przełączenie ogniwa z pracy odbiornikowej na źródłową na czas odczytu, w trakcie której ogniwo chłodzi się. Dodatkowo można zmieniać wartość rezystora obciążającego ogniwo, uzyskując obciążone rzeczywiste źródło napięcia. W ramach dalszych obliczeń, znając rezystancję obciążającą można wyliczyć moc wydawaną przez ogniwo. Przykład dla obciążenia $R = 33 \Omega$ przedstawiono na rysunku 8.



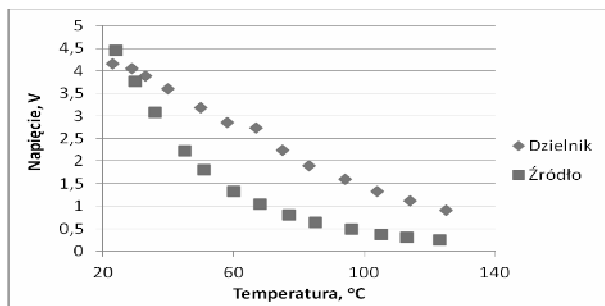
Rys. 8. Moc ogniwa peltiera pracującego jako źródło zasilania zasilającego odbiornik $R = 33 \Omega$

Kolejnym czujnikiem jest termistor typu NTC. Charakterystyka rezystancji w funkcji temperatury tego czujnika została przedstawiona na rysunku 9. Niepewność pomiaru wynosi 250Ω .



Rys. 9. Rezystancja termistora w funkcji temperatury

W elektronicznych układach pomiarowych temperatury z termistorem rezystancja jest wielkością elektryczną pośrednią. Stosuje się układy pomiarowe konwertujące rezystancję na napięcie. Najprostsze struktury przedstawiono na Rys. 3. Wyniki pomiarowe z zastosowaniem powyższych struktur przedstawiono na rysunku 10.



Rys. 10. Napięcie termistora w funkcji temperatury dla czujnika w strukturze dzielnika napięcia oraz źródła prądowego

Jak widać na rysunku 10 w przypadku badanego termistora prawidłowo dobrany dzielnik napięcia doprowadził do linearyzacji charakterystyki temperatura-napięcie. W układach zastosowano rezystory z typoszeregu 5% więc można w przybliżeniu przyjąć taką właśnie niepewność pomiaru.

5. WNIOSKI KOŃCOWE

W artykule przedstawiono stanowisko pomiarowe stosowane w ramach przedmiotów, których tematem są czujniki. W trakcie projektowania zwrócono uwagę na możliwie dużą uniwersalność w zakresie prezentacji zarówno najpopularniejszych czujników temperatury (termoelementy i termistory) z uwzględnieniem ich przykładowych charakterystyk czy pomiary termograficzne jak również na nietypowe rozwiązania w postaci ogniwa Peltiera jako czujnika temperatury. Studenci zwykle są zaskoczeni taką możliwością, znają ogniwa Peltiera ale działające zgodnie ze zjawiskiem Peltiera.

Zwrócić należy również uwagę, że napięcie generowane przez ogniwa Peltiera jest o trzy rzędy wielkości

większe niż napięcie termoelementu. Daje to możliwość zastosowania w układach zasilania bardzo niewielkich odbiorników w konwencji energy harvesting [8, 9]. Moc generowana przez taki układ jest na poziomie 0,3W przy różnicy temperatur wynoszącej 100°C. Nawet dotyk ręką jednej strony ogniwa powoduje powstanie niewielkiego napięcia na zaciskach.

Jednym z rozwiązań na zwiększenie dokładności odczytu napięcia Seebecka ogniwa Peltiera jest zwiększenie masy strony ciepłej, która działałaby jako pojemność termiczna. Rozwiązanie to jednak nie sprawdzi się, gdy pomiary na stanowisku realizowane są w trakcie dwóch kolejnych bloków zajęciowych.

6. BIBLIOGRAFIA

1. <https://www.elektroda.pl/rtvforum/topic2010415.html>
2. <https://elektronikab2b.pl/technika/3616-czujniki-temperatury#.WxHHNoouDIU>
3. Odhner LU; Asada HH: Sensorless temperature estimation and control of shape memory alloy actuators using thermoelectric devices. IEEE-ASME TRANSACTIONS ON MECHATRONICS Volume: 11 Issue: 2 Pages: 139-144 Published: APR 2006,
4. Kłapyta G., Kciuk M: Experimental measurements of shape memory alloys wires. ARCHIVES OF ELECTRICAL ENGINEERING, VOL. 61(2), 2012,
5. Więcek B., De Mey G.: Termowizja w podczerwieni. Podstawy i zastosowania. PAK, Warszawa 2011,
6. Horowitz P., Hill W.: Sztuka elektroniki. Tom 1. Wydanie 8, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 2006,
7. Sanwa PC510 Instruction Manual: https://www.sanwa-meter.co.jp/prg_data/goods/img/PH41340347613.pdf
8. Seyoum B., Rossi M., Brunelli D.: A self-powered wireless bolt for smart critical fastener. Global Internet of Things Summit (GIoTS), Geneva 2017,
9. Simone D., Ferrari M., Ferrari V., Guizzetti M., Marioli D., Taroni A.: Characterization of Thermoelectric Modules for Powering Autonomous Sensors. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Volume: 58, Issue: 1, Jan. 2009.

DIDACTIC STAND FOR TEMPERATURE MEASUREMENT WITH SELECTED METHODS

Temperature is the most often measured physical quantity as in normal life as in industry. So, it is very important to teach students about methods and sensors for temperature measuring. The main goal of this paper is presenting didactic stand for temperature measurement. It enables to measure temperature with contact and contactless methods. General description of measurement is presented as well as example measurement results with discussion. The element which changes temperature is Peltier's Cell which is supplied by Power Supply. The simple circuit is presented in fig. 2. The Peltier's Cell is switched between Peltier's effect and Seebeck's effect using 1-2 switch (see fig. 2). There are two thermocouple sensors: one on the hot size, second on cold one and thermistor on the hot size. The exact installation of the sensors is presented in fig. 1. The IR camera Flir A325 is applied as well for sensorless measurement, the example of thermogram is presented in fig. 5. Figures 4, 6, 7, 8 and 9 present exemplary results for measurements. Fig. 4 presents temperature measurement for hot and cold size using thermocouples and IR camera. Fig. 6 presents thermocouple Seebeck's voltage vs. temperature. Figs. 7 and 8 presents Peltier's Cell Seebeck's voltage and power vs. hot/cold difference of temperatures. Fig 9 presents thermistor resistance vs. temperature. The two electric circuits are presented in Fig. 3 for resistance-voltage conversion, the results for conversion are presented in fig. 10, there are used voltage divider and current mirror.

The measurement stand enables to teach students variety methods of temperature measurement classical contact methods using thermocouples and thermistors, contactless method using IR camera and non popular method using Peltier's Cell. The last possibility is surprising for students. It is used as example of "energy harvesting" solution.

Keywords: IR camera, temperature measurement, thermocouple, Peltier's cell.

WALIDACJA A WERYFIKACJA METODY POMIAROWEJ

Dorota KOŁAKOWSKA

1. SONEL S.A., Świdnica
tel.: 748583895, e-mail: d.kolakowska@sonel.pl

Streszczenie: Procedury walidacji i weryfikacji laboratoriów badawczych powinny być zgodne z wymogami prawnymi ujętymi w normach. Każde laboratorium badawcze musi dołożyć starań, aby badania i pomiary były wykonywane rzetelnie, zgodnie z aktualnym stanem wiedzy. W artykule przedstawiono wymogi norm, które dane laboratorium powinno przestrzegać.

Słowa kluczowe: Walidacja, weryfikacja, parametry metody.

1. WPROWADZENIE

Istnieje wiele wskaźników składających się na „jakość” badań laboratoryjnych, potwierdzających kompetencje personelu laboratorium, a także właściwy dobór technik i metod pomiarowych.

„Jakość”, jak określił grecki filozof Platon, to pewien stopień doskonałości. Zatem każde przeprowadzone w laboratorium badanie należy przeanalizować pod kątem, czy w laboratorium możliwe jest uzyskanie precyzyjnego i powtarzalnego wyniku badania. Obowiązkiem każdego laboratorium jest zapewnienie odbiorcy badania, iż stosowana metoda pomiarowa jest odpowiednia do określonego zastosowania (PN-EN ISO/IEC 17025:2005 [1], PN-EN ISO 10012:2004 [2]). Według normy PN-EN ISO/IEC 17025:2005 walidacja jest potwierdzeniem przez zbadanie i przedstawienie obiektywnego dowodu, że zostały spełnione wymagania dotyczące zamierzonego zastosowania. Jest potwierdzeniem, że procedura użyta do wykonania konkretnego testu jest odpowiednia do zamierzonego celu.

Celem niniejszego artykułu jest przedstawienie pojęć walidacji i weryfikacji metod pomiarowych.

2. WALIDACJA A WERYFIKACJA

Walidacja jest procesem monitorowania badania, procedury lub metody. Na bieżąco ocenia wyniki pomiarów, zapewnia ich odniesienie do wzorców poprzez stosowanie właściwych narzędzi pomiarowych a także system sprawdzeń i porównań (trasabilność). Gruntowna znajomość metody pomiarów i badań daje możliwość jej doskonalenia, adaptacji do specyficznych potrzeb zleceniodawcy, pozwala na uzyskanie danych do oszacowania budżetu niepewności pomiaru, a także pozwala na prawidłową interpretację uzyskanych wyników. Co ważniejsze walidacja metod dostarcza informacji o kompetencjach technicznych personelu laboratorium, a także informuje o ewentualnym ich doszkoleniu.

Weryfikacja natomiast, to proces jednorazowy, przeprowadzany w celu ustalenia lub potwierdzenia oczekiwanej wydajności testu przed jego zastosowaniem w laboratorium. Weryfikacja oznacza sprawdzenie testu w danym laboratorium.

2.1. Podział walidacji

Walidacja, którą przeprowadza producent danego urządzenia to walidacja podstawowa. Natomiast walidacja, przeprowadzana przez laboratorium to walidacja wtórna.

Walidacja podstawowa – zgodnie z PN-EN ISO/IEC 17025:2005 obejmować powinna:

- Określenie cech charakterystycznych metody, określenie parametrów takich jak: liniowość, powtarzalność, odtwarzalność, a także odporność na czynniki zewnętrzne.
- Specyfikacje wymagań - należy określić parametry, w jakich warunkach metoda ma działać oraz z jaką czułością.

Walidacja wtórna – jej zadaniem jest dokonanie oceny, czy dana metoda pomiarowa z jej parametrami analitycznymi może być stosowana w rutynowej pracy laboratorium.

2.2. Parametry oceniane w procesach walidacji i weryfikacji metody pomiarowej

Dokładność (accuracy) – oznacza „zgodność” z wartościami uzyskanymi metodami referencyjnymi. Powinna być sprawdzana odpowiednimi urządzeniami kontrolnymi, a także poprzez porównania międzylaboratoryjne. Miarą poprawności jest całkowity błąd systematyczny, czyli różnica między wynikiem badania a wartością odniesienia. Jako kryterium dokładności przyjmuje się liczbę obliczoną według wzoru:

$$\text{dokładność} = \frac{\text{liczba wyników prawidłowych}}{\text{liczba wszystkich wyników}} \times 100\% \quad (1)$$

Precyzja (precision) – zgodność wyników serii pomiarów przy użyciu danej metody. Miernikiem precyzji dla metod ilościowych jest odchylenie standardowe (wzór (2)). Miarą precyzji jest powtarzalność i odtwarzalność.

$$s = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}} \quad (2)$$

Powtarzalność (repeatability) – zgodność wyników uzyskanych w tych samych warunkach, w tym samym laboratorium i przez tę samą osobę w krótkim czasie. Jako miarę powtarzalności przyjmuje się:

$$\text{powtarzalność} = \frac{\text{liczba "powtórzonych" wyników zgodnych}}{\text{całkowita liczba wyników}} \times 100\%. \quad (3)$$

Odtwarzalność (reproducibility) – precyzja w warunkach odtwarzalności, tj. w różnych laboratoriach, tą samą metodą, przez różne osoby, w długim okresie czasu. Jako miarę odtwarzalności przyjmuje się:

$$\text{odtwarzalność} = \frac{\text{liczba "odtworzonych" wyników zgodnych}}{\text{całkowita liczba wyników}} \times 100\% . \quad (4)$$

Odporność metody (ruggedness) – wpływ zmiany warunków środowiskowych na stabilność wyników.

Na uzyskane wyniki pomiarów mają wpływ:

- niedokładność narzędzi pomiarowych,
- nieścisłość w wykonywaniu danej procedury pomiarowej,
- wpływ czynników losowych.

2.3. Kiedy należy przeprowadzać walidację metody?

Metoda powinna być walidowana, kiedy należy wykazać, że jest ona odpowiednia do konkretnego problemu. Może to dotyczyć: wprowadzenia nowej metody, jej udoskonalenia lub zastosowanie do innego, nowego problemu, a także, kiedy kontrola jakości wykaże, iż dana metoda nie jest niezmienna w czasie. Walidację przeprowadza się także wtedy, gdy dana metoda pomiarowa ma zostać zastosowana przez inny personel i na innej aparaturze.

3. PROCEDURA WALIDACJI

3.1. Plan walidacji

Przed przystąpieniem do walidacji należy opracować plan, który będzie uwzględniał:

- rodzaj metody: jakościowa, ilościowa,
- rodzaj wyposażenia niezbędnego do wykonania danego badania,
- określenie wartości referencyjnych, ustalonych na podstawie metod odniesienia,
- wskazanie personelu laboratorium, który będzie przeprowadzał dane badanie, a także interpretacje wyników,
- określenie czasu wykonywania danego badania.

3.2. Protokół walidacji

Po zakończeniu badań walidacyjnych należy skomplementować całą dokumentację źródłową oraz wyniki

przeprowadzonych badań. Laboratorium może samo zdecydować o sposobie zapisywania wyników pochodzących z przeprowadzonej walidacji. Wyniki można przedstawić w formie opisowej lub w postaci tabeli. Jednakże w protokole powinna się znaleźć: informacja o zastosowanej metodzie badawczej, celu badania, spis przyrządów pomiarowych wykorzystanych podczas badania (nazwa, producent), dane osób wykonujących i sprawdzających pomiary, a także podpisy osób upoważnionych do zatwierdzenia walidacji metody.

3.3. Rewalidacja

Rewalidacja zalecana jest po wprowadzeniu istotnej zmiany w metodzie badawczej. Jej zakres ustala laboratorium. Rewalidację wykonuje się w następujących przypadkach:

- zmiany wyposażenia pomiarowo – badawczego lub zmiany jego lokalizacji,
- zmiany warunków środowiskowych, w których wykonywane są badania,
- zmiany personelu wykonującego pomiary.

4. PODSUMOWANIE

Walidacja jest procesem sprawdzającym spełnianie przez laboratorium określonych kryteriów. Stała się ona standardem nie tylko w normach technicznych, ale także w przepisach prawnych, aczkolwiek, żaden dokument nie wskazuje na częstotliwość jej przeprowadzania. Jest ona jednak niezbędna do potwierdzenia poprawności danej metody i jej monitorowania. Walidacja odpowiada na pytanie: „czy dany test działa w naszym laboratorium?”. Walidacja, jako proces ciągły, rozpoczyna się w chwili testowania nowego produktu, nowego stanowiska laboratoryjnego, nowej procedury pomiarowej i kończy w chwili jego zatrzymania. Status procesu „walidowanego” oznacza, że proces ten pozostaje pod stałą kontrolą [3].

5. BIBLIOGRAFIA

1. PN-EN ISO/IEC 17025:2005 Ogólne wymagania dotyczące kompetencji laboratoriów badawczych i wzorcujących.
2. PN-EN ISO 10012:2004 Systemy zarządzania pomiarami - Wymagania dotyczące procesów pomiarowych i wyposażenia pomiarowego.
3. Piotrowski J., Kostyrko K.: Wzorcowanie aparatury pomiarowej, Wyd. Naukowe PWN, Warszawa 2000.

VALIDATION AND VERIFICATION OF THE MEASUREMENT METHOD

There are many indicators of the "quality" of laboratory tests confirming the competence of laboratory staff as well as the technologies used. Validation is the process of monitoring a test, procedure or method. It proves that the laboratory controls the method and gives reliable results.

Verification, whereas, is a one-off process, carried out to establish or confirm the expected performance of the test before applying it in the lab. Verification means checking the test in a given laboratory.

The laboratory, while testing a given product, should be sure of the results obtained. Its duty is to confirm laboratory staff competences and ensure the recipient of the results that the measurements methods are appropriate. The use of well-described and tested methods does not automatically give a guarantee of obtaining reliable results. Therefore, the laboratory should control the quality of performed tests in order to be able to prove that it is able to meet the acceptance criteria described in the methods used by it.

Keywords: Validation, verification, tests parameters.

OCENA KOMFORTU BIOFIZYCZNEGO KREOWANEGO PRZEZ TEKSTYLIA Z ZASTOSOWANIEM POCĄCEJ SIĘ, ZAIZOLOWANEJ CIEPLNIE PŁYTY I MANEKINA TERMICZNEGO

Agnieszka KOMISARCZYK¹, Katarzyna SROKA², Izabella KRUCIŃSKA³

1. Miejsce pracy: Politechnika Łódzka, Katedra Materiałoznawstwa, Towaroznawstwa i Metrologii Włókienniczej
tel.: 42 631 33 08, e-mail: agnieszka.komisarczyk@p.lodz.pl
2. Miejsce pracy: Politechnika Łódzka, Katedra Materiałoznawstwa, Towaroznawstwa i Metrologii Włókienniczej – Studentka, tel.: 42 631 33 08
3. Miejsce pracy: Politechnika Łódzka, Katedra Materiałoznawstwa, Towaroznawstwa i Metrologii Włókienniczej
tel.: 42 631 33 17, e-mail: izabella.krucinska@p.lodz.pl

Streszczenie: Uwzględniając obecny rozwój inżynierii materiałowej, również w obszarze włókiennictwa, dostępność zróżnicowanych pod względem właściwości pakietów odzieżowych oraz rozwijające się zapotrzebowanie na odzież specjalnego przeznaczenia, pojawia się konieczność oceny komfortu biofizycznego kreowanego przez te wyroby. Ocena taka jest prowadzona na różnych etapach projektowania i produkcji. Niniejsza publikacja prezentuje porównanie wartości oporu cieplnego dla tkanin oraz izolacyjności cieplnej odzieży wytworzonej z tych tkanin. Tkaniny badano stosując metodykę zapisaną w normie PN-EN ISO 11092:2014-11, z wykorzystaniem metody pocącej się zaizolowanej cieplnie płyty, zaś ocenę izolacyjności cieplnej prowadzono w oparciu o normę PN-EN ISO 15831:2006 z zastosowaniem manekina termicznego NEWTON.

Słowa kluczowe: Komfort biofizyczny. Manekin termiczny. „Model skóry”.

1. WSTĘP

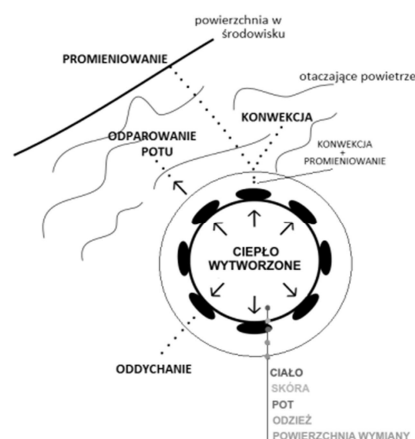
Odzież stanowi podstawową barierę izolującą organizm człowieka od jego otoczenia. Jedną z jej naczelných funkcji jest wsparcie organizmu w utrzymaniu równowagi termicznej w zmiennych warunkach klimatycznych. Mając na uwadze, że obecnie człowiek znajduje się często w ekstremalnych warunkach środowiskowych, takich jak wysokie lub niskie temperatury, konstrukcja pakietów odzieżowych musi zapewniać utrzymanie możliwie stałego i korzystnego mikroklimatu.

Komfort biofizyczny jest rozumiany jako zdolność materiału do zapewnienia poczucia ciepła, ale nie przegrzania [1]. Komfort ten będzie zapewniony, gdy ogólny bilans cieplny, zapisany równaniem (1) będzie równy zero.

$$\pm \Delta Q = M - E \pm C \pm R - Z \quad (1)$$

gdzie: M – metabolizm; E – parowanie; C – unoszenie; R – promieniowanie, Z – energia pochłaniana na czynności życiowe

Jednym z ciągłych procesów realizowanych przez nasz organizm jest transport ciepła na drodze biernej, pomiędzy człowiekiem a środowiskiem (rys. 1.).



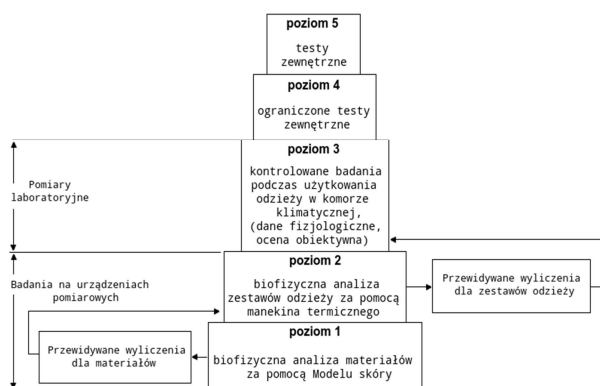
Rys.1. Kanały wymiany ciepła (źródło [2])

Bierna wymiana ciepła pomiędzy organizmem a otoczeniem odbywa się poprzez:

- przewodzenie (przekazywanie ciepła poprzez dotyk z innymi przedmiotami),
- unoszenie (przekazywanie ciepła związanego z ruchem cząsteczek materii w gazie),
- promieniowanie (emitowanie ciepła proporcjonalnie do swej temperatury za pomocą długości fal większej od 4 μm),
- oddychanie,

Jedynym mechanizmem, który może być regulowany przez nasz organizm jest odparowywanie potu z powierzchni skóry, stąd też mechanizm ten nazywany jest czynnym. Istotne jest to, że o ile w wyniku biernej wymiany ciepła można organizm zarówno ogrzać jak i ochłodzić, o tyle czynna wymiana ciepła prowadzi wyłącznie do jego wychłodzenia. Dlatego też w równaniu bilansu cieplnego wartości promieniowania, unoszenia i promieniowania są oznaczone znakiem +/-.

Rozwój nowych technik produkcji idzie w parze z rozwojem metod pomiarowych. Metody te różnią się między sobą obiektem badań, warunkami pomiaru, precyzją i obiektywnością wyników. Metody te zostały zestawione w modelu zaproponowanym przez Umbacha [3], który został przedstawiony na rysunku 2. Model ten obejmuje szereg pomiarów, poczynając od analizy właściwości materiału z zastosowaniem pocącej się, zaizolowanej cieplnie płyty w warunkach stanu ustalonego, poprzez ocenę trójwymiarowej odzieży z zastosowaniem manekina termicznego, również w warunkach stanu ustalonego, ocenę odzieży na człowieku w kontrolowanych warunkach klimatycznych aż do oceny odzieży w warunkach rzeczywistego użytkowania. Wraz z kolejnymi poziomami maleje obiektywność uzyskiwanych wyników i rośnie dokładność odwzorowania warunków użytkowania.



Rys. 2. Pięciostopniowy model analizy właściwości biofizycznych materiałów i zestawów odzieżowych. (Źródło: [3])

Analizując przedstawiony model należy spodziewać się pewnej korelacji wyników uzyskiwanych na poszczególnych stopniach modelu. Niniejsza publikacja stanowi przedstawienie wyników związanych z obiektywną oceną odzieży z zastosowaniem dwóch podstawowych technik – pocącej się, zaizolowanej cieplnie płyty, powszechnie zwanej „Modelem skóry” oraz manekina termicznego.

2. METODYKA BADAŃ

2.1. Ocena oporu cieplnego z zastosowaniem pocącej się, zaizolowanej cieplnie płyty

Metoda pomiaru opiera się na analizie strumienia ciepła przepływającego przez badaną próbkę w jednostce czasu. Metoda pomiarowa została przedstawiona w normie PN-EN ISO 11092:2014-11 „Tekstylnia. Wyznaczanie właściwości fizjologicznych. Pomiar oporu cieplnego i oporu pary wodnej w warunkach stanu ustalonego (metoda pocącej się zaizolowanej cieplnie płyty)”. Zaizolowana cieplnie, podgrzana do temperatury $35 \pm 0,1$ °C płyta jest umieszczona w komorze klimatycznej, w której ustalone są warunki klimatu normalnego ($T=20 \pm 1$ °C, $RH=65 \pm 2$ %). Różnica temperatur powoduje, że generowany jest strumień ciepła od płyty do otoczenia. Tym samym powierzchnia płyty ulega wychłodzeniu. Układ regulacji, dążąc do utrzymania stałej temperatury płyty zwiększa moc dostarczaną do urządzenia. W warunkach stanu ustalonego generowany strumień ciepła jest stały w czasie, a tym samym moc jest również na stałym poziomie. W tych warunkach wartość oporu cieplnego, wyrażona w m^2KW^{-1} , wyrażona jest wzorem (2)

$$R_{ct} = \frac{(T_p - T_o) \cdot A}{H - \Delta H} - R_{ct0} \quad (2)$$

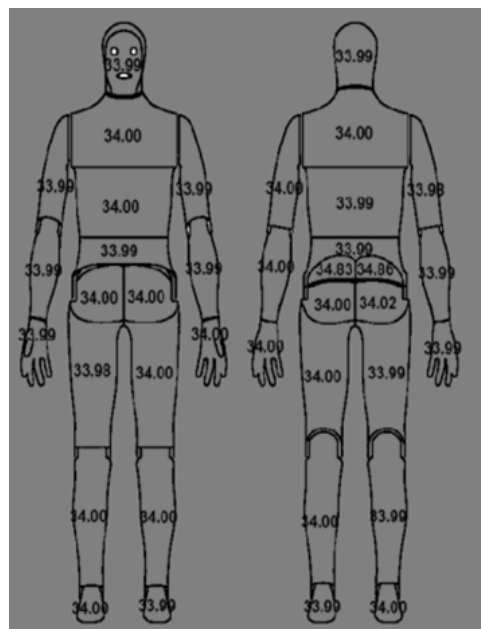
gdzie: R_{ct} - opór cieplny badanej próbki, m^2KW^{-1} ; T_p - temperatura płyty, K; T_o - temperatura otoczenia, K; A - powierzchnia próbki, m^2 ; H - moc grzejna dostarczana do płyty pomiarowej, W; ΔH - poprawka mocy grzejnej, W; R_{ct0} - stała przyrządu pomiarowego, którą jest opór cieplny płyty m^2K/W .

Wartość R_{ct0} wskazaną we wzorze (2) określa się dokonując pomiaru płyty bez badanej próbki.

W trakcie pomiaru oporu cieplnego, zgodnie z wymaganiami normy europejskiej, do urządzenia nie dostarcza się wody, a więc nie ma efektu „pocenia się”.

2.2. Ocena izolacyjności cieplnej z zastosowaniem manekina

Manekin termiczny NEWTON 34 jest układem pomiarowym składającym się z niezależnie sterowanych 34 stref grzewczych, dla których określa się wartość strumienia cieplnego (rys.3.).



Rys. 3. Schemat manekina termicznego NEWTON 34 z podziałem na strefy grzewcze. Liczby oznaczają temperaturę każdej ze stref, w °C (opracowanie własne na podstawie programu ThermDac).

Podobnie, jak w zaizolowanej cieplnie płycie, temperatura powierzchni manekina jest stała. Co prawda, system pozwala na ustalenie różnych temperatur na poszczególnych strefach, niemniej jednak, aby uniknąć strumienia ciepła pomiędzy strefami, zgodnie z normą zakłada się jednakową temperaturę we wszystkich strefach. Norma PN-EN ISO 15831:2006 zakłada, że temperatura powierzchni manekina powinna wynosić 34 °C, niemniej jednak, dążąc do ujednoczenia warunków pomiaru, do celów niniejszej pracy przyjęto, że temperatura ta wynosi $35 \pm 0,1$ °C. Manekin był umieszczony w komorze klimatycznej, zapewniającej warunki klimatu normalnego, zgodnie z normą PN-EN ISO 139:2005 – wilgotność powietrza 65 ± 2 %, temperatura powietrza $20 \pm 0,2$ °C.

Metoda pomiaru opiera się na tych samych wskazaniach, co w przypadku zaizolowanej cieplnie płyty. W warunkach stałego strumienia ciepła, przepływającego

z powierzchni manekina do otoczenia utrzymuje się stała wartość mocy dostarczona do każdej z sekcji. Wartość całkowitej izolacyjności cieplnej, wyrażonej w m^2KW^{-1} obliczono według modelu szeregowego, zgodnie ze wzorem (3):

$$I_{ti} = \sum_i f_i \left[\frac{(T_{si} - T_a) \cdot a_i}{H_{ci}} \right] \quad (3)$$

gdzie: T_{si} – temperatura powierzchni powłoki i -tego segmentu manekina, K; T_a – temperatura powietrza wewnątrz komory klimatycznej, K; H_{ci} – moc grzejna dostarczana do i -tego segmentu manekina, W; a_i – pole powierzchni i -tego segmentu manekina, m^2 ; f_i – część całkowitego pola powierzchni manekina, jaką stanowi pole powierzchni i -tego segmentu manekina.

Pomiar prowadzi się dla manekina ubranego w badaną odzież oraz dla manekina bez próbki. Wartość całkowitej izolacyjności cieplnej odzieży I_{cl} jest wyliczana w oparciu o wzór (4):

$$I_{cl} = I_t - I_a \quad (4)$$

gdzie: I_t – całkowita izolacyjność cieplna zestawu odzieży, Km^2W^{-1} ; I_a – całkowita izolacyjność cieplna granicznej warstwy powietrza z zastosowaniem „nagiego” manekina, Km^2W^{-1} . [4]

2.3. Materiał badań

Do prac wytypowano trzy tkaniny bawełniane o splocie płóciennym, różniące się pomiędzy sobą masą powierzchniową. Charakterystyka tkanin została przedstawiona w Tabeli 1.

Tabela 1. Charakterystyka tkanin

Oznaczenie tkaniny	Masa powierzchniowa	Grubość	Przepuszczałość powietrza
	g/m_2	mm	mm/s
A	80,9	0,16	323
B	120,5	0,20	278
C	205,2	0,33	236

Z tkanin pobrano po 3 próbki o wymiarach 32cmx32cm do badań z zastosowaniem zaizolowanej cieplnie płyty, oraz uszyto koszulę męską w rozmiarze dopasowanym do kształtu sylwetki manekina (rozmiar M). Obwód koszuli, wyniósł 116 cm, długość rękawa 63 cm, wzrost 170-176 cm. Wzór koszuli przedstawiono na rysunku 4.



Rys. 4. Krój koszuli męskiej (opracowanie własne)

3. WYNIKI

3.1. Opór cieplny tkanin

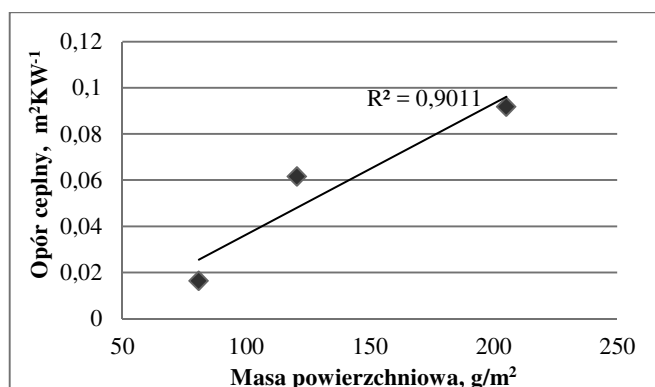
Opór cieplny tkanin, mierzony za pomocą zaizolowanej cieplnie płyty określono jako wartość średnią z trzech kolejnych pomiarów badanych próbek. Liczba próbek została określona na podstawie wytycznych normy PN-EN ISO 11092:2014-11.

Wartości średnie oporu cieplnego dla płyty z badaną próbką oraz wyliczoną wartość oporu cieplnego dla badanej próbki zestawiono w tabeli 2. Wartość oporu cieplnego płyty wynosi 0,0709 m^2K/W .

Tabela 2. Opór cieplny badanych tkanin

Oznaczenie tkaniny	Opór cieplny płyty z badaną próbką	Opór cieplny badanych tkanin	Całkowita niepewność standardowa
	m^2KW^{-1}	m^2KW^{-1}	m^2KW^{-1}
A	0,0872	0,0163	0,0110
B	0,1324	0,0615	0,0085
C	0,1627	0,0918	0,0085

Niepewność standardowa typu B dla przeprowadzonych pomiarów wynosi 0,002 m^2KW^{-1} . Wartości oporu cieplnego przedstawione w powyższej tabeli kształtują się na poziomie 0,01 do 0,1 m^2KW^{-1} . Zależność oporu cieplnego od masy powierzchniowej tkanin przedstawiono na rysunku 5.



Rys. 5. Zależność oporu cieplnego od masy powierzchniowej

Na podstawie powyższego wykresu można stwierdzić, że istnieje zależność pomiędzy masą powierzchniową a oporem cieplnym badanych próbek. Wraz ze wzrostem masy powierzchniowej tkanin rośnie wartość oporu cieplnego.

3.2. Izolacyjność cieplna koszul męskich

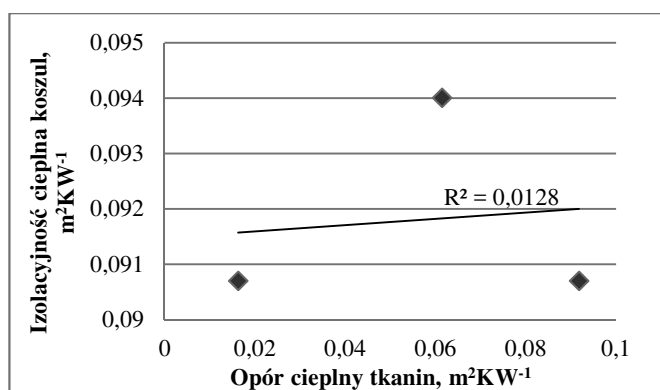
Izolacyjność cieplna koszul badana była z zastosowaniem manekina termicznego NEWTON. Wartość izolacyjności cieplnej wyliczana była w oparciu o model szeregowy. Niepewność standardowa typu B dla przeprowadzonych pomiarów wynosi 0,0008 m^2KW^{-1} . Podczas pomiaru segmenty manekina nieokryte badaną odzieżą (nogi, głowa) były wyłączone z pomiaru. Wartość izolacyjności cieplnej granicznej warstwy powietrza, mierzonej za pomocą nagiego manekina wynosi 0,088 m^2KW^{-1} .

Wartości izolacyjności cieplnej dla badanych koszul zestawiono w tabeli 3.

Tabela 3. Całkowita izolacyjność cieplna

Oznaczenie tkaniny	Całkowita izolacyjność cieplna manekina ubranego w badaną odzież	Całkowita izolacyjność cieplna badanych koszul	Całkowita niepewność standardowa
	m^2KW^{-1}	m^2KW^{-1}	m^2KW^{-1}
A	0,1710	0,0907	0,0012
B	0,1740	0,0940	0,0009
C	0,1707	0,0907	0,0013

Wartości całkowitej izolacyjności cieplnej są na zbliżonym poziomie, niezależnie od masy powierzchniowej i izolacyjności cieplnej tkanin użytych do wytworzenia koszul. Zależność pomiędzy oporem cieplnym tkanin a izolacyjnością cieplną koszul przedstawiono na rysunku 6.



Rys. 6. Zależność izolacyjności cieplnej od oporu cieplnego

Powyższy wykres wskazuje, że istnieje całkowity brak korelacji pomiędzy wartościami uzyskiwanymi z zaizolowanej cieplnie płyty i manekina.

4. WNIOSKI KOŃCOWE

Brak zależności pomiędzy oporem ciepła a izolacyjnością cieplną wydaje się zaskakujący w kontekście

zbieżności pomiarów – stałość strumienia ciepła, ten sam sposób pomiaru i przetwarzania wyników. Niemniej jednak należy zwrócić uwagę na mechanizm transportu ciepła w obu przypadkach. Podczas pomiaru oporu ciepła z zastosowaniem zaizolowanej cieplnie płyty próbka jest płasko położona na płycie, a cała jej powierzchnia ma bezpośredni kontakt z płytą. Tym samym transport ciepła odbywa się w głównej mierze na drodze przewodnictwa pomiędzy płytą a badaną próbką oraz unoszenia pomiędzy badaną próbką a otoczeniem. W przypadku badania odzieży, która jest obiektem trójwymiarowym, powierzchnia kontaktu pomiędzy badanym obiektem a urządzeniem pomiarowym ma charakter punktowy. Większość odzieży „odstaje” od powierzchni manekina. Tym samym, w tym przypadku dominuje zjawisko unoszenia ciepła. Mając na uwadze budowę manekina, odwzorowującą sylwetkę człowieka, zróżnicowane dopasowanie badanej odzieży do sylwetki urządzenia pomiarowego oznacza, że nie ma możliwości pewnego wyliczenia powierzchni kontaktu próbka – manekin. Należy się spodziewać, że będzie istniała zależność pomiędzy oporem cieplnym badanej tkaniny a izolacyjnością cieplną, jeżeli do równania wprowadzi się dodatkowe współczynniki opisujące sztywność zginania materiału. W chwili obecnej takie prace są realizowane.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Krucińska I., Konecki W., Michalak M.: Systemy pomiarowe we włókiennictwie, Wydawnictwo Politechniki Łódzkiej, Łódź, 2006.
2. Zwolińska M., Bogdan A.: Izolacyjność cieplna odzieży, Centralny Instytut Ochrony Pracy – Państwowy Instytut Badawczy, BP 02/2010, str. 17-20.
3. Umbach K. H.: Physiological tests and evaluation models for the optimization of the performance of protective clothing, I.B. Mekjavic, E.W. Banister and J.B. Morrison (Eds), Environmental Ergonomics, London: Taylor & Francis, 1988, ss. 139–161.
4. PN-EN ISO 15831:2006 Odzież. Właściwości fizjologiczne. Pomiar izolacyjności cieplnej z zastosowaniem manekina termicznego.

ASSESSMENT OF BIOPHYSICAL COMFORT CREATED BY TEXTILES USING SWEETING, THERMALLY INSULATED HOT PLATE AND THERMAL MANIKIN

Taking into account the current development of materials engineering, also in the field of textile industry, the availability of clothing packages with different properties in terms of properties and the growing demand for special-purpose clothing, there is a need to assess the biophysical comfort created by these products. This assessment is carried out at various stages of design and production. This publication presents a comparison of thermal resistance values for fabrics and thermal insulation of clothing made from these fabrics. The fabrics were tested using the methodology described in the PN-EN ISO 11092: 2014-11 standard, using the method of a heat-insulated thermal plate, and the assessment of thermal insulation was based on the PN-EN ISO 15831: 2006 standard using the NEWTON thermal manikin. Presented tests were done using three woven fabrics, differentiated by surface mass and the male shirts made from these wovens. Obtained results independently on similarities between measurements shows no correlation. It is assumed that the reason for the lack of correlation is the varied adaptation of the samples to the measurement system that occurs in both tests. This work is the introduction to further research.

Keywords: Biophysical comfort. Thermal manikin. Hot – plate.

KIERUNKI ROZWOJU POMIARÓW ZAPACHU I ZAWARTOŚCI ZWIĄZKÓW MVOC WE WNIĘTRZACH BUDYNKÓW

Krystyna Barbara KOSTYRKO¹, Mateusz KOZICKI²

1. Instytut Techniki Budowlanej, Zakład Fizyki Ciepłej, Akustyki i Środowiska
tel.: 22 56 64 358 e-mail: k.kostyrko@itb.pl
2. Instytut Techniki Budowlanej, Zakład Fizyki Ciepłej, Akustyki i Środowiska
tel.: 22 57 96 187 e-mail: m.kozicki@itb.pl

Streszczenie: Praca zawiera zestawienie współczesnych technik służących do pomiarów zapachu jak również dopuszczalnych poziomów stężeń substancji uciążliwych zapachowo występujących we wnętrzach budynków. Scharakteryzowano lotne związki organiczne pochodzenia mikrobiologicznego, odpowiedzialne za różnego rodzaju zapachy, jak również techniki analityczne służące do ich chemicznej charakterystyki. Szczególną uwagę poświęcono elektronicznym nosom, będącym coraz powszechniejszymi, często przenośnymi, urządzeniami służącymi do monitorowania stężenia odorantów zapewniającymi analizę w czasie rzeczywistym.

Słowa kluczowe: odorant, powietrze wewnętrzne, mVOC

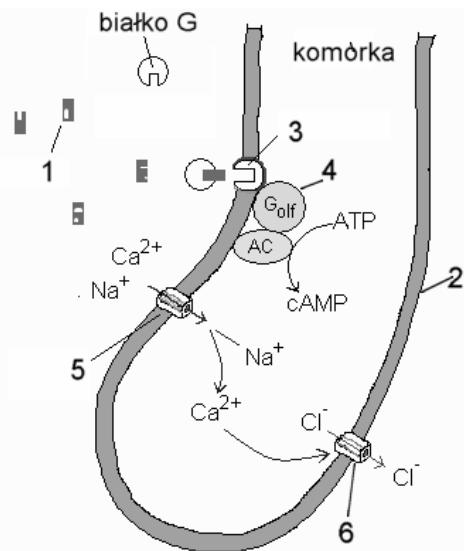
1. WPROWADZENIE

Dziesięciolecia doświadczeń potwierdzają potrzebę włączenia nieprzyjemnych zapachów do listy rodzajów zanieczyszczeń, które muszą być regulowane ustawowo. Zapach jest wrażeniem związanym z jednym lub więcej związkami, które jeśli występują w powietrzu w wystarczająco wysokich stężeniach, powodują reakcje węchowe u wdychających powietrze osób. Lotne Związki Organiczne (ang. VOC) powodujące zły zapach (odór) noszą nazwę odorantów i należy do nich też grupa związków mVOC (tj. związków stanowiących produkty przemiany metabolicznej zanieczyszczeń mikrobiologicznych w powietrzu). Analitykę związków mVOC rozpatruje się zwykle oddzielnie z uwagi na diametralnie niższe stężenia w jakich one występują (przy porównywalnej lub wyższej intensywności złego zapachu). Rozwój technik pomiaru zapachu, wynika z powszechnego uznania, że najpierw muszą pojawić się metody pomiaru zapachów obiektywne i powtarzalne, zanim złe zapachy będą mogły być skutecznie poddane regulacji ilościowej i zanim można będzie ocenić skuteczność technologii ich kontroli. Istnieją różne sposoby oceny ilościowej zapachu.

2. OPIS UPROSZCZONEGO MODELU ODPOWIEDZI RECEPTORÓW WĘCHOWYCH NA ZAPACH

Na rysunku 1 pokazano przekrój rzęski należącej do ciała komórki węchowej. Można na nim prześledzić podstawowe reakcje powstawania i przetwarzania sygnału elektrycznego w odpowiedzi na bodziec węchowy. Rzęska zanurzona jest w środowisku śluzu, który pokrywa pole węchowe. Wypełnione cytoplazmą wnętrze rzęski oddziela od środowiska śluzu węchowego, do którego dociera odorant (1), błona komórkowa (2) o grubości zaledwie około 5 nm. Na rzęsce, powierzchnię pokrywa błona komórkowa, poprzecinana przez kanały jonowe (5) i (6). Umiejscowiony jest też na niej receptor węchowy (3).

Przechwycenie cząstek odorantu 1 przez receptor węchowy 3 i rozpuszczenie się ich w błonie komórkowej 2 receptora powoduje, że receptor zostaje pobudzony do aktywacji cząstek białka G i zainicjowania procesu dyfuzji jonów przez błonę komórkową (powstaje elektryczny sygnał). Nastąpi to tylko wówczas, gdy zaktywowane białko G_{olf} (4) jest zakodowane przez określony gen. Jak już powiedziano, sygnały pochodzące od milionów komórek węchowych materializują się na powierzchni opuszki węchowej, tworząc szablon danego zapachu zależny od tego, przez jakiego rodzaju komórki węchowe zostały przechwycone z powodzeniem cząstki odorantu. Uчені sądzą obecnie, że szablon ten przenosi się na swoisty wzór powierzchniowy w polu węchowym i że każdy zapach ma inny wzór aktywowanych komórek węchowych. Badania nad powstawaniem wzoru zapachu i nad przesyłaniem go dalej z opuszki węchowej do odpowiednich obszarów mózgu uhonorowane zostały w 2004 r. nagrodą Nobla w dziedzinie medycyny dla Richarda Axela oraz dla Lindy Buck.



Rys. 1. Elementy odbioru i przetwarzania bodźców węchowych (za zgodą Tima Jacoba z Uniwersytetu Cardiff)

3. CECHY I MIARY ODCZUWANIA ZAPACHU

W olfaktometrii, która jest nauką o pomiarach reakcji ludzi odbierających i oceniających bodźce węchowe, zgodnie z podstawową obecnie normą PN-EN 13725:2007: „odorant jest to substancja, która stymuluje narząd zmysłu węchu do odczuwania zapachu”.

Postrzeganie zapachu, który jest charakterystyczny dla odoranta i który decyduje o odbiorze wrażeń węchowych przez człowieka, ma zasadniczo następujące miary:

- stężenie określające fizyczną intensywność bodźca węchowego zależną od stężenia odorantu w powietrzu; jest ono wyrażane w jednostkach stężenia zapachowego ou/m^3 lub ou_E/m^3 , lub jako stężenie masowe odorantu w powietrzu $\mu g/m^3$

- progi wyczuwalności i rozpoznania zapachu w $\mu g/m^3$
- stopień, w jakim zapach jest pożądany lub nieakceptowalny/niepożądany:

- w hedonicznej skali zapachu, którego miarą jest subiektywna ocena probantów określona w skali hedoniczności H wyrażającej, czy zapach jest przyjemny, czy też nie

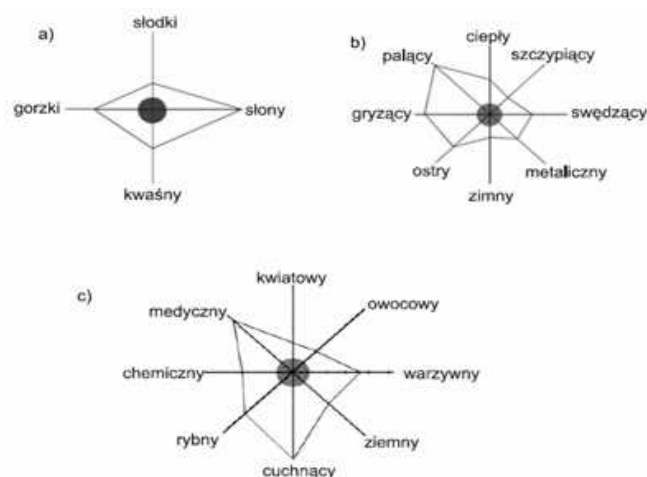
- w skali akceptacji obciążenia powietrza biozanieczyszczeniami lub związkami zapachowymi pochodzącymi np. z materiałów budowlanych, której miarą jest ocena probantów wyrażona przez odsetek ludzi PD niezadowolonych z odczuwanego zapachu

- emisja zapachu jest to wielkość fizyczna wyrażana przez strumień masy odorantu wydzielany ze źródła zapachu (powierzchni emitującej), w $\mu g/(m^2 \cdot h)$

- intensywność zapachu lub, ściślej, wyczuwaną intensywność zapachu, będącą wielkością pochodną stężenia zapachowego, którą wyraża się w skali porządkowej kategorii intensywności zapachu, w skali ilorazowej kategorii intensywności zapachu lub w skali wzorców (określonych roztworów dB_{od})

- rodzaj zapachu określa się, korzystając ze zbiorczych deskryptorów porządkujących kategorie zapachów; zespół probantów (*ang.* panel), ocenia intensywność każdego z bodźców w skali punktowej od 0 (brak zapachu) do 5 (zapach przytłaczający) lub oblicza procent osób deklarujących podobieństwo badanego zapachu do zapachu określanego deskryptorem lub odpowiednią charakterystyką;

wyniki ocen (ankietowych) nanosi się na diagram profilu zapachu lub na trzy diagramy Rys. 2: smaku charakteryzującego zapach (a), czucia bodźca (b) oraz rodzaju zapachu (c).



Rys. 2. Charakterystyka zapachu przy użyciu profili kołowych

4. STAN WIEDZY O POMIARACH ZAPACHÓW WE WNĘTRZACH I KIERUNKI ROZWOJU TYCH POMIARÓW

W monografii [16] omówiono techniki olfaktometryczne z udziałem paneli przeszkolonych probantów oraz podkreślono mocne i słabe punkty metody oceny stężenia zapachowego w pomieszczeniu przez pomiar sensoryczny olfaktometrem dynamicznym. Następnie opisano główne cechy i zasady działania współczesnych elektronicznych nosów (e-nosów), koncentrując się na ulepszaniu ich wyników w zakresie analizy środowiska wewnętrznego. Monitorowanie emisji zapachu przeprowadzane za pomocą obu technik jest ostatecznie poddawane ocenie w badaniach międzylaboratoryjnych, w celu wykazania odtwarzalności wyników oznaczania zapachów z wykorzystaniem panelu probantów lub z zastosowaniem przyrządów. Metody oceny złych zapachów we wnętrzach zebrane są w Tabeli 1, natomiast dopuszczalne poziomy stężenie substancji uciążliwych zapachowo znajdują się w Tabeli 2.

Możliwe ulepszenia w technologii e-nosów i czujników stosowanych w olfaktometrii dotyczą:

- nowych materiałów do wyczuwanie zapachów,
- nowych konstrukcji przetworników,
- e-nosów na wiele rodzajów zapachów,
- e-nosów w postaci układów hybrydowych,
- miniaturyzacji e-nosów.

Nowe materiały wyczuwające zapach będą musiały wykrywać szerszy zakres rodzajów cząsteczek zapachowych i rozróżniać mniejsze bardziej szczegółowe różnice w zapachach. Do materiałów wychwytyjących odoranty mogą należeć nowo opracowane półprzewodniki: tlenki, polimery przewodzące, polimerowe / powłoki dielektryczne, porowate związki klatkowe (*ang.* cage compounds) zastosowane w czujnikach z mikrowagą kwarcową lub filmy (powłoki) biologiczne czujników. Połączone technologie e- nosa czułe na wiele zawartych w powietrzu składników jak również „mieszane” technologie wytwarzania czujników mają na celu zwiększenie "zasięgu" nosa i poprawienie jego

rozdzielczości. Ulepszanie e-nosów sięga do bardziej złożonego wstępnego przetwarzania sygnału i do stosowania bardziej zaawansowanych technik rozpoznawania obrazów PARC (*ang.* Pattern Recognition) do realizacji procesu wieloetapowego formowania końcowego sygnału pomiarowego e-nosa. Inteligentniejszy elektroniczny nos może wykorzystywać bardziej zaawansowane metody ANN, które oscylują w czasie rzeczywistym (w przeciwieństwie do MLP które są statyczne). Do zalet bardziej ‘inteligentnego’ e-nosa należy:

- zredukowana wrażliwość na temperaturę,
- zredukowana wrażliwość na wilgoć,
- zredukowana interferencja z innymi gazami,
- diagnostyka zatruć warstwy czujnikowej.

Wobec faktu, że urządzenia mikroelektroniczne stają się tańsze i bardziej wydajne, koszty ogólne stanowiące barierę dla badań ANN w przeszłości [31], nie są już tak poważnym problemem, a więc "inteligentny nos" może wkrótce stać się rzeczywistością.

Przegląd międzynarodowych badań dotyczących monitorowania jakości powietrza w pomieszczeniach podsumowano w literaturze [1-9]. Prace [10-13] rzucają nowe światło na teorię olfaktometrii zapachów emitowanych przez mieszaniny.

Tabela 1. Metody oceny złych zapachów we wnętrzach

Metody stacjonarne (oficjalne)		Nazwa metody	Wynik w jednostkach	Uwagi
	Metody olfaktometryczne	Indoor air - Determination of odour emissions from building products (odour perceived intensity or sensory acceptance of odour) EN ISO 16000-28: 2012	0÷15 pi intensywność zapachu; od +1 do -1 akceptowalność	Metoda sensorycznego badania poziomu akceptowalności odoru obowiązująca w laboratoriach akredytowanych (notyfikowanych) w UE
		Oznaczanie stężenia zapachowego metodą olfaktometrii dynamicznej PN-EN 13725: 2007 (z użyciem europejskiego wzorca zapachu EROM)	stężenie zapachowe w ou/m^3 lub ou_E /m^3	Precyzja pomiarów olfaktometrem dynamicznym jest kontrolowana w programie badań międzylaboratoryjnych UE i USA
	Metody analizy instrumentalnej	GC-MS oraz inne techniki łączone jak GC-MS/MS, GCxGC-MS czy GC-TOF-MS; lub zaopatrzone w porty olfaktometryczne metody GC-MS-O oraz GCxGC-O Spektrometry masowe PTR-MS Spektrometry ruchliwości jonów IMS np: MCC-UV-IMS Analizatory w podczewieni NDIR Analizatory fotoakustyczne PAS	stężenie masowe odoranta w próbce powietrza w $\mu g/m^3$	Nie mierzą poziomu zanieczyszczenia powietrza odorantem w czasie rzeczywistym.
Elektroniczne nosy, e-nosy	Przyrządy przenośne	Czujniki typu MOS oraz MOSFET	stężenie masowe odoranta w próbce powietrza w $\mu g/m^3$	Układ e-nosa, który współpracuje z ANN lub inną metodą uczącą się stosowaną jako klasyfikator, można wywzorcować w jednostkach intensywności zapachu OI, lub w jednostkach stężenia zapachowego ou/m^3 albo ou_E /m^3
		Chemorezystory CP		
		Czujniki piezoelektryczne QCM		
		Czujniki typu SAW		
		Czujniki elektrochemiczne EC		

Tabela 2. Dopuszczalne poziomy stężenia substancji niebezpiecznych, uciążliwych zapachowo, występujących w powietrzu wewnątrz wg zaleceń WHO [a] popartych wynikami programu badawczego Kom. Eur. [b], oraz wg norm PN-EN i rozporządzeń ministerstw [c], [d]; przykład dopuszczalnych poziomów zanieczyszczeń przyjmowanych do certyfikacji budynków biurowych w Hong Kong`u, wg procedury certyfikacji wydanej w 2003 r., zaktualizowanej w 2018 r. [e]

Zanieczyszczenie	WHO Guidelines for IAQ 2017 [a]; WHO IAQ Household 2014 – wartości aktualne i zalecane	Kom. Eur. 2004 [b] Proj. Bad. INDEX	PN-EN ISO 16000-1 PN-EN 15251:2007	projekt Rozp. Min. Zdrowia, 2008, [c] Rozp. Min. Pracy, 2017; NDS - (8 h) [d]	IAQ Cert. Scheme for Offices, Hong Kong 2018 (8 h) [e]
Ditlenek węgla			< 500 ppm nadmiaru do warunków zewn.	9000 mg/m^3 (8h)	< 1000 ppmv
Tlenek węgla	15 min – 100 mg/m^3 60 min – 35 mg/m^3 8 hours – 10 mg/m^3 24 hours – 7 mg/m^3	19 mg/m^3 (8 h)	100 ppm [15 min] 60 ppm [30 min] 30 ppm [1 h] 10 ppm [8 h]	3 mg/m^3 (24h) 10 mg/m^3 (30 min) 23 mg/m^3 (8h)	10 mg/m^3
Formaldehyd (zapach ostry)	0,1 mg/m^3 [30 min]	0,03 mg/m^3 [30 min]	0,1 mg/m^3 [30 min]	20 $\mu g/m^3$ 0,5 mg/m^3	< 0,1 mg/m^3

Benzen* (aromatyczny, słabo słodki)	> 0,17µg/m ³ ryzyko zachorowania na białaczkę	< stężenia na zewnątrz budynku		5µg/m ³ 1600 µg/m ³	16,1µg/m ³
Ditlenek azotu (zapach ostry, cierpki, drażniący)	40 µg/m ³ [1 rok] 200 µg/m ³ [1h]	40 µg/m ³ [1 tydzień]	40 µg/m ³ [1 rok] 200 µg/m ³ [1 h]	700 µg/m ³ [8h]	150 µg/m ³
Naftalen (ostry)	0.01 mg/m ³ (1 rok)	0,01 mg/m ³ (1 rok)		0.05 mg/m ³ 20 mg/m ³	
Trichloroeten (zapach słodki)	> 2,3 µg/m ³ ryzyko zachorowania na raka wątroby			0,1 mg/m ³ 50 mg/m ³	770 µg/m ³
Tetrachloroeten (zapach słodki, kwiatowy)	0,25 mg/m ³ (1 rok)		0,25 mg/m ³ (1 rok)	0,15 mg/m ³ 85 mg/m ³	0,25 mg/m ³
PAH ** (bez poziomu bezpiecznego)	> 0,012 ng/m ³ ryzyko zachorowania na raka płuc			2 µg/m ³ [8h] benzo[a]pirenu	
TVOC ***					600 µg/m ³
mVOC ****	50-500 ng/m ³				

* bez poziomu bezpiecznego, ** węglowodory aromatyczne cykliczne *** dokument przewiduje w nowych budynkach biurowych dodatkowe badania certyfikujące TVOC przez oznaczanie (na poziomie ppbv) zawartości czterochloru węgla, chloroformu, 1,2- oraz 1,4-dichlorobenzenu, etylobenzenu, toluenu oraz o-, m-, p - ksylenów. **** szacowana wartość stężeń granicznych wg Lorenz i in. [15]

a - Evolution of WHO air quality guidelines: past, present and future. WHO Regional Office for Europe; 2017

b - The INDEX project. Critical Appraisal of the Setting and Implementation of Indoor Exposure Limits in the EU. Joint Research Centre, Institute for Health and Consumer Protection, Italy, Ispra 2004

c - Projekt Rozporządzenia Ministra Zdrowia z 5 maja 2008 r. w sprawie dopuszczalnych stężeń i natężeń czynników szkodliwych dla zdrowia wydzielanych przez materiały budowlane, urządzenia i elementy wyposażenia w pomieszczeniach przeznaczonych na pobyt ludzi <http://www.mz.gov.pl/>

d - Załącznik do obwieszczenia Ministra Rodziny, Pracy i Polityki Społecznej z 7 czerwca 2017 r. (Dz. U. z 7 lipca 2017 r. poz.1348)

e - A Guide on Indoor Air Quality Certification Scheme for Offices and Public Places. The Government of the Hong Kong Special Administrative Region. IAQ Management Group. Sept 2003; Supplement – February 2018.

5. LOTNE ZWIĄZKI ORGANICZNE POCHODZENIA MIKROBIOLOGICZNEGO – MVOC

Lotne związki organiczne pochodzenia mikrobiologicznego (*ang.* *mVOC*) to metabolity o niewielkiej masie cząsteczkowej uwalniane do powietrza na wszystkich etapach aktywności życiowej grzybów i bakterii. Nadmierna wilgotność otoczenia czy materiałów, które porastają (np. materiałów budowlanych) wspomaga ich wzrost. Związki mVOC są odpowiedzialne m. in. za charakterystyczny zapach pleśni typu stęchłego. Różnorodność mVOC jest duża (szacowana na kilkaset związków). mVOC są zróżnicowaną grupą związków chemicznych pod względem polarności, struktury chemicznej czy zakresów stężeń w jakich występują (niejednokrotnie obejmuje dwa czy nawet trzy rzędy wielkości). Związki te należą do kilku podstawowych grup jakimi są węglowodory alifatyczne i aromatyczne, alkohole, kwasy tłuszczowe i ich pochodne, aldehydy, ketony, terpeny i pochodne terpenowe, etery i estry.

mVOC są produktami metabolizmu pierwotnego i wtórnego grzybów i bakterii. W metabolizmie pierwotnym organizmy wytwarzają mVOC jako produkty uboczne pochodzące z rozkładu żywności dostępnej w środowisku w celu syntezy DNA, aminokwasów i kwasów tłuszczowych. Dzięki temu, mogą one zaopatrywać w energię swoje struktury komórkowe, umożliwiając tym samym wzrost, rozwój oraz reprodukcje. Liczba metabolitów pierwotnych jest stosunkowo niewielka, a ich biosynteza dobrze poznana. Z kolei, wtórny metabolizm obejmuje związki chemiczne, które mogą być niezbędne do przetrwania w środowisku i radzenia sobie z różnymi zagrożeniami. Metabolity wtórne odgrywają kluczową rolę w komunikacji pomiędzy

organizmem a otoczeniem oraz w pełnieniu funkcji adaptacyjnych i są unikalne dla poszczególnych rodzin i gatunków. Wiele z nich ma złożoną i rozgałęzioną drogę biosyntezy [13].

Zgodnie z raportem WHO [14] ilość drobnoustrojów w powietrzu wewnętrznym mieści się z zakresie 10¹ – 10⁴ jednostek tworzących kolonię na 1 m³ powietrza [CFU/m³], przy czym stężenie w powietrzu wydzielanych przez nich mVOC mieści się średnio w przedziale od kilku do kilkuset ng/m³ [15]. Według raportu WHO istnieje duże prawdopodobieństwo, że intensywność zapachu charakterystycznego dla mVOC (na przykład zapachy ziemiste, stęchlizny, owocowe lub grzybopodobne) odpowiada za ogólny zapach budynku. Wiele światowych komitetów pracuje nad ujednoczeniem postaci wskaźnika IAQ (*ang.* Indoor Air Quality) i przyjęciem poziomu intensywności zapachu emitowanego przez mVOC jako wskaźnika jakości powietrza odczuwanego przez ludzi [16].

6. MVOC WE WNĘTRZACH

Stężenia mVOC wydają się być wyższe w środowiskach wewnętrznych z tego powodu, że miejsca te pozostają zamknięte, a wskaźniki ich wentylacji są niższe w porównaniu do warunków zewnętrznych [17]. Narażenie na działanie grzybów (pomimo braku toksycznych stężeń mVOC) zostało powiązane z szeregiem niekorzystnych skutków zdrowotnych i szeroko opisane w literaturze przedmiotowej [18-20].

Według obecnego stanu wiedzy tylko niewielka liczba mVOC może być przypisana do konkretnych rodzajów, a jeszcze rzadziej do poziomów stężeń w powietrzu poszczególnych gatunków drobnoustrojów. Niemniej jednak, mVOC specyficzne dla danych gatunków emiterów mają potencjał do wykorzystania jako markery selektywnego

wykrywania gatunków grzybów i bakterii w badanym środowisku. Profil emisji mVOC z gatunku rosnącego na danym materiale jest jego indywidualną cechą i zazwyczaj nie zależy od rodzaju materiału, który porasta [21,22].

Niektóre mVOC takie jak 1-okten-3-ol, 2-heksanon, 3-metylo-1-butanol czy 3-metylofuran są emitowane przez wszystkie mikroorganizmy [15]. mVOC takie jak 3-oktanol czy kamfen są emitowane tylko przez grzyby, natomiast 3-metylo-2-butanol, geosmina, borneol, 2-metyloizobbenol i 2-izopropyl-3-metoksyprazynę są wydzielane wyłącznie przez bakterie [15]. Podczas identyfikacji mVOC mogą pojawić się niejednoznaczności wynikające ze źródła ich pochodzenia. Np. terpeny, metylofurany czy alkohole obecne w pomieszczeniach wewnętrznych mogą mieć pochodzenie mikrobiologiczne, ale mogą być również emitowane z drewna, materiałów budowlanych [23] albo pochodzić z chemikaliów takich jak kosmetyki czy produkty czyszczące.

7. METODY POBORU PRÓBEK POWIETRZA WNETRZ ZANIECZYSZCZONYCH PRZEZ MVOC

Najczęściej stosowane metody i techniki analityczne służące do poboru mVOC to: przepuszczanie próbek powietrza przez stały sorbent umieszczony w stalowej lub szklanej rurce; mikroekstrakcja do fazy stałej - SPME ; zasysanie próbek powietrza przez roztwór wodny w szklanych płuczkach (*ang.* impingers) czy dyfuzyjny pobór przy pomocy filtrów; przy czym dwie ostatnie techniki wymagają późniejszych etapów ekstrakcji [24]. Zaletą techniki SPME jest możliwość poboru próbek za pomocą włókna bezpośrednio z powierzchni emitującej co pozwala na zredukowanie wpływu emisji związków z otoczenia. Z kolei, zaletą rurek do termodesorpcji ze stałym złożem sorpcyjnym jest to, że pobrane próbki powietrza nie wymagają żadnego przygotowania.

Dane literaturowe wskazują, że metoda ze złożem adsorbenta jest wielokrotnie bardziej czuła niż technika ekstrakcji rozpuszczalnikiem [24, 25]. Metoda aspiracyjnego zasysania (pobór próbki w sposób aktywny) bądź ekspozycja adsorbenta w powietrzu badanego pomieszczenia (pobór próbki w sposób pasywny) przez rurkę sorpcyjną pozwala na przeniesienie próbki, natomiast metoda chromatografii gazowej sprzężonej ze spektrometrem mas z zastosowaniem desorpcji termicznej (TDS-GC-MS) służy do detekcji mVOC. Metoda GC-MS oraz inne techniki łączone jak GC-MS/MS, GCxGC-MS czy GC-TOF-MS są bardzo precyzyjne i posiadają niskie granice oznaczalności LOQ (*ang.* Limit of Quantification) pozwalające oznaczyć badane związki w sposób jakościowy i ilościowy, nawet przy niskich stężeniach próbek i w przypadku złożonych matryc środowiskowych. Do wstępnego zateżenia mVOC o spodziewanym małym stężeniu służy pułapka-wymrażacz wypełniona sorbentem. Proces oznaczania mVOC poprzedza wzorcowanie aparatury analitycznej ciekłymi mieszaninami czystych związków. Do wstępnej interpretacji otrzymanych wyników używa się atlasów widm masowych.

Najczęściej stosowanymi sorbentami są Tenax®, Tenax®-Carbotrap, Carbopack B [26,27] lub rurki wypełnione węglem aktywowanym Anasorb® [15,28] umożliwiające zebranie bardzo lotnych mVOC kosztem dłuższego czasu poboru próbek. W celu zebrania pełnego profilu mVOC zaleca się stosowanie rurek sorpcyjnych z

różnymi sorbentami [27] o różnych zdolnościach adsorpcyjnych oraz różnej selektywności.

8. WNIOSKI KOŃCOWE

Metodyki przedstawione w opublikowanych badaniach są bardzo zróżnicowane, począwszy od czasu pobierania próbek (od kilku minut do 2 dni), prędkości przepływu powietrza lub różnic w urządzeniach do poboru próbek. Z tych wszystkich powodów porównywanie danych z różnych metod stanowi duże wyzwanie.

Ryzyko narażenia człowieka na mVOC jest wciąż trudne do oszacowania w czasie rzeczywistym. Nie ma jeszcze szybkiej i przenośnej techniki, która umożliwi szybkie wykrywanie i analizę mVOC na miejscu potencjalnego niebezpieczeństwa [24]. Lorenz i in. [15] przyjęli założenie, że źródłem zanieczyszczenia mikrobiologicznego jest sytuacja, w której 1-okten-3-ol, disiarczek dimetylu albo 3-metylofuran występuje w stężeniu powyżej 50 ng m^{-3} , jak również sytuacja, gdy suma stężeń ośmiu wskazanych w pracy [15], powszechnie występujących mVOC, jest równa lub przekracza 500 ng m^{-3} .

Dąży się do opracowania szybkiej i powtarzalnej metody poboru mVOC oraz ich identyfikacji na podstawie znormalizowanej bazy najpowszechniej występujących mVOC. W ostatnich latach powstała baza danych zawierająca około 2000 związków z prawie 1000 gatunków. Ogólnodostępna baza danych o nazwie mVOC 2.0 [29,30] zawiera np. wyszukiwarkę widm masowych, która umożliwia szybkie porównanie tych widm w celu identyfikacji związków.

9. BIBLIOGRAFIA

1. Szulczyński B., Gębicki J.: Currently Commercially Available Chemical Sensors Employed for Detection of Volatile Organic Compounds in Outdoor and Indoor Air. *Environments* 2017, 4, 21.
2. Szulczyński B., Namieśnik J., Gębicki J.: Determination of Odour Interactions of Three-Component Gas Mixtures Using an Electronic nose *Sensors* 2017, 17, 2380.
3. Szulczyński B., Wasilewski T., Wojnowski W., Majchrzak T., Dymerski T., Namieśnik J., Gębicki J.: Different Ways to Apply a Measurement Instrument of E-Nose Type to Evaluate Ambient Air Quality with Respect to Odour Nuisance in a Vicinity of Municipal Processing Plants. *Sensors* 2017, 17, 2671.
4. Brattoli M., Gennaro G., Pinto V., Demarinis Loiotile A., Lovascio S., Penza M.: Odour Detection Methods: Olfactometry and Chemical Sensors. *Sensors* 2011, 11, 5290.
5. Borghi F., Spinazzè A., Rovelli S., Campagnolo D., Del Buono L., Cattaneo A., Cavallo D.M.: Miniaturized Monitors for Assessment of Exposure to Air Pollutants: A Review. *Int. J. Environ. Res. Public Health* 2017, 14, 909.
6. Zalejska-Jonsson A., Wilhelmsson M.: Impact of perceived indoor environment quality on overall satisfaction in Swedish dwellings. *Building and Environment* 2013, 63, 134.
7. Eusebio L., Derudi M., Capelli L., Nano G., Sironi S.: Assessment of the Indoor Odour Impact in a Naturally Ventilated Room. *Sensors* 2017, 17, 778.

8. Henshawa P., Nicell J., Sikdar A.: Parameters for the assessment of odour impacts on communities. *Atmospheric Environment* 2006, 40, 1016.
9. Szulczyński B., Armiński K., Namieśnik J., Gębicki J.: Determination of Odour Interactions in Gaseous Mixtures Using Electronic Nose Methods with Artificial Neural Networks. *Sensors* 2018, 18, 519.
10. Marasco A., De Paris A., Migliore M.: Predicting the response of olfactory sensory neurons to odor mixtures from single odor response. *Sci. Rep.* 2016 6, 24091.
11. Furton K.G., Caraballo N.I., Cerreta M.M., Holness H.K.: Advances in the use of odour as forensic evidence through optimizing and standardizing instruments and canines. *Phil. Trans. R. Soc. B* 2015, 370.
12. Mainland J. D., Li Y. R., Zhou T., Wen Ling L. Liu, Matsunami H.: Human olfactory receptor responses to odorants. *Sci. Data* 2015.
13. Korpi A., Jarnberg J., Pasanen A.L.: Microbial Volatile Organic Compounds. *Critical Reviews in Toxicology* 2009, 39, 139-193.
14. WHO: Biological Agents In Indoor Environmental Assessment of Health Risks. Edited by Nevalainen A., Morawska L. Queensland University of Technology, Australia, Brisbane, 2009.
15. Lorenz W., Diederich T., Conrad M.: Practical experiences with MVOC as an indicator for microbial growth, *Proc. Indoor Air* 2002, 341-346.
16. Kostyko K., Wargocki P.: Pomiary zapachów i odczuwalnej jakości powietrza w pomieszczeniach, Prace Naukowe ITB, Warszawa, 2012.
17. Ström G., West J., Wessen B., Palmgren U.: Quantitative analysis of microbial volatiles in damp Swedish houses, *Heal. Implic. Fungi Indoor Environ.* 1994, 1, 291-305.
18. Karvala K, Toskala E, Luukkonen R, Lappalainen S, Uitti J, Nordman H.: New-onset adult asthma in relation to damp and moldy workplaces. *Int Arch Occup Environ Health* 2010, 83, 855–865.
19. Douwes J, Thorne P, Pearce N, Heederik D.: Bioaerosol health effects and exposure assessment: progress and prospects *Ann Occup Hyg.* 2003, 47(3), 187-200.
20. Godish D., Godish T., Hooper B., Panter C., Cole M., Hooper M.: Airborne mould and bacteria levels in selected houses in the Latrobe Valley, Proceedings of Indoor Air'93, Vol. 4, Australia, Victoria, 1993.
21. Bos L.D.J., Sterk P.J., Schultz M.J.: Volatile metabolites of pathogens: a systematic review, *PLoS Pathog.* 2013, 9, 1-8.
22. Sawoszczuk T, Syguła-Cholewińska J, del Hoyo-Meléndez JM: Optimization of headspace solid phase microextraction for the analysis of microbial volatile organic compounds emitted by fungi: Application to historical objects. *J Chromatogr A.* 2015, 1409, 30-45.
23. Kuske M., Romain A.C., Nicolas J.: Microbial volatile organic compounds as indicators of fungi. Can an electronic nose detect fungi in indoor environments? *Build. Environ* 2005, 40 824-831.
24. Garcia-Alcega S., Ahmad Nasir Z., Ferguson R., Whitby C., Dumbrell A.J., Colbeck I., Gomes D., Tyrrel S., Coulon F.: Fingerprinting outdoor air environment using microbial volatile organic compounds (MVOCs) - A review *Trends in Analytical Chemistry* 2017, 86, 75-83.
25. Siddiquee S., Azad S. Al, Bakar F.A., Naher L., Kumar S.V.: Separation and identification of hydrocarbons and other volatile compounds from cultures of *Aspergillus niger* by GC-MS using two different capillary columns and solvents, *J. Saudi Chem. Soc.* 2015, 19, 243-256.
26. Claeson A., Levin J., Blomquist G., Sunesson A.: Volatile metabolites from microorganisms grown on humid building materials and synthetic media, *J. Environ. Monit.* 2002, 4, 667-672.
27. Gallego E., Roca F.J., Perales J.F., Guardino X.: Comparative study of the adsorption performance of a multi-sorbent bed (Carbotrap, Carbopack X, Carboxen 569) and a Tenax TA adsorbent tube for the analysis of volatile organic compounds (VOCs), *Talanta* 2010, 81, 916-924.
28. Matysik S., Herbarth O., Mueller A.: Determination of microbial volatile organic compounds (MVOCs) by passive sampling onto charcoal sorbents, *Chemosphere* 2009, 76, 114-119.
29. <http://bioinformatics.charite.de/mvoc>
30. Lemfack M.C., Gohlke B.O, Toguem S.M.T., Preissner S., Piechulla B., Preissner R.: mVOC 2.0: a database of microbial volatiles *Nucleic Acids Res.* 2018, 46, 1261-1265.
31. Kośmider J.: Intensywność zapachu. Prawa psychofizyczne i sztuczne sieci neuronowe. Raport z realizacji projektu badawczego. Politechnika Szczecińska, Szczecin 2007.

TRENDS IN ODOUR MEASUREMENTS AND DETERMINING MVOC CONTENT IN THE INTERIORS OF BUILDINGS

The work summarizes contemporary techniques for odour measurements as well as permissible levels of concentrations of odorous substances occurring in the interiors of buildings. Microbial volatile organic compounds which are responsible for various smells have been characterized. The most suitable techniques for sampling and MVOC chemical characterization in indoor environments were reviewed. The olfactometric techniques are discussed and the strong and weak points of odour assessment through human detection are highlighted. Particular attention was paid to electronic noses, which are increasingly common, often portable, devices for monitoring the concentration of odorants providing real-time analysis.

Keywords: odorant, indoor air quality (IAQ), microbial volatile organic compounds (mVOC).

BADANIA TERMOWIZYJNE W STACJACH DYSTRYBUCYJNYCH 15 kV

Radosław KOWALCZYK¹, Krzysztof PACHOLSKI², Jarosław WALCZAK³, Robert OLBRYCHT⁴

1. ZRE."ZWAR" Łódź
tel.: 696 46 48 29 e-mail: zre.zwar@gmail.com
2. Politechnika Łódzka, Wydział Elektrotechniki, Elektroniki, Informatyki i Automatyki
tel.: 604 113 444 e-mail: krzysztof.pacholski@p.lodz.pl
3. INSTOM sp. z o.o. Łódź
tel.: 721 292 080 e-mail: jaroslaw.walczak.jw@gmail.com
4. Politechnika Łódzka, Wydział Elektrotechniki, Elektroniki, Informatyki i Automatyki
tel.: 42 631 26 56 e-mail: robert.olbrycht@p.lodz.pl

Streszczenie: Pomiar termowizyjny jest doskonałą metodą szybkiej diagnostyki systemu elektroenergetycznego, nie mniej jednak są obciążone pewnymi niedoskonałościami. Błędy popełniane w trakcie badania mogą wpłynąć na ich wynik i spowodować, że ich interpretacja nie będzie rzetelna. Oprócz typowej niepewności pomiaru wynikającej min. z przyczyn sprzętowych, zdarzają się również błędy przypadkowe, których źródło jest w ogólnym przypadku trudne do zidentyfikowania. Umiejętność ich unikania, znajomość sprzętu badawczego oraz prawidłowe rozpoznanie środowiska wykonywania pomiarów pozwalają uzyskać wiarygodne termogramy.

Słowa kluczowe: termowizja, energetyka zawodowa, niepewność pomiaru temperatury

1. POMIARY TERMOWIZYJNE

1.1. Standaryzacja pomiarów

Kamera termowizyjna umożliwia bezstykowy pomiar temperatury, który polega na rejestracji promieniowania podczerwonego (cieplnego) emitowanego przez badany obiekt, które dociera do matrycy detektorów w kamerze.

O dokładności pomiaru temperatury kamerą termowizyjną decyduje zatem wiele czynników. Niektóre z nich są łatwe do identyfikacji np. emisyjność badanej powierzchni oraz czynniki zewnętrzne które mają charakter przypadkowy i są trudne do identyfikacji np. odbicia od sąsiadujących źródeł ciepła. [1]

W praktyce wpływ wybranych czynników można pominąć, przykładowo tłumienność atmosfery ze względu na niewielką odległość kamery od obiektu w stacjach rozdzielczych nie wpływa znacząco na otrzymane wyniki. Czynnikiem mającym natomiast znaczny wpływ na otrzymane wyniki jest współczynnik emisyjności badanej powierzchni, który zgodnie z prawem Stefana-Boltzmann dla ciał szarych decyduje o wartości egzytancji, która jest następnie przeliczana przez oprogramowanie kamery termowizyjnej na wartość temperatury zgodnie z zapamiętaną charakterystyką kalibracyjną.

Bardzo ważnym aspektem podczas pomiarów jest uwzględnienie odbicia tła w powierzchni badanego obiektu, które na podstawie prawa Kirchoffa mają tym większy wpływ na wyniki, im niższa jest wartość współczynnika

emisyjności badanej powierzchni oraz im większa jest różnica pomiędzy wartością temperatury tej powierzchni i temperatury tła. Często w warunkach praktycznych odbicia mają charakter przypadkowy i trudny do określenia. Operator kamery powinien zatem dobrać kąt obserwacji tak, aby promieniowanie odbite pochodziło od obiektów o możliwie jednorodnym rozkładzie znanej wartości temperatury (np. ściana). Dla prawidłowego pomiaru konieczne jest zatem ustawienie w parametrach pomiarowych kamery właściwych wartości emisyjności i temperatury tła.

Uzyskanie wiarygodnych termogramów infrastruktury elektroenergetycznej wymaga dużej wprawy od operatora. Zapewnienie powtarzalności wyników jest możliwe dzięki przestrzeganiu tego samego standardu wykonania badań dla różnych lokalizacji badanych obiektów. Pomimo dużej staranności operatora podczas wykonywania pomiarów mogą jednakże wystąpić błędy. Aby je zminimalizować, można wykonać wiele pomiarów tego samego obiektu w takich samych warunkach i przy tych samych ustawieniach kamery, a ich wyniki uśrednić.

1.2. Technika prowadzenia pomiarów

Prawidłowe przeprowadzenie pomiarów wymaga od operatora znajomości parametrów wykorzystywanej kamery termowizyjnej. Przykładowo rozdzielczość przestrzenna matrycy detektorów oraz kąt widzenia kamery (ang. FOV – *Field of View*) determinują minimalne pole powierzchni, którego uśrednioną temperaturę można wiarygodnie zmierzyć z określonej odległości. Zatem uzyskanie wiarygodnych termogramów może stanowić problem, jeśli wykorzystywany sprzęt jest niskiej klasy, ponieważ nie zawsze istnieje możliwość wykonania pomiaru z niewielkiej odległości.

Wyznaczenie wartości temperatury tła jest kolejnym elementem mającym wpływ na wiarygodność pomiaru, operator musi mieć na uwadze, że np. duże nasłonecznienie może mieć istotny wpływ na wartość temperatury we wnętrzu stacji.

Ze względu na dużą liczbę zmiennych czynników, które w ogólnym przypadku mają charakter losowy,

zalecane jest wykonanie wielu pomiarów tego samego obiektu, korzystnie przy różnych kątach, pod którymi ustawiana jest kamera. Dzięki temu można oszacować charakter odbić i uniknąć sytuacji, w których wynik pomiaru byłby trudny do interpretacji lub skrajnie nieprawidłowy. Aby ułatwić późniejsze przygotowanie raportu, korzystnie jest również wykonywać zdjęcia wizyjne badanych obiektów. Ułatwia to późniejszą lokalizację uszkodzonych urządzeń na podstawie opracowanego raportu, szczególnie gdy zastosowano nakładanie termogramów na zdjęcia.

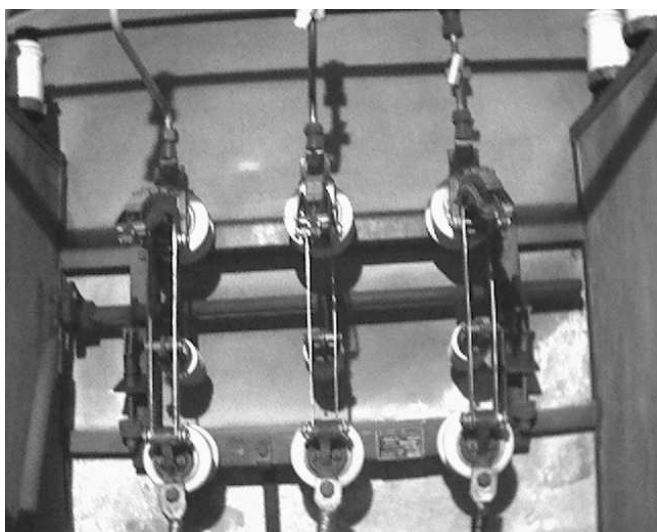
Kolejną bardzo ważną zaletą wykonania wielu pomiarów tego samego obiektu pod różnymi kątami jest możliwość określenia maksymalnej temperatury z całej serii. Często, ze względu na obudowy urządzeń, w polu widzenia kamery nie znajduje się bezpośrednie źródło ciepła (takie jak wypalony styk) a jedynie sąsiadujące powierzchnie, które są nagrzewane drogą promieniową, konwekcyjną lub przewodnictwa cieplnego. Ustawianie kamery pod różnymi kątami często powoduje, że operator jest w stanie znaleźć bezpośrednie źródło ciepła starając się tak kierować kamerą, aby osiągnąć maksymalne wskazanie temperatury, które w takim przypadku jest również najbardziej prawidłowe. (zakładając, że nie jest to mylnie interpretowane odbicie). Pozwala to uniknąć sytuacji, gdy na podstawie pojedynczego pomiaru obiekt uszkodzony zostanie fałszywie sklasyfikowany jako działający prawidłowo.

2. ANALIZA RZECZYWISTYCH POMIARÓW TERMOWIZYJNYCH

2.1. Przykład wykrycia streamera

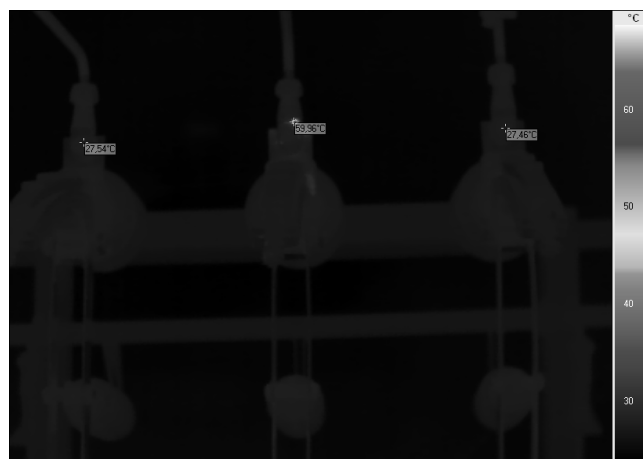
Wykonując badania sprawdzające w stacji dystrybucyjnej 15/0,4 kV dokonano między innymi badania pola nr 2 w rozdzielni 15kV (rys. 1). Kamera jaką przeprowadzono badania to produkt firmy ESW GmbH, typ: VarioCAM@HiRes, o standardowym obiektywie z regulowaną ogniskową IR 1,0/25 i kącie widzenia FOV 30x23°. [7]

Przed przystąpieniem do rejestracji termogramów, oznaczono temperaturę panującą w otoczeniu aparatury rozdzielni. Pomiaru temperatury dokonano wzorcowanym termometrem FLUKE 566 wyposażonym w sondę pomiarową 80-PK9 typ K, uzyskując wynik 26,8 °C.[8]



Rys. 1. Fotografia odłącznika typu „OZ” w polu nr 2 rozdzielni, ulot na głowicy rurowego mostu szynowego fazy nr 2

Uznano, że elementy pola są w stanie czystości „dobrym”, pomiar wykonywano w ciepły letni dzień w godzinach przedpołudniowych. Po umieszczeniu kamery na statywie zarejestrowano serię 6 termogramów. Następnie dla każdego piksela obliczono wartość uśrednioną z 6 zarejestrowanych pomiarów (rys. 2) i zobrazowano dla fazy nr 2 ulot budujący się włączeniu rurowego mostu szynowego z rozłącznikiem. Widoczny jest punktowy wzrost temperatury spowodowany powstającym streamerem, liderem wyładowania. Zjawisko to można porównać do drzewienia wodnego spotykanego w kablach polietylenowych. Powstaje ono przy jednoczesnym działaniu pola elektrycznego, gradientu temperatury i penetracji wilgoci. Rozwój drzewienia wodnego wymaga istnienia w izolacji defektów struktury materiału izolacyjnego, których uchwycenie pozwoliło w tym przypadku uniknąć rozległej awarii.



Rys. 2. Termogram odłącznika typu „OZ” w polu nr 2 rozdzielni, ulot na głowicy rurowego mostu szynowego fazy nr 2

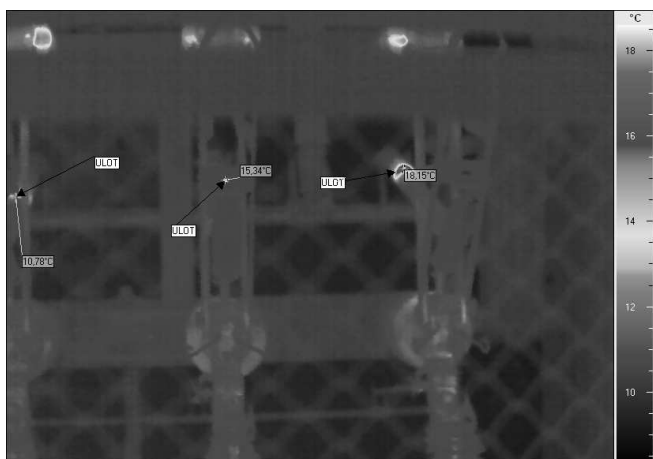
2.2. Przykład wykrycia ulotów

Używając tego samego sprzętu, opisanego w pkt. 2.1. zarejestrowano serię 6 termogramów pola transformatora widocznego na rys. 3 w stacji rozdzielczej 15/0,4 kV, zmieniając lokalizację kamery termowizyjnej po okręgu z zachowaniem stałej odległości do badanego obiektu. Po oznaczeniu temperatury otoczenia równą 9°C która była o 17,8°C niższa, niż w przykładzie pierwszym.



Rys. 3. Fotografia rozłącznika w polu transformatora

Na rys. 4 pokazano termogram, dla którego uzyskane wartości temperatury były najwyższe z serii pomiarów. Oznaczono trzy widoczne uloty, po jednym na każdej fazie. Zaobserwowane anomalie spowodowały wzrost wartości temperatury powierzchniowej do poziomu odpowiednio około 11°C, 15°C i 18°C na kolejnych fazach. Wykryta awaria pola transformatora spowodowana była zwiększeniem rezystancji połączeń. Obsługa konserwacyjna polegająca na regulacji styków, oczyszczeniu powierzchni łączeniowej, a w razie potrzeby wymianie podzespołu pozwoliła uniknąć wyłączenia stacji rozdzielczej, a tym samym do pozabawienia większej liczby odbiorców energii elektrycznej.



Rys. 4. Termogram rozłącznika w polu transformatora, uloty na pałkach mechanizmu

3. PODSUMOWANIE

Badania termowizyjne podzespołów energetycznej sieci przesyłowej i dystrybucyjnej powinny być wykonywane w sposób umożliwiający wykrycie awarii w miejscach, które nie zawsze są dobrze widoczne na pojedynczym termogramie. Z tego powodu zalecane jest rejestrowanie serii termogramów pod różnymi kątami do badanego obiektu, aby istniała możliwość oceny wpływu odbić tła oraz aby uniknąć ryzyka przesłonięcia gorących obszarów przez przypadkowe elementy, np. osłony.

THERMAL INSULATION TESTS IN 15 kV DISTRIBUTION STATIONS

Thermovision measurements are an excellent method of quick diagnostics of the power system, however, they are burdened with some imperfections. Mistakes made during the test can offset the results and make the interpretation of the thermograms unreliable. In addition to the typical uncertainty of measurement resulting from min. due to hardware reasons, there are also accidental errors whose origin address is diametrically opposed. The ability to avoid them, knowledge of test equipment and correct recognition of the measurement environment allow us to obtain reliable thermograms.

Keywords: thermography, power industry, uncertainty of temperature measurement.

Z punktu widzenia energetyki zawodowej, zidentyfikowanie powstających nieprawidłowości daje czas na ich usunięcie zanim staną się przyczyną rozległych awarii elektroenergetycznych, których konsekwencje są obecnie bardzo dotkliwe dla społeczeństwa.

4. BIBLIOGRAFIA

1. Więcek B., Pacholski K., Olbrycht R., Strąkowski R., Kałuża M., Borecki M., Wittchen W., Termografia i Spektrometria w podczerwieni – Zastosowania przemysłowe. Wydawnictwo Naukowe PWN SA, Warszawa 2017 ISBN: 978-83-01-19187-0.
2. Minkina W.: Pomiary termowizyjne – przyrządy i metody. Wydawnictwo Politechniki Częstochowskiej, Częstochowa 2004, ISBN 83-7193-237-5.
3. Minkina W., Dudzik S.: Symulacyjna analiza niepewności algorytmu przetwarzania toru pomiarowego kamery termowizyjnej ThermaCAM PM 595. Materiały III Sympozjum „Metrologiczne Właściwości Programowych Przetworników Pomiarowych” (MWPPP`2004), Gliwice, 22-23.XI.2004, Politechnika Śląska, Zeszyty naukowe Politechniki Śląskiej, Nr 1670, seria Elektryka Z. 195, 2005r., str. 173-185.
4. Piątkowski T., Metoda bezkontaktowego pomiaru temperatury obiektów o dużej dynamice procesów termicznych, rozprawa doktorska, Biblioteka Główna WAT, III – 16277/A, W-wa 2003.
5. Kruczek T.: Analiza wpływu czynników zewnętrznych na wyniki termowizyjnego pomiaru temperatury, Więcek B. (red.): Mat. Konf. „Termografia i Termometria w Podczerwieni”, Instytut Elektroniki Politechniki Łódzkiej, Łódź-Ustronie, 2002.
6. Pawlak K.: Instrukcja wykonywania pomiarów termowizyjnych, Dokument wewnętrzny PGE Dystrybucja S.A. 2012.
7. Dane producenta kamery firmy ESW GmbH, oraz wyniki badań uzyskane przy pomocy urządzenia VarioCAMRHiRes udostępnione dzięki uprzejmości PGE Dystrybucja S.A. Oddział Łódź-Miasto
8. Dane producenta termometru FLUKE 566.

WSKAŹNIK ODDAWANIA BARW R_a A WSKAŹNIK WIERNOŚCI BARWY R_f – ANALIZA JAKOŚCI ŚWIATŁA ILUMINATÓW CIE F OCENIANYCH WEDŁUG METODY IES TM-30-15 ORAZ CIE 13.3 I CIE 224

Justyna KOWALSKA¹, Irena FRYC²

1. Politechnika Warszawska, Wydział Elektryczny, Zakład Techniki Świetlnej
tel.: +222347505 e-mail: justyna.kowalska@ien.pw.edu.pl
2. Politechnika Białostocka, Wydział Elektryczny, Katedra Elektroenergetyki Fotoniki i Techniki Świetlnej
tel.: +857469407 e-mail: i.fryc@pb.edu.pl

Badania zostały zrealizowane w ramach pracy nr S/WE/3/2018 i sfinansowane ze środków na naukę MNiSW

Streszczenie: Artykuł przedstawia wyniki analizy porównawczej trzech wskaźników oceny jakości oddawania barw źródeł światła. Porównanie przeprowadzono dla metod określania jakości barwnej światła rekomendowanych przez CIE oraz IES. Ocena użyteczności oraz możliwości interpretacji wartości wskaźników CIE R_a , CIE R_f oraz IES TM-30-15 R_f została przeprowadzona na grupie 12 znormalizowanych źródeł fluorescencyjnych (iluminatów FL CIE). W artykule wykazano, że interpretacja wskaźników wierności barwy dla źródeł fluorescencyjnych może odbywać się w bardzo zbliżony sposób jak miało to miejsce w przypadku R_a , a nowa metoda nie wprowadza drastycznych zmian w wartości wskaźnika. Pozwala to na zachowanie ciągłości w interpretacji nowego wskaźnika dla najbardziej popularnych źródeł światła.

Słowa kluczowe: oddawanie barw, CIE R_a , CIE R_f , TM-30-15 R_f .

1. WSTĘP

Metrologia promieniowania optycznego jest nieodłącznie związana z techniką oświetlania oraz technologią wytwarzania źródeł światła. W celu porównywania jakości oświetlania definiowane są wielkości fotometryczne oraz kolorymetryczne. Do określania jakości barwnej światła lamp w latach 70 XX wieku został opracowany, przez Międzynarodową Komisję Oświetleniową CIE, ogólny wskaźnik oddawania barw R_a (CRI). Metoda wyznaczania tej wielkości została opisana w dokumencie CIE 13.3:1995 „Method of measuring and specifying colour rendering properties of light sources” [1]. Wskaźnik ten został zaprojektowany do charakteryzowania źródeł fluorescencyjnych, żarowych oraz lamp wyładowczych wykluczając źródła o dominującym monochromatycznym promieniowaniu. W związku z technologicznym rozwojem źródeł światła, CIE w 2017 dokumentem 224:2017 „CIE 2017 Colour Fidelity Index for accurate scientific use” zarekomendowała, że do określania jakości barwnej źródeł światła powinny być używane dwa parametry – dotychczasowo znany wskaźnik oddawania barw R_a oraz wskaźnik wierności barwy R_f [2]. Metoda obliczeń wskaźnika R_f zaproponowana w dokumencie CIE 224:2017 w dużej mierze jest wzorowana na procedurze obliczania parametru R_f przedstawionej przez

Północnoamerykańskie Stowarzyszenie Oświetleniowców IES w dokumencie TM-30-15 [3]. Analizę porównawczą metod oceny jakości oddawania barw źródeł światła na podstawie metody CIE R_a oraz TM-30-15 R_f autorzy niniejszej pracy przedstawili w publikacji „Analiza porównawcza metod oceny jakości oddawania barw źródeł światła przy użyciu wskaźników CIE R_a , NIST CQS oraz IES TM-30-15 R_f i R_g ” [4]. CIE wprowadziła do tej metody zmiany wpływające na wartość liczbową obliczeń. Najistotniejsza z tych zmian dotyczy wyboru źródła wzorcowego. Metoda CIE R_a posługuje się dwoma odniesieniowymi źródłami światła – dla lamp o temperaturze barwowej najbliższej do 5000 K jest to promiennik Plancka, a powyżej tej wartości iluminant D65. Zastosowanie takiego podziału skutkowało powstawaniem nieciągłości w wyborze wzorca [5,6,7,8,9,10,11,12] i brakiem ciągłości w określaniu wskaźnika oddawania barw R_a . Metoda TM-30-15 zlikwidowała problem nieciągłości wzorca poprzez wprowadzenie w zakresie (4500÷5500) K liniowej kombinacji rozkładu widmowego promiennika Plancka i rozkładu widmowego światła dziennego [4,12]. W obliczeniach wskaźnika CIE R_f , zakres ten został zmieniony na (4500÷5000) K. w celu zachowania odniesienia do iluminantu D50 (ogólnie stosowanego w licznych innych regulacjach metrologii techniki świetlnej) [2].

Drugą znaczącą zmianą jest wprowadzenie innego współczynnika skalowania do wskaźnika CIE R_f do niż wskaźnika R_f metody TM-30-15 i CIE R_a . W 2017 roku komitet techniczny CIE zdecydował, że wartość współczynnika skali powinna być taka, aby średnia wartość wskaźnika CIE R_f dla powszechnie dostępnych lamp była równa wartości wskaźnika CIE R_a [2]. Nie oznacza to jednak, że wszystkie wartości wskaźnika CIE R_f mają być równe wartościom wskaźnika CIE R_a . Do wyznaczenia tego współczynnika wybrano zbiór 187 komercyjnie dostępnych źródeł światła z biblioteki źródeł światła opracowanej na potrzeby prac IES przedstawionych w dokumencie TM-30-15. Są to zarówno lampy fluorescencyjne (świetlówki), lampy wyładowcze jak i źródła LED [2].

Konieczność wprowadzenia wskaźnika R_f wynika z faktu, że producenci źródeł światła rozszerzyli zastosowania

wskaźnika R_a także na nowe typy źródeł światła, nie respektując zaleceń Międzynarodowej Komisji Oświetleniowej CIE co do zakresu stosowania wskaźnika oddawania barw R_a [1]. Zastosowanie wskaźnika R_a do wszystkich typów źródeł światła dostępnych na rynku, uwydatniło jego ograniczenia i niejednoznaczności [5,6,7,8,9,10,11,12].

2. PARAMETRY CHARAKTERYSTYCZNE WZORCOWYCH LAMP FLUORESCENCYJNYCH CIE

Współcześnie handlowo dostępnych jest wiele typów źródeł światła. Projektanci i użytkownicy mają do dyspozycji lampy żarowe, fluorescencyjne (światłówki), wyładowcze oraz elektroluminescencyjne LED. Jednakże pomimo ekspansywnego rozwoju źródeł światła typu LED to lampy fluorescencyjne są obecnie najczęściej wybieraną grupą źródeł światła do zastosowań przemysłowych jak i domowych [13]. Swoją popularność zawdzięczają wysokiej skuteczności świetlnej, dobremu oddawaniu barw oraz szerokiemu zakresowi temperatur barwowych.

Istnieje szeroki wybór różnych typów lamp fluorescencyjnych w zależności od typu użytego luminoforu. Międzynarodowa Komisja Oświetleniowa CIE podzieliła źródła fluorescencyjne na trzy grupy oraz wybrała konkretne lampy jako reprezentacje danych grup (lampy wzorcowe – Tabela 1, Tabela 2, Tabela 3).

Tabela 1. Klasyczne lampy fluorescencyjne

Lp.	Iluminant CIE	Tb [K]	CIE Ra
1	FL1	6430	76
2	FL2*	4230	64
3	FL3	3450	57
4	FL4	2940	51
5	FL5	6350	72
6	FL6	4150	59

Tabela 2. Szerokopasmowe lampy fluorescencyjne

Lp.	Iluminant CIE	Tb [K]	CIE Ra
1	FL7*	6500	90
2	FL8	5000	95
3	FL9	4150	90

Tabela 3. Trójpasmowe lampy fluorescencyjne

Lp.	Iluminant CIE	Tb [K]	CIE Ra
1	FL10	5000	81
2	FL11*	4000	83
3	FL12	3000	83

Pierwszą grupę stanowią światłówki standardowe, posiadające w swoim wykresie widmowym dwa szerokie pasma widma ciągłego, oraz braki w emisji widma z zakresu długich fal (odcienie czerwieni). Światłówka F4 została zastosowana przez Międzynarodową Komisję Oświetleniową do ustalenia współczynnika skali w metodzie obliczania wskaźnika oddawania barw CIE R_a (wartość R_a wynosi 51) [14,15]. Drugą grupą są źródła fluorescencyjne szerokopasmowe, które zostały zaprojektowane, aby uzyskiwać jak najlepsze oddawanie barw (wysoki wskaźnik oddawania barw) oraz jak najlepiej oddawać barwy z zakresu czerwieni. Trzecią grupę stanowią światłówki trójpasmowe, czyli takie, których wykres widmowy zawiera

charakterystyczne trzy wąskie pasma. Źródła te charakteryzują się bardzo dobrą skutecznością świetlną i dobrym wskaźnikiem oddawania barw. Ponadto CIE ustaliła, że światłówki FL2, FL7 i FL11 zostały określone jako źródła reprezentatywne dla danych grup, co oznacza, że powinny mieć pierwszeństwo przed innymi przy wyborze kilku typowych iluminatów.

3. PORÓWNANIE WSKAŹNIKÓW ODDAWANIA BARW DLA ILUMINANTÓW WZORCOWYCH CIE

Analizę metod oceny oddawania barw przez źródła światła przeprowadzono na grupie iluminatów zaakceptowanych przez Międzynarodową Komisję Oświetleniową CIE jako lampy standardowe. CIE jak do tej pory nie wskazuje na inne niż fluorescencyjne lampy wzorcowe. W tabeli 4 przedstawione zostały wartości temperatury barwowej najbliższej oraz wartości wskaźników R_a i R_f obliczonych każdą z proponowanych metod.

Na rysunku 1, 2 oraz 3 zostały pokazane graficznie wartości wskaźników oddawania barw w zależności od grup zaszeregowania. W pierwszej grupie, obejmującej światłówki standardowe, można wyraźnie zauważyć, że wartości różnic pomiędzy poszczególnymi wartościami wskaźników (Tabela 5) są na podobnym poziomie, a rozmieszczenie tych wskaźników na wykresie dla każdego źródła posiada ten sam kierunek (najwyższą wartość osiąga wskaźnik CIE R_f , najmniejszą TM-30-15).

Tabela 4. Zestawienie wartości wskaźników oddawania barw dla wybranej grupy reprezentatywnej światłówek

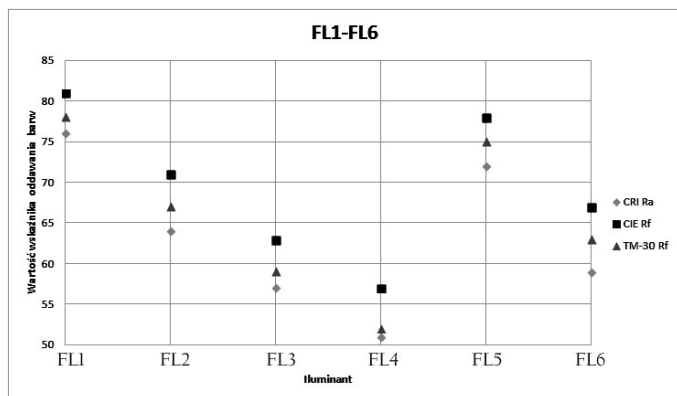
Lp.	Iluminant CIE	Tb [K]	CIE Ra [-]	CIE Rf [-]	TM-30-15 Rf [-]
1	FL1	6430	76	81	78
2	FL2*	4230	64	71	67
3	FL3	3450	57	63	59
4	FL4	2940	51	57	52
5	FL5	6350	72	78	75
6	FL6	4150	59	67	63
7	FL7*	6500	90	92	90
8	FL8	5000	96	96	96
9	FL9	4150	90	91	90
10	FL10	5000	81	80	78
11	FL11*	4000	83	80	78
12	FL12	3000	83	78	75

Tabela 5. Różnice w wartości wskaźników barw dla poszczególnych źródeł fluorescencyjnych

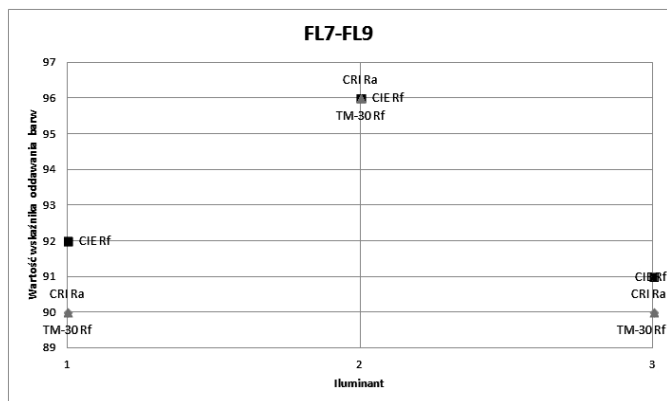
Lp.	Iluminant CIE	Δ (CIE Ra i CIE Rf)	Δ (CIE Ra i TM Rf)	Δ (CIE Rf i TM Rf)
1	FL1	5	2	3
2	FL2*	6	3	4
3	FL3	6	2	4
4	FL4	5	1	5
5	FL5	6	3	3
6	FL6	8	4	4
7	FL7*	1	0	2
8	FL8	0	0	0
9	FL9	1	0	1
10	FL10	1	3	2
11	FL11*	3	5	2
12	FL12	5	8	3

Wartości różnych wskaźników oddawania barw nie można porównywać ze sobą w prosty sposób. Porównywanie może dotyczyć tylko wskaźnika jednej miary i to przy ocenie źródeł światła o maksymalnie zbliżonych wartościach temperatury barwowej najbliższej T_b [K].

Metoda wyznaczania R_a została zaprojektowana do właściwego oceniania parametrów barwy świetlówek od F1 do F6 [16]. Dla tych źródeł światła każda z współczesnych metod oceny barwy światła zachowuje podobne tendencje (rys. 1). Dla tego typu źródeł światła wartości każdego ze wskaźników będą reagowały w podobny sposób i będą możliwe do intuicyjnej oceny przez użytkownika. Porównanie wartości wskaźników dla świetlówki FL2 i FL6, które posiadają zbliżoną temperaturę barwową (różnica mniejsza niż 100 K), pozwala na ocenę jakości oddawania barw przez źródło FL2 jako lepszą niż FL6. Taka sama interpretacja dotyczy także źródeł FL1 i FL5.



Rys. 1. Zestawienie wartości wskaźników oddawania barw CIE R_a , CIE R_f , TM-30-15 R_f dla standardowych lamp fluorescencyjnych.

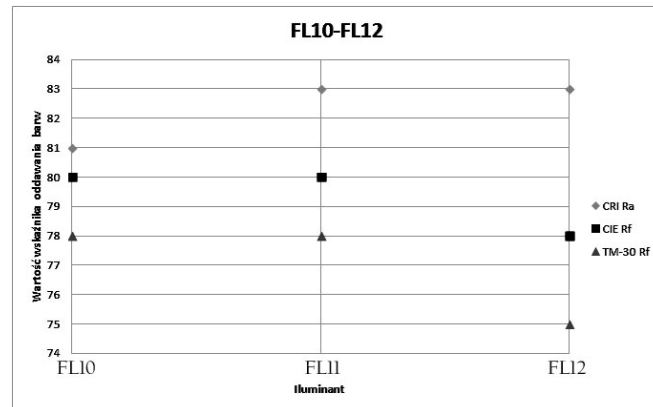


Rys. 2. Zestawienie wartości wskaźników oddawania barw CIE R_a , CIE R_f , TM-30-15 R_f dla szerokopasmowych lamp fluorescencyjnych

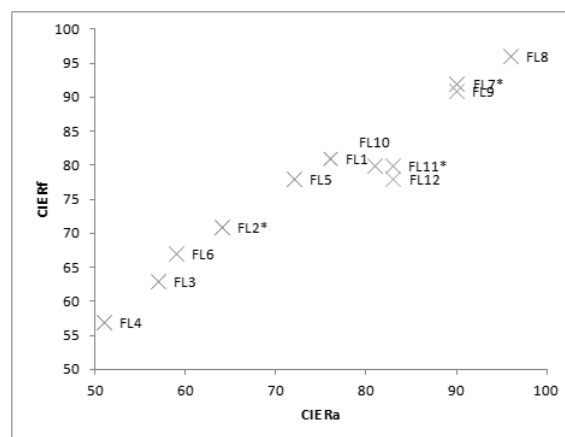
W przypadku drugiej grupy źródeł światła, gdzie oddawanie barw jest na bardzo wysokim poziomie, ocena jakości oświetlenia przy użyciu każdej z miar jest jednakowa. Próg odróżniania zmian w postrzeganiu barwy dla metody CIE R_a wynosi 5, a dla danych wskaźników niewielkie różnice w wartościach mogą zostać pominięte. Powodem dobrego oddawania barw przez ten typ źródeł światła jest zachowanie ciągłego rozkładu widmowego, który pozwala na oddawanie każdej barwy postrzegalnej przez oko ludzkie, a także każdej barwy próbki testowej.

Trzecia grupa zawiera źródła światła o nieciągłym wykresie widmowym, złożonym z trzech głównych pasm. Różnice w położeniu poszczególnych pasm kształtują

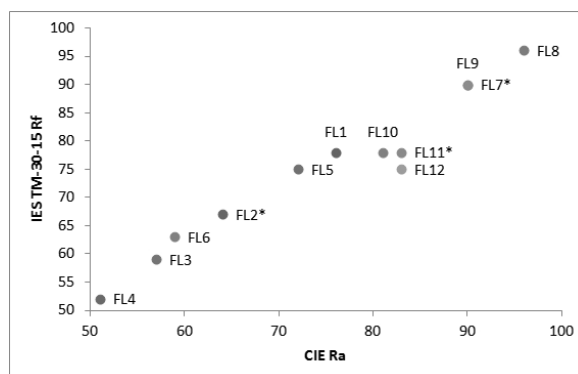
wartości wskaźnika oddawania barw R_a , co szczególnie wykorzystywane jest przez nowoczesne źródła LED, które osiągają bardzo wysokie wartości wskaźnika przy słabym oddawaniu barw w rzeczywistości. W tej grupie źródeł światła możemy zauważyć znaczne rozbieżności w wartościach wskaźników, natomiast porównanie wartości wskaźników R_f i R_a zamieszczonych na rysunkach 4 i 5 pokazuje, że nowa metoda pomimo licznych udoskonaleń zachowuje taką samą względną ocenę tych źródeł światła.



Rys. 3. Zestawienie wartości wskaźników oddawania barw CIE R_a , CIE R_f , TM-30-15 R_f dla trójpasmych lamp fluorescencyjnych



Rys. 4. Porównanie wartości wskaźników oddawania barw CIE R_a , CIE R_f dla wybranego zbioru źródeł światła.



Rys. 5. Porównanie wartości wskaźników oddawania barw CIE R_a , IES TM-30-15 R_f dla wybranego zbioru źródeł światła.

4. WNIOSKI

Przez wiele lat, ogólnie zalecaną i opisaną w normach, miarą określania jakości barwnej światła był wskaźnik CIE R_a . Dla niego zostały wyznaczone zakresy oceniające jakość

oddawania barw i zalecenia co do miejsca zastosowania. Dla niego została wyznaczona skala, mówiąca o postrzeganiu różnicy w barwie przy $\Delta R_a=5$.

Współcześnie dowiedziono, że ocena oddawania barw poprzez wskaźnik oddawania barw, nie jest i nie będzie jednoznaczna dla użytkowników końcowych, w tym projektantów i zwykłych konsumentów. Analizy wskazują, że wskaźnik oparty tylko i wyłącznie na porównaniu podobieństwa w oddawaniu barw w stosunku do wzorca przekazuje zbyt mało informacji, aby był wystarczającą miarą oceny jakości oświetlenia [17]. Dlatego wprowadzono dodatkowe miary określające jakość barwną światła, wskazując że mogą istnieć równoległe do R_a .

Wprowadzenie, przez Międzynarodową Komisję Oświetleniową CIE, nowego wskaźnika R_f do oceny jakości oddawania barw w 2017 roku postawiło wiele pytań dotyczących użyteczności tej nowej miary. Niestety wraz z wprowadzeniem nowego wskaźnika nie zaprezentowano nowych zakresów ani zaleceń, do których projektanci oświetlenia mogliby się odnosić. Badania zaprezentowane w powyższym artykule miały na celu zaprezentowanie możliwości interpretacji nowego wskaźnika oraz ocenę różnic występujących w porównaniu do popularnego wskaźnika CIE R_a .

5. BIBLIOGRAFIA

1. Raport Techniczny CIE 13.3-1995 Method of Measuring and Specifying Colour Rendering Properties of Light Sources
2. Raport Techniczny CIE 224:2017 Colour Fidelity Index for accurate scientific use
3. David A., Fini P.T., Houser K.W., Ohno Y., Royer M. P., Smet K. A. G., Wei M., Whitehead L.: Development of the IES method for evaluating the color rendition of light sources, *Optics Express*, Vol. 23, No. 12, (2015), s. 15888-15906
4. Kowalska J., Fryc I.: Analiza porównawcza metod oceny jakości oddawania barw źródeł światła przy użyciu wskaźników CIE R_a , NIST CQS oraz IES TM 30-15 R_f i R_g , *Zeszyty Naukowe Wydziału*

- Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej, (2017), Nr 55, s. 139-143.
5. Kowalska J.: Niejednoznaczności i ograniczenia w określaniu jakości oddawania barw źródeł światła wskaźnikiem R_a (CIE CRI), *Przegląd Elektrotechniczny*, (2017), Nr 5, s. 74-78
6. Houser K., Mossman M., Smet K., Whitehead L., Tutorial: Color Rendering and Its Applications in Lighting, *Leukos*, 12 (2016), s. 7-26
7. Fryc I., Fryc J., Wąsowski K., Rozważania o jakości oddawania barw źródeł światła, wyrażanej wskaźnikiem R_a (CRI), uwzględniające fizjologię widzenia oraz zagadnienia techniczno-prawne, *Przegląd Elektrotechniczny*, 92 (2016), Nr 2, s. 218-223
8. Davis W., Ohno Y., Approaches to color rendering measurement, *Journal of Modern Optics*, 56(13) (2009), s. 1412-1419
9. Žukauskas A., Shur M.S.: *Handbook of Advanced Lighting Technology*, Springer International Publishing, Switzerland, 2016, pp.1-29
10. Smet K., Whitehead L., Schanda J., Luo MR.: Toward a replacement of the CIE color rendering index for white light sources, *Leukos*, Vol. 12, (2016), s. 61-69
11. Report on quality metrics related to colour quality Euromet (2013)
12. Kowalska J.: Określanie jakości oddawania barw źródeł światła parametrami przedstawionymi w zaleceniach IES TM-30-15 i CIE 13.3-1995, *Przegląd Elektrotechniczny* R. 93, Nr 6 (2017), s. 50-54
13. <http://lighting.pl/Wydarzenia-branzowe/raporty-i-analizy/Perspektywy-globalnego-ryнку-oswietleniowego-do-2020-roku>
14. Hunt R.W.G., Pointer M.R.: *Measuring Colour* Fourth Edition, John Wiley & Sons, (2011)
15. Raport Techniczny CIE 15:2004 Colorimetry
16. Kowalska J., Fryc I.: Wskaźnik oddawania barw R_a (CRI) – czy umożliwia on jednoznaczną ocenę jakości barwnej oświetlenia uzyskiwanego przy użyciu dowolnego rodzaju źródła światła?, *Elektro Info* 9/2017
17. Royer M.P.: Comparing measures of average color fidelity, *Leukos* (2017), Vol. 14 No. 2, s. 1–17.

COLOR RENDERING INDEX R_a AND COLOR FIDELITY INDEX R_f – ANALYSIS OF LIGHT SOURCES COLOR RENDITION MADE FOR CIE STANDARD ILLUMINANT F EVALUATED ACCORDING TO METHOD IES TM-30-15, CIE 13.3 AND CIE 224

For many years, the generally recommended and described in the standards, the measure of determining the quality of the colored light was the CIE color rendering index R_a index. In 2015 IES recommended new measures for this purpose – color fidelity index R_f and color gamut R_g , and in 2017 CIE introduced their R_f index. The paper presents the results of a comparative analysis of three indices for the quality of light sources – R_a and R_f according to CIE recommendations and R_f according to IES TM-30-15 documents. The research presented in the article is aimed at presenting the possibilities of interpreting the new CIE and IES indicators designed for description of light color quality. The assessment of usability and the possibility of interpreting the value of given indices was carried out on a group of 12 normalized fluorescent sources (CIE standard F illuminants). The article shows that the interpretation of color fidelity indices for standard fluorescent sources can take place in a very similar way as in the case of R_a , and the new method does not introduce drastic changes in the value of those index. This allows to keep continuity in interpreting the new index for the most popular light sources.

Keywords: color rendering, CIE R_a , CIE R_f , TM-30-15 R_f .

WĘZŁY KOŃCOWE SYSTEMÓW INTERNETU RZECZY

Beata KRUPANEK, Ryszard BOGACZ

1. Miejsce pracy: Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny
tel.: 32 237 12 41 e-mail: beata.krupanek@polsl.pl
2. Miejsce pracy: Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny
tel.: 32 237 12 41 e-mail: ryszard.bogacz@polsl.pl

Streszczenie: Innowacyjność i rozwój w dziedzinie technologii komputerowych i sieciowych doprowadziły w ostatnim dziesięcioleciu do szybkiego rozwoju i poszerzenia oferty marketingowej związanej z nowoczesnymi urządzeniami (smartfony, tablety itd.) dostępnymi dla przeciętnego odbiorcy. Rosnąca oferta możliwości sieci oraz dostępnych aplikacji stała się początkiem idei połączenia w ramach sieci Internet różnych urządzeń także takich, które nie są kojarzone z technologią komputerową jak czujniki, urządzenia AGD, elementy wykonawcze, a nawet ubrania czy książki. Taki rozwinięty system złożony z wielu elementów wyposażony w odpowiednie oprogramowanie sterujące i aplikacyjne nazywa się Internetem Rzeczy (ang. Internet of Things, w skrócie IoT). Artykuł przedstawia przegląd głównych cech technologii IoT oraz ogólną charakterystykę węzłów podłączanych do takiego systemu.

Słowa kluczowe: Internet Rzeczy, IoT, platforma w chmurze, czujniki, komunikacja bezprzewodowa.

1. INFORMACJE OGÓLNE

1.1. Internet Rzeczy - wprowadzenie

Termin Internet Rzeczy został po raz pierwszy użyty w 1999 roku przez Kevina Ashtona z Auto-ID Center w Massachusetts Institute of Technology, współtwórcy globalnego systemu identyfikacji wyrobów w standardzie RFID (ang. Radio-Frequency IDentification) [1]. RFID to ogólny termin używany, aby opisać technologię, która umożliwia automatyczną identyfikację obiektu przy użyciu fal radiowych. Istnieje wiele definicji Internetu Rzeczy [1, 2, 3]. Istnieje wiele definicji Internetu rzeczy. Termin Internet Rzeczy, według Pawła Kolendy, dyrektora ds. badań IAB Polska, oznacza w uproszczeniu ekosystem, w którym wyposażone w sensory przedmioty komunikują się z komputerami [1]. Każdy przedmiot w systemie IoT musi być indywidualnie identyfikowany, w celu gromadzenia danych, zdalnego monitorowania, podejmowania decyzji i prowadzenia procesów optymalizacji we wszystkich obszarach od produkcji, poprzez infrastrukturę po opiekę medyczną. IAB Polska szacuje, że skala zastosowania rozwiązań IoT jest ogromna: od miniatury dodatków do odzieży, poprzez inteligentne sprzęty domowe, automatykę budynkową i inteligentne miasta, po gospodarkę wodną czy systemy obronne. W Polsce Internet Rzeczy jest jeszcze w fazie rozwojowej.

Począwszy od 2013 roku, wizja Internetu Rzeczy zmieniała się znacznie z powodu istnienia wielu technologii, począwszy od komunikacji bezprzewodowej w Internecie do systemów mikro-elektromechanicznych (MEMS) wykorzystywanych w tradycyjnych dziedzinach sterowania i automatyki, w tym w gospodarstwie domowym i w budownictwie [3]. Ogólna koncepcja Internetu Rzeczy zakłada, że każdy obiekt ma swój własny identyfikator np. adres IP oraz jest podłączony do globalnego systemu jakim jest Internet. Urządzenia mogą komunikować się ze sobą za pomocą dostępnej dla nich platformy programowej. Użytkownik systemu ma możliwość komunikacji bezpośrednio z każdym urządzeniem, może sprawdzić jego stan, a także nim zdalnie sterować używając platformy.

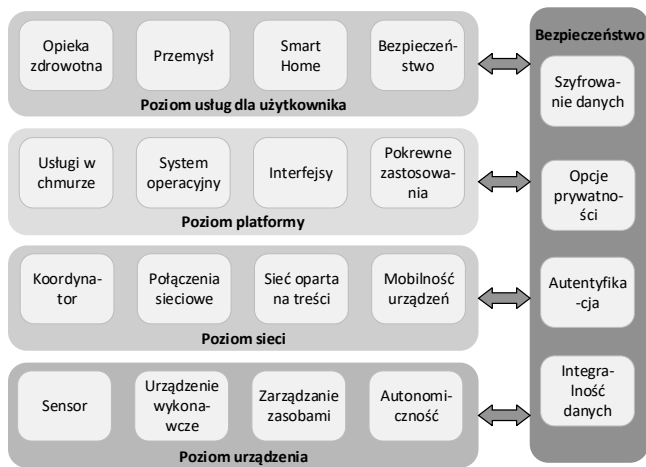
W celu sprawnego zarządzania usługami świadczonymi przez system IoT jego struktura musi być właściwie zaprojektowana. Istnieją jednak pewne ograniczenia budowy takiego systemu. Po pierwsze wielu producentów sprzętu oraz twórców niektórych fragmentów rozwiązań dla IoT nie stosuje standardowych technologii tylko rozwiązania autorskie, które trudno zaimplementować do innego systemu. Ponadto nie istnieje standardowy protokół transmisyjny dla IoT, najczęściej używa się popularnych standardów takich jak ZigBee, Wi-Fi, LTE, nie ma również urządzeń, które byłyby zdolne komunikować się przy użyciu każdego z nich [4, 5]. Z tego też względu urządzenie w sieci IoT pełniące rolę koordynatora (ang. gateway) jest kluczowe do utworzenia sieci. Kolejnym problemem, który zazwyczaj pojawia się przy tworzeniu takich systemów jest pojawiająca się ogromna ilość danych (Big Data), które powinny być przetworzone, przesłane do chmury, przeanalizowane i powinny być podstawą do wygenerowania raportów, statystyk oraz informacji sterujących elementami wykonawczymi.

1.2. Struktura systemu IoT

W ogólnym modelu systemu Internetu Rzeczy można wyróżnić cztery warstwy uwidocznione na rysunku 1. Jest to warstwa usług, warstwa platformy w chmurze, warstwa komunikacji (sieci) oraz warstwa urządzenia.

Warstwa użytkownika (ang. user service layer) stanowi interfejs, przez który użytkownik końcowy może otrzymywać dane pochodzące z systemu oraz nim sterować. Przykładowymi usługami świadczonymi przez IoT są:

zaawansowana opieka zdrowotna (zwłaszcza tzw. telemedycyna), samochody autonomiczne, inteligentny przemysł (np. Industry 4.0), inteligentne miasta (ang. Smart Cities), spersonalizowane urządzenia itp. Opis warstwy usługowej zazwyczaj jest realizowany w odniesieniu do usługi i typu gromadzonych danych [6, 7, 8].



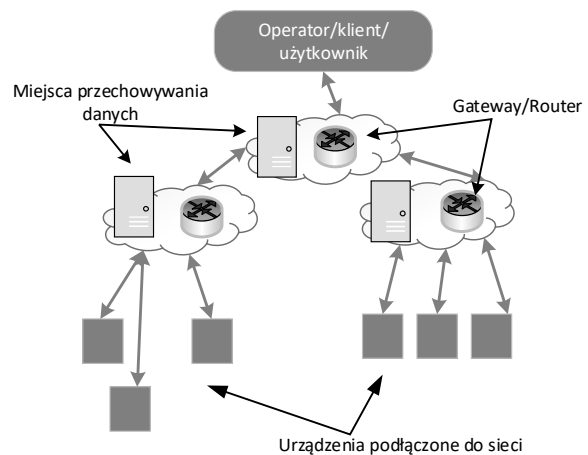
Rys. 1. Struktura systemu IoT

Poziom platformy w chmurze jest zlokalizowany poniżej poziomu użytkownika (usług świadczonych użytkownikowi końcowemu odbiorcy), a jego głównym zadaniem jest dostarczanie rozwiązań programowych i bazodanowych dla wspierania warstwy usługowej [9]. Istnieje bardzo wiele rozwiązań platform IoT włączając w to platformy sprzętowe, platformy ukierunkowane na analizę danych i usługowe. Często potrzeba wdrożenia kilku rodzajów platform w danym rozwiązaniu. Przykładowo platforma zorientowana sprzętowo umożliwia stworzenie środowiska do sterowania obiektami. Platforma do analizy danych pozwala na dopasowanie się do typu rejestrowanych danych, ich analizę, predykcję zmienności wielkości oraz zamianę postaci danych na język zrozumiały dla mikrokontrolera. Najistotniejszym aspektem związanym z platformą jest dobry interfejs programisty (ang. Application Programming Interface API) pozwalający na oprogramowanie systemu. Obecnie wiele firm z rynku IT posiada w swojej ofercie platformę IoT np. Microsoft, Google, IBM, Intel, Cisco, Oracle. Część z nich to platformy komercyjne, a część to platformy otwarte. Zazwyczaj warstwę tę opisuje się modelem wydawca/subskrybent (ang. publisher / subscriber) [9, 10, 11]

Główną warstwą modelu systemu IoT z rysunku 1 jest warstwa sieci (często nazywana warstwą komunikacji). Warstwa sieci zapewnia transmisję danych pomiędzy wszystkimi elementami systemu: urządzeniami a platformą i użytkownikiem a także między użytkownikiem a urządzeniami wykonawczymi. Realizacja fizyczna tej warstwy powinna umożliwić przesyłanie i zarządzanie ogromnymi ilościami danych systemu Internetu Rzeczy często w czasie rzeczywistym. Warstwa komunikacji musi być integralną częścią węzła IoT. Wybrany standard transmisji danych powinien zapewniać odpowiednią szybkość, oszczędność energii a także w wielu przypadkach odpowiednio niewielkie rozmiary modułu komunikacyjnego, który powinien być zintegrowany z sensorem.

W wielu opracowaniach [6, 12, 13] dotyczących systemów IoT prognozuje się, iż nie powstanie nowa dedykowana architektura sieciowa dla tego typu systemów,

a obecne i przyszłe rozwiązania będą korzystać z sieci WSN (ang. Wireless Sensor Network). Istotne jest to, że scentralizowana struktura takiej sieci nie jest wystarczająca dla systemów przetwarzających tak duże ilości danych. Proponowane są modyfikacje struktur WSN przy uwzględnieniu typu świadczonych usług dla klienta czyli sieci zorientowane usługowo SON (ang. service-oriented networks). Najczęściej proponowanym modelem struktury takiej sieci jest model CDN (ang. content distribution network), gdzie dane pochodzące z różnych źródeł przechowywane są w sposób rozproszony w wielu miejscach (rys. 2) [6]. Takie podejście poprawia przepływ informacji w systemie, pozwala na zabezpieczenie danych przed ich utratą, ponieważ dane nie są przechowywane w jednym miejscu, które w razie awarii lub ataku hakera może zostać uszkodzone lub niedostępne. W wielu przypadkach takie podejście obniża również koszt systemu.



Rys. 2. Struktura sieci typu CDN

Istnieją różne rozwiązania sieci CDN ale głównie są to systemy oparte na „farmach serwerów” lub hybrydowe [14]. Różnią się możliwościami, sposobem zarządzania, synchronizacją sieci oraz możliwościami uczenia się sieci. Warstwa urządzeń z rysunku 1 obejmuje wszystkie obiekty niezbędne do zbierania danych, ale także te, które są zorientowane usługowo. Ponadto urządzenia powinny mieć możliwość komunikacji jedno z drugim oraz z siecią. Urządzenia powinny również zapewniać sobie oraz modułowi komunikacyjnemu zasilanie. Obecnie sugeruje się [1, 9, 15], aby urządzenia miały strukturę typu open-source oraz open-hardware co oznacza, że producenci tacy jak Arduino, ioBridge iota czy ARM dostarczają tylko rozwiązania bazowych, które mogą być modyfikowane na potrzeby konkretnego rozwiązania.

2. WĘZŁY KOŃCOWE SYSTEMU IOT

W celu przeanalizowania wymagań stawianych urządzeniom końcowym działającym w sieci Internetu Rzeczy niezbędne jest poznanie struktury takiej sieci, co uczyniono w poprzednim rozdziale. Natomiast z punktu widzenia samego węzła ważna jest implementacja modelu warstwowego (lub jego części) w węźle, stąd konieczne jest przedstawienie podstawowej, uniwersalnej architektury węzła IoT.

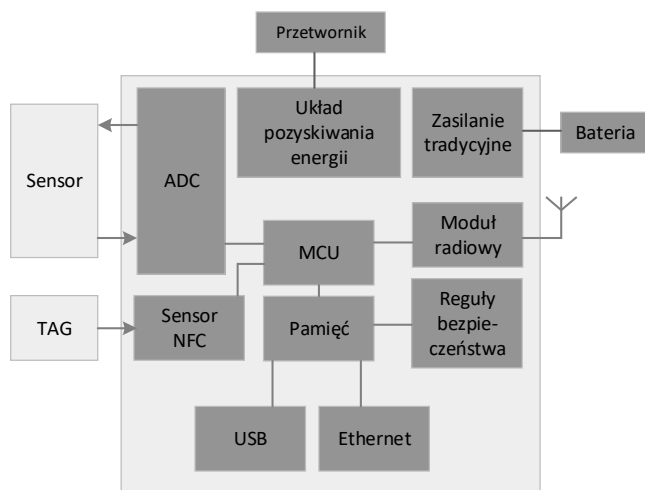
2.1. Architektura typowego węzła

Istnieje wiele różnorodnych struktur węzłów IoT zależnych między innymi od profilu działania sieci,

aplikacji, topologii sieci, wybranego standardu komunikacyjnego oraz kosztów. Można wyróżnić w nich kilka wspólnych elementów, niektóre z nich przedstawiono na rysunku 3. Najważniejszym elementem węzła jest mikrokontroler (MCU) np. STM32 lub inny.

Kolejnym istotnym elementem jest jednostka komunikacyjna czyli moduł radiowy. Może on być zintegrowany z płytą węzła lub być dołączany w inny sposób. Obecnie jest wiele standardów transmisyjnych do wyboru np. ZigBee, WiFi, Z-Wave, UWB, Bluetooth, HomePlug, WirelessHART, LTE itd. Na rysunku wyszczególniono jeden z nich czyli NFC (ang. near-field communication). Jest to radiowy standard komunikacji pozwalający na bezprzewodową wymianę danych na odległość do 20 centymetrów, uważany obecnie za podstawę przyszłych systemów IoT, w których każdy przedmiot (ubranie, produkt spożywczy) będzie wyposażony w sensor pozwalający na pozyskanie o nim danych [6, 8, 15].

W skład węzła IoT wchodzi bardzo często moduł komunikacyjny USB oraz modem przewodowego Ethernetu. Ponadto, zgodnie ze strukturą CDN, węzeł ma pamięć pozwalającą na zapis wyników pomiarów, a także zapis różnego rodzaju reguł bezpieczeństwa.



Rys. 3. Ogólna struktura węzła IoT

Bardzo istotnym elementem węzła jest moduł zasilania, który w najnowszych rozwiązaniach jest dwuczłonowy. Z jednej strony to zasilanie tradycyjne bateryjne a z drugiej strony to układ pozyskiwania energii (ang. energy harvester). Pobieranie energii z rozmaitych źródeł, stało się zupełnie nową i bardzo obiecującą dziedziną, która pozwala na uniknięcie kłopotów z zasilaniem urządzeń bardzo małej mocy, których serwis jest utrudniony.

Układy pozyskiwania energii są często produkowane w postaci wydzielonych modułów. Działają na zasadzie samozasilania i pozostają zawsze w trybie aktywnym, gotowe do odbioru impulsów energii ze źródeł o różnej impedancji. Niektóre rozpoczynają pracę już przy zerowym napięciu zasilania, dzięki czemu nawet najmniejszy ładunek zostaje wykorzystany. Moduły są przystosowane do przechowywania ładunku bez strat, przez długi czas, aby energia mogła być wykorzystywana wtedy, gdy jest najbardziej potrzebna. Najczęściej tego typu moduły zbudowane są z ogniwa Peltiera oraz przetwornika DC-DC lub elementów termoelektrycznych lub mechanicznych [16].

Na rysunku 3 nie zamieszczono jeszcze wielu elementów, które mogą się pojawiać w różnych

konstrukcjach węzłów takich, jak: układ zarządzania zasilaniem, zewnętrzny oscylator, multimoduły komunikacyjnie, struktury typu MEMS, procesory DSP oraz opcjonalne elementy do sygnalizacji i wyświetlania danych.

Istotny z punktu widzenia konstruktora systemu Internetu Rzeczy jest podział obiektów w sieci na:

- aktywne - z funkcjami szybkiego wykrywania zdarzeń w ich otoczeniu, analizą i podjęciem autonomicznych działań;
- porównawcze – których struktura funkcjonalna bazuje na kategorii elementów aktywnych, a uzupełniona jest o możliwość interpretacji rejestrowanych sygnałów i danych z otoczenia oraz ich porównania z parametrami, wartościami predefiniowanymi w algorytmie węzła sieci;
- zorientowane procesowo - uwzględniające elementy dotyczące realizacji różnych zadań w obsługiwanym procesie, sterowania wybranym urządzeniem lub podsystemem infrastruktury systemu, sterowania obiektami w otoczeniu węzła sieciowego lub użytkownika.

W zależności od typu węzła aplikacje dla niego mają inne funkcjonalności. Dla węzłów aktywnych będzie to aplikacja do szybkiego gromadzenia dużych ilości danych i ich analizy oraz generacji rozkazów dla elementów wykonawczych. Dla węzłów zorientowanych procesowo będą to algorytmy sterowania o charakterze kontekstowym, uwzględniające harmonogramy czasowe, sygnały przerwań od różnych czujników czy paneli sterowniczych itp.

2.2. Wymagania dla węzłów IoT

Z budowy węzła IoT przedstawionej na rysunku 3 wynika, iż najważniejszym elementem jest mikrokontroler a jego wybór jest najistotniejszy. Jednakże to wybrany układ zasilania decyduje o czasie życia całej sieci i determinuje w dużej mierze wybór układu radiowego. Uwzględnienie poboru mocy w systemach IoT jest kluczowe ponieważ większość węzłów pracuje przy użyciu zasilania baterijnego, ponadto w wielu przypadkach serwisowanie urządzeń jest bardzo kłopotliwe.

Czas życia sieci L (ang. network lifetime) wyznaczany jest najczęściej ze wzoru [17]:

$$L = \frac{E_{początkowa}}{E_{całkowita}} \quad (1)$$

gdzie:

$E_{początkowa}$ jest sumaryczną początkową energią zgromadzoną przez wszystkie węzły sieci IoT,

$E_{całkowita}$ jest sumaryczną energią wydatkowaną przez węzeł na wysłanie oraz odebranie komunikatu i jest równa:

$$E_{całkowita} = E_{TX} + E_{RX} = q(E_{ele} + E_{wzm}) + qE_{ele} \quad (2)$$

E_{TX} - jest energią wydatkowaną przez sieć na wysłanie q bitów danych do następnego węzła,

E_{RX} - jest energią wydatkowaną przez sieć na odebranie q bitów danych od sąsiedniego węzła,

E_{ele} - jest energią wydatkowaną na działanie wszystkich układów elektronicznych związaną z przetwarzaniem danych, generacją nośnej itp.,

E_{wzm} - jest energią poświęconą na wzmocnienie sygnału do wysłania danych.

Z pomiarów przeprowadzonych dla ponad 40 elementowej sieci IoT mającej na celu rejestrację samochodów na parkingu wynika, że czas życia sieci jest stały do chwili, aż pierwsze węzły utracą możliwość zasilania baterijnego. Kolejne węzły będą przejmować ich

funkcje oraz przekazywać większą ilość danych pracując jako rutery. Następnie czas życia sieci L wykładniczo maleje w czasie wielokrotnie krótszym niż czas przy pracy wszystkich węzłów przy użyciu zasilania bateryjnego (z przeprowadzonych pomiarów wynika, że jest to stosunek ok. 1:7 zależny od np. standardu transmisyjnego).

Typowe mikrokontrolery używane w systemach IoT (np. CortexM3) zużywają ok 15-30 mW (przy zasilaniu 3V, częstotliwości 12MHz i poborze prądu ok. 5-10 mA) a w stanie głębokiego uśpienia pobór mocy zmniejsza się nawet do około 3 μ W. Moduł radiowy (w zależności od standardu) potrzebuje ok. 6-30 mA w celu wysłania ramki danych na poziomie 0 dBm. Zakładając, że węzeł pracuje (pobiera przejawy wielkości mierzonej, autoryzuje dane, wysyła dane, odbiera itd.) przez 20 ms co każde 2 minuty (średnie dane podyktowane przeprowadzonymi pomiarami dla różnych systemów) i pobiera prąd rzędu 10 mA przy zasilaniu 3 V wtedy pobiera moc rzędu 30 mW, tj. 600 μ J w czasie cyklu aktywności. W czasie gdy węzeł jest w stanie nieaktywnym pobiera około 2 μ A (6 μ W) co daje około 720 μ J. Oznacza to, że węzeł w czasie trybu nieaktywności (ang. sleep mode) może pobrać znaczenie większą energię niż pracując. Każde zmniejszenie poboru energii (za pomocą np. realizacji odpowiednich cykli aktywności i nieaktywności, wyłączeniu funkcji niepotrzebnych w danym momencie itp.) w czasie nieaktywności nawet o 3-5 μ J jest znaczące w perspektywie całego czasu życia sieci.

Węzeł IoT powinien komunikować się w sposób bezprzewodowy z możliwie jak największą liczbą urządzeń i na jak największym obszarze. Niestety, zarówno systemy IoT jak i ich prekursor czyli sieci WSN nie mają predefiniowanego standardu łączności bezprzewodowej. Na rynku jest obecnie wiele standardów (częściowo wylistowanych w tabeli 1), które nie są ze sobą kompatybilne i nie pozwalają na bezpośrednie podłączenie węzła do Internetu, jedynie przez odpowiedniego gatewaya. Jeżeli węzeł ma możliwość komunikowania się w jednym nie będzie w stanie odebrać danych od innego urządzenia. Są tworzone różnego rodzaju rozwiązania łączące modemy bezprzewodowe kilku standardów (np. rozwiązanie firmy Digi integrujące modem ZigBee oraz WiFi), ale okazuje się, że takie urządzenie charakteryzuje się znacznie wyższym kosztem, większymi rozmiarami i często dużą złożonością aplikacyjną a także znacznie większym poborem prądu [1].

Tabela 1. Parametry modemów wybranych standardów transmisji bezprzewodowej

	LTE	WiFi	ZigBee	Wireless HART	LPWA
Zasięg	duży	<200 m	100m-1km	<250 m	1-10 km
Topologia	P2P	P2P / Mesh	Mesh	Mesh	P2P
I_{TX} (mA)	600-1100	19-400	34	28	<20
I_{sleep} (mA)	1,5 - 5,5	1,2	0,003	0,008	<0,005
Energy harvester	nie	nie	tak	tak	tak
L (aktywny)	2-3 h	4-8h	60 h	8-10 lat	10-20 lat
L (pasywny)	12 dni	50 h	2-3 lata	-	-
Pasma	Lic.	ISM	ISM	ISM	ISM

LPWA – Low Power Wide Area.

I_{TX} – pobór prądu w czasie nadawania.

I_{sleep} – pobór prądu w czasie braku aktywności.

Przy wyborze modemu radiowego konieczne jest uwzględnienie nie tylko poboru energii, ale także częstotliwości pracy (pasmo ISM lub licencjonowane), kosztu modemu, rozmiarów oraz często dodatkowych, możliwych do wykorzystania wejść typu I/O i wbudowanych czujników. W systemach IoT istotne jest też, że moduł powinien pracować w standardzie IPv6, czyli musi być w stanie interpretować adresy IP 128-bitowe i tworzyć odpowiednio skonstruowaną ramkę danych. Obiecującymi standardami transmisji wydają się być DASH7 oraz Wi-Fi HaLow, pozwalające na tworzenie systemów, gdzie węzły mogą się poruszać z dużą prędkością [18]. Obecnie adresacja węzła jest dwustopniowa. Adresy IPv6 nadawane są urządzeniom dopiero przez właściwego gatewaya.

Kolejnym ważnym elementem systemu jest mikrokontroler. Jego wybór jest kluczowy w momencie, gdy węzeł systemu będzie musiał realizować częściowe przetwarzanie danych „in situ”. Wybierając mikrokontroler do pracy w systemie IoT należy zwrócić uwagę na pobór mocy i możliwości jego zmniejszenia za pomocą trybów o obniżonym poborze prądu. Kolejnym istotnym parametrem mikrokontrolera jest rozdzielczość przetwornika AC/DC (zwykle 14 lub 16 bitów), dokładność przetwarzania oraz wielkość pamięci wewnętrznej (10kB – 1GB). Ważny jest także czas konwersji AC/DC, który ze względu na większe zużycie energii powinien być jak najmniejszy [1, 8, 15].

Obecnie w wielu zastosowaniach wykorzystuje się platformę Arduino lub RaspberryPi. Wiele jednostek jest ukierunkowanych do pracy w określonych aplikacjach i zawiera zestaw obwodów peryferyjnych kompletny z punktu widzenia zastosowań aplikacyjnych. Przykładem mogą być układy z obwodami analogowymi przeznaczone do pracy w zasilaczach cyfrowych, jednostki z wbudowanym transceiverem do komunikacji bezprzewodowej (najczęściej WiFi) lub też mikrokontrolery o bardzo niskim poborze energii i z przetwornikiem A/C o wysokiej rozdzielczości, a także blokiem obliczeniowym do kalkulacji zużycia mediów. Wersje specjalizowane kierowane są także do motoryzacji, aplikacji przetwarzających sygnały (z DSP i koprocesorem matematycznym), ze sterownikiem ekranu lub przyciskami dotykowymi, kontrolerem wyświetlacza itd.

Najczęściej stosowaną architekturą mikrokontrolerów jest rodzina układów Cortex-M. W kolejności znajdują się producenci tacy jak: Atmel, Microchip, ST i TI. Dominują układy typu ARM. Szacuje się że jest to 95% rynku IoT. Nie bez znaczenia przy doborze jednostki centralnej jest wsparcie producenta w zakresie platformy w chmurze. Większość producentów np. Intel udostępnia własne środowiska IoT. W przypadku zastosowania układów starego typu niezbędne jest wykorzystanie bramek (ang. gateway) pozwalających na konwersję z platformy sprzętowej do platformy usługowej.

Zastosowania IoT niosą wiele korzyści, ale stwarzają także zupełnie nowe zagrożenia, wśród których najczęściej wymieniane są problemy z prywatnością danych, słabe punkty w systemach autoryzacji i uwierzytelnienia, niezabezpieczone interfejsy WWW, luki i błędy w oprogramowaniu. Dlatego kolejnym istotnym aspektem, który należy uwzględnić przy konstruowaniu węzła IoT jest zapewnienie odpowiedniego poziomu bezpieczeństwa przesyłanych danych. Internet Rzeczy, opierający się na chmurze obliczeniowej i urządzeniach połączonych milionami obsługujących ich aplikacji, nie tworzy

jednolitego środowiska i w związku z tym narażony jest na liczne zagrożenia. Niekontrolowana inwigilacja ludzi, zagrożenia wynikające z działalności hakerów oraz przejęcie kontroli nad urządzeniami to najważniejsze niebezpieczeństwa, które wraz z rozpowszechnieniem IoT staną się realnymi zagrożeniami dla bezpieczeństwa użytkowników. Wiele urządzeń umożliwiających odczytywanie zawartych w nich danych przy zastosowaniu technologii bezstykowej jest podatnych na podsłuchy i skimming, czyli nielegalne skopiowanie zawartości bez wiedzy jej posiadacza w celu utworzenia kopii i wykonywania nieuprawnionych transakcji. Istnieją firmy, które pomagają zabezpieczać systemy w obszarze produkcji, ale wywodzą się one bardziej z tradycyjnego podejścia do cyberbezpieczeństwa niż koncepcji IoT. Pojawiają się jednak również rozwiązania dedykowane np. firewalli warstwy 7 firmy Bayshore, testy penetracyjne i projektowanie zabezpieczeń dla IoT firmy Alutech czy Skkynet Cloud System pozwalający na bezpieczne przesyłanie danych w czasie rzeczywistym [1, 3, 6, 8, 15].

Dla poziomu bezpieczeństwa nie bez znaczenia jest wybór właściwego mikrokontrolera. Na potrzeby rynku IoT powinny to być mikrokontrolery ze zintegrowanym szyfratorem danych, co najmniej powinien to być AES128. Przykładem takiego rozwiązania jest mikrokontroler PIC32MZ z wbudowanym akceleratomem (Crypto Engine) na potrzeby związane z kryptografią danych przy użyciu AES, TDES, SHA i MD5. Niektóre procesory używają bardziej zaawansowanych metod ochrony danych jak np. MSP430FR firmy Texas posiadający pamięć FRAM do przechowywania programu i danych. Ze względu na dużą szybkość zapisu danych, do tego typu pamięci, danymi łatwiej zarządzać pomiędzy okresami aktywnym i pasywnym węzła IoT. Ponadto dostępne są zaawansowane funkcje ochrony pamięci, które eliminują możliwość dostępu do niej (lub wybranych segmentów) z zewnątrz. Tylko autoryzowane programy mogą uzyskać dostęp do tych segmentów pamięci, chroniąc wrażliwe dane przed zewnętrznymi atakami i włamaniami.

3. WNIOSKI KOŃCOWE

Niewątpliwie technologia Internetu Rzeczy jest bliską przyszłością. W skład systemów IoT wchodzi wiele elementów, które w dniu dzisiejszym nie są ze sobą kompatybilne lub mają niewystarczające zasoby i mają nieodpowiednie protokoły komunikacyjne oraz nieodpowiednią topologię sieci. Patrząc z punktu widzenia projektanta systemu IoT należy zwrócić szczególną uwagę na aspekty związane z zasilaniem systemu oraz z jego łącznością ze światem zewnętrznym. Bardzo istotną kwestią jest bezpieczeństwo systemu – znacznie istotniejszą niż częstotliwość pracy mikrokontrolera. Poza wymienionymi kryteriami ważnym parametrem systemu jest jego koszt całkowity uwzględniający kilkuletnie serwisowanie. Na wzrost kosztów ma wpływ dobór poszczególnych elementów – zwłaszcza modułu bezprzewodowego, którego

cena może przewyższyć całkowity koszt wszystkich pozostałych elementów węzła.

4. BIBLIOGRAFIA

1. Internet Rzeczy w Polsce. Raport IAB Polska, red. naukowa P. Kolenda, 2015.
2. Vermesan O., Friess P.: Internet of Things - From Research and Innovation to Market Deployment. River Pub., 2014.
3. Brachman A.: Internet przedmiotów. Raport Obserwatorium ICT, Technopark Gliwice, 2013.
4. Yan Z., Niemi V., Yang L.T.: Key technologies for 5G, the next generation of mobile networks and services. Int. J. Commun. Syst., 29/2016, pp.2328-2329.
5. Zhao M.: Discrete Control in the Internet of Things and Smart Environments through a Shared Infrastructure. Ph.D. Thesis, 2015.
6. Lee S.K., Bae M., Kim H.: Future of IoT Networks: A Survey. Applied Sciences, 2017, pp. 1-25.
7. Singh K.J., Kapoor D.S.: Create Your Own Internet of Things: A Survey of IoT Platforms. IEEE Consum. Ele. Mag., 6/2017, pp. 57-68.
8. Chui M., Loffler M., Roberts R.: The internet of things. McKinsey Q., 2/2010, pp. 1-9.
9. Cha S., Ruiz M.P., Wachowicz M., et.al.: The role of an IoT platform in the design of real-time recommender systems. Proc. of IEEE 3rd World Forum on Internet of Things, USA, 2016, pp.448-453.
10. AllSeen Alliance: Open Source IoT to advance the Internet of Everything. USA, 2014.
11. Happ D., Karowski N. et al.: Meeting IoT platform requirements with open pub/sub solutions. Ann Telecommun., 72/2017, pp. 41-52.
12. Ning H., Wang Z.: Future Internet of things architecture: Like mankind neural system or social organization framework. IEEE Commun. Lett., 15/2011, pp.461-463.
13. Gubbi J., Buyya R., Marusic S., Palaniswami M.: Internet of Things (IoT): A vision, architectural elements and future directions. Future Gener. Comp. Sys., 29/2013, pp.1645-1660.
14. Mellouk A., Hoceini S., Tran H.: Quality of experience vs. quality of service: Application for a CDN Architecture. Proc. 21st Int. Conf. on Software, Telecomm., and Comp Net. Croatia, 2013.
15. Guinard D., Trifa V.: Internet Rzeczy. Budowa sieci z wykorzystaniem technologii webowych i Raspberry Pi. Helion, 2017.
16. Lampi M.: Internet of Things. Ambient Energy Harvesting. www.wiki.aalto.fi
17. Abido A.P., Obagbuwa I.C.: Models for integrating wireless sensor networks into the Internet of Things. IET Wirel. Sens. Sys. 7/2017, pp. 65-72.
18. Shrestha H.: DASH7-Based Indoor Navigation System. Helsinki Metropolia Univ. of Applied Sciences, 2014.

IOT END NODES – STRUCTURE AND REQUIREMENTS

Innovation and development in the field of computer and network technologies have led in the last decade to rapid development and expansion of the marketing offer associated with modern devices (smartphones, tablets, etc.) for the average recipient. The growing offer of network possibilities and available applications has become the beginning of the idea of connecting various devices within the Internet network, also those that are not associated with computer technology such as sensors, household appliances, executive elements and even clothes or books. Such a developed system composed of many elements equipped with appropriate control and application software is called the Internet of Things (IoT for short). In order for an object to become part of such a system, a number of requirements related to its computing power, communication, routing etc. should be met. The article presents the main features of IoT technology and the general characteristics of nodes connected to such a system.

Keywords: Internet of Things, IoT, cloud platform, sensor, wireless communication.

SYSTEM PARKOWANIA ZMNIĘSZAJĄCY ZANIECZYSZCZENIE ŚRODOWISKA OPARTY NA IOT

Beata KRUPANEK, Ryszard BOGACZ, Łukasz DRÓŹDŹ

1. Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny
tel.: 32 237 12 41 e-mail: beata.krupanek@polsl.pl
2. Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny
tel.: 32 237 12 41 e-mail: ryszard.bogacz@polsl.pl
3. Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny
tel.: 32 237 12 41 e-mail: lukasz.drozd@polsl.pl

Streszczenie: Obecnie parkowanie samochodów w centrach aglomeracji miejskiej stało się poważnym problemem. Zwiększająca się ciągle liczba samochodów krążących po miastach w celu zaparkowania pojazdu powoduje ogromne straty paliwa a tym samym zwiększa się emisja gazów cieplarnianych i zanieczyszczeń. Zaproponowany przez autorów prototyp systemu parkowania ma na celu redukcję zanieczyszczeń dzięki sprawnemu odnajdywaniu miejsca parkingowego. System wykorzystuje tagi RFID oraz technologię Internetu Rzeczy. Został on opracowany na potrzeby jednej z lokalnych firm, której klienci muszą korzystać z różnych parkingów miejskich. Dzięki informacji na urządzeniu mobilnym klient ma możliwość podjechania na parking bez długotrwałego wyszukiwania miejsca.

Słowa kluczowe: Internet Rzeczy, system parkingowy, zanieczyszczenie środowiska, Raspberry Pi.

1. INFORMACJE OGÓLNE

1.1. Zanieczyszczenia środowiska powodowane przez samochody

Emisje zanieczyszczeń powietrza są główną, związaną ze środowiskiem, przyczyną przedwczesnych zgonów w UE i powodują choroby układu oddechowego, pociągają za sobą znaczne koszty związane z opieką zdrowotną oraz przyczyniają się do utraty dni roboczych. Ostatnie dane wskazują, że trzy czynniki zanieczyszczenia powietrza (pył zawieszony PM_{2,5}, dwutlenek azotu i ozon) odpowiadają za przedwczesną śmierć 400 tys. osób rocznie w UE, w tym bezpośrednią przyczyną około 70 tys. takich przypadków jest dwutlenek azotu (NO₂) [1].

Transport miejski jest także jednym z powodów, dla których w wielu obszarach miejskich przekraczane są limity zanieczyszczenia powietrza [1]. Obecnie w celu pomiaru zanieczyszczeń powietrza emitowanych przez pojazdy prowadzi się wyłącznie badania laboratoryjne. W przypadku substancji zanieczyszczających, takich jak cząstki ultradrobne i NO_x, emisje niektórych pojazdów mierzone na drogach w warunkach rzeczywistych znacznie przekraczają poziom emisji mierzony podczas obecnie obowiązującego cyklu badań laboratoryjnych.

Badanie emisji zanieczyszczeń w rzeczywistych warunkach jazdy (badanie RDE) polega na pomiarze

substancji zanieczyszczających, w tym tlenków azotu i emisji cząstek stałych, za pomocą przenośnych systemów pomiaru emisji (PEMS) zamontowanych w pojazdach w trakcie jazdy na drodze w rzeczywistych warunkach. Oznacza to, że pojazd będzie poruszał się na zewnątrz, na prawdziwej drodze, według losowo wybranych parametrów, takich jak przyspieszenie, zwolnienie, temperatura otoczenia i ładunek. Badanie RDE nie zastępuje, lecz uzupełnia badanie laboratoryjne, które także udoskonalono, by lepiej odzwierciedlało rzeczywiste warunki na drodze, przede wszystkim by gwarantowało bardziej realistyczne dane liczbowe na temat emisji dwutlenku węgla i zużycia paliwa. Ustalono, że długotrwałe poszukiwanie miejsca parkingowego ma duży wpływ na emisję zanieczyszczeń przez pojazd.

Z rury wydechowej samochodu wydobywają się pyły, w tym PM₁₀ i PM_{2,5}, wielopierścieniowe węglowodory aromatyczne (WWA), w tym benzo(a)piren, tlenki azotu oraz ozon (przygruntowy) [2]. Pył PM₁₀ to pył, którego cząsteczki mają średnicę 10 mikrometrów lub mniejszą. Taki pył łatwo przenika do górnych dróg oddechowych i płuc, powodując kaszel, trudności w oddychaniu i zaostrzenie objawów alergicznych. Pył PM_{2,5} tworzą często substancje toksyczne – m.in. związki metali ciężkich czy lotne związki organiczne. PM_{2,5} jest bardziej niebezpieczny dla zdrowia niż PM₁₀ – mniejsze cząsteczki trafiają aż do pęcherzyków płucnych, a stamtąd mogą przenikać do krwi. WWA to substancje powstające w wyniku niecałkowitego spalania związków organicznych, np. paliw samochodowych, a także tworzyw sztucznych. Jednym z nich jest benzo(a)piren, który jest kumulowany w organizmie i ma właściwości rakotwórcze [3]. Tlenek i dwutlenek azotu. To dwa związki szkodliwe dla zdrowia i stanowią jeden z głównych składników smogu. Ponadto tlenki azotu są odpowiedzialne za tworzenie się ozonu przygruntowego, który również jest zanieczyszczeniem powietrza. Transport samochodowy stanowi główne źródło zanieczyszczenia tlenkami azotu.

Jakość powietrza w Polsce należy do najgorszych w Europie. Sytuacja jest szczególnie zła pod względem zanieczyszczenia PM₁₀, PM_{2,5} oraz benzo(a)pirenem. W dużych aglomeracjach występuje również problem

zanieczyszczenia powietrza ozonem i tlenkami azotu. Samochody są głównym źródłem emisji tlenków azotu (32 proc.), odpowiadają również za 13 proc. emisji pyłu PM_{2,5} oraz 8,7 proc. emisji pyłu PM₁₀. W przypadku benzo(a)pirenu udział pojazdów samochodowych wynosi 5,5 proc. Udział samochodów w emisji zanieczyszczeń jest o wiele większy na obszarach o dużym natężeniu ruchu. Przykładowo w Warszawie transport drogowy odpowiada za 40 proc. emisji PM₁₀, 20 proc. – PM_{2,5} oraz 15 proc. benzo(a)pirenu [2, 3].

To co szczególnie charakterystyczne dla Polski, to szybki wzrost liczby samochodów. W ciągu 6 lat (od 2008 r.) liczba aut osobowych na 1000 mieszkańców wzrosła o prawie o ¼ (z 422 do 520). W latach 2008-2012 wzrost liczby zarejestrowanych aut osobowych w Polsce wyniósł 17 proc. Ze wzrostem ruchu samochodowego nie nadąża rozwój infrastruktury drogowej. Wprawdzie powstała sieć autostrad i obwodnic, jednak problemem pozostaje poruszanie się w centrach miast. W 2014 r. na skutek korków, kierowcy jeżdżący po 7 największych polskich miastach stracili w 2014 r. 3,6 mld zł. Nie jest to jednak problem wyłącznie ekonomiczny, ale i ekologiczny. Samochody poruszające się w korkach zużywają znacznie więcej paliwa, co powoduje zwiększenie emisji zanieczyszczeń do powietrza.

1.2. Technologia Internetu Rzeczy

Internet Rzeczy (ang. Internet of Things - IoT) to koncepcja powszechnie przedstawiana jako kolejny etap komputerowej i sieciowej rewolucji, w kierunku rozproszenia modułów sieciowych i samych informacji, gdzie każdy obiekt w świecie rzeczywistym może automatycznie łączyć się z siecią, w pełni uczestniczyć w Internecie i komunikować się w dowolnym innym modulem do niej podłączonym [4].

IoT obejmuje obecnie szereg technologii i obszarów badawczych, które mają na celu wykorzystanie i rozszerzenie istniejącej sieci Internet, jako platformy komunikacyjnej również dla różnego typu obiektów, urządzeń i modułów występujących w otoczeniu człowieka. Z punktu widzenia struktury połączeń sieciowych i organizacji sieci na różnych poziomach, Internet Rzeczy może być postrzegany jako wysoce rozproszona i dynamiczna sieć transmisji danych, tworzona przez „inteligentne” moduły, węzły sieci tzw. Smart Obiekty, generujące i zarazem odbierające informacje. Obiekt typu Smart ma swój unikalny adres sieciowy, interfejs sieciowy, interfejs do komunikacji z użytkownikiem oraz możliwość pozyskiwania danych z otoczenia, ich zapisywania, przetwarzania i przesyłania do innych obiektów [4, 5].

Interakcja z rzeczywistym światem zewnętrznym, osiągnięta jest poprzez implementację w strukturze sprzętowej Smart Obiektów odpowiednich czujników, których sygnały przetwarzane są w czasie rzeczywistym na pakiety danych oraz elementów wykonawczych, realizujących określone zadania, czynności, oddziałujące na środowisko zewnętrzne. Wsparciem technologicznym dla rozwoju sieci IoT zwłaszcza na poziomie obiektowym, a zatem bezpośredniej obsługi dużej liczby czujników i elementów wykonawczych czy mobilnych urządzeń sterująco-monitorujących (np. tablet, smartfon), są również wszelkiego rodzaju technologie komunikacji bezprzewodowej, takie jak WiFi, ZigBee, RFID, Z-Wave, 6LoWPAN i inne. Ogromną zaletą tak skonstruowanego systemu jest możliwość przesyłania danych o stanie obiektów niemal w czasie rzeczywistym, co daje możliwość sterowania innymi obiektami lub

informowania o stanie obiektów [5]. Technologia Internetu Rzeczy ma globalny zasięg dzięki przesyłaniu danych do tzw. chmury, co jest istotne z punktu widzenia planowanego systemu sterowania wyborem miejsca parkingowego.

1.3. Wady obecnych systemów parkowania

Obecnie parkingi w wielu miastach mają formę płatnych lub bezpłatnych przestrzeni rozrzuconych po terenie całego miasta. W wielu przypadkach są to fragmenty chodników lub zapleczy budynków. Zwykle tego typu miejsca nie są zliczane a ich zajętość nie jest w żaden sposób odnotowywana. Część parkingów (zwłaszcza przy urzędach lub galeriach handlowych) ma wdrożony system świetlnego informowania o zajętości miejsca jednak oznakowanie to nie zawsze jest widoczne z każdego miejsca parkingu i nie koniecznie chroni kierowcę przed poszukiwaniem wolnego pola parkingowego.

Niemniej jednak bez względu na zastosowany system informujący zwykle systemy te nie są ze sobą połączone ani wspólnie zarządzane. Ponadto kierowca nie jest informowany o konkretnym miejscu do zaparkowania jedynie o ogólnej liczbie wolnych pól na danym parkingu.

Kolejną kwestią jest opłata parkingowa. Zwykle na miejskich parkingach zlokalizowanych przy ulicach czy placach opłata za parking uiszczana jest z góry w odpowiednim parkometrze. Wydłużenie tego czasu jest niemożliwe bez powtórnej opłaty i powrotu do samochodu.

2. ZAŁOŻENIA SYSTEMU PARKOWANIA

2.1. Uwarunkowania

Założeniem budowy prototypowego systemu wspomagającego wybór miejsca parkingowego było zmniejszenie emisji spalin i zanieczyszczeń dzięki dokładnemu informowaniu kierowcy o wolnym polu parkingowym. Firma będąca zleceniodawcą prototypu mieści się w centrum Aglomeracji Śląskiej w jednej z kamienic. Jest właścicielem dwóch parkingów oddalonych od firmy o około 300 metrów i około 700 metrów od siebie wzajemnie. Firma nie jest właścicielem miejskich miejsc parkingowych obok swojej lokalizacji.

W okolicy rozrzuconych jest kilkadziesiąt miejsc parkingowych na różnego typu parkingach, w większości są to parkingi na chodnikach. Zaparkowanie samochodu w pobliżu lokalizacji firmy wiąże się z wieloma utrudnieniami dla jej klientów, zwłaszcza, gdy są to osoby nie znające dobrze tej części miasta. Konieczność wielokrotnego objeżdżania kilku przecznic w poszukiwaniu miejsca niejednokrotnie wiązała się z utratą klienta. Wynika to z układu drogowego w rejonie firmy – drogi jednokierunkowe, brak możliwości zawrócenia lub skręcenia.

2.2. Emisja zanieczyszczeń

W trakcie pokonywania dodatkowych kilometrów i uczestniczenia w ruchu samochodowym w celu znalezienia wolnego miejsca parkingowego wydzielane są dodatkowe toksyczne związki i pyły. Wśród klientów firmy przeprowadzona została ankietyzacja, w której klienci odpowiadali na pytania związane z czasem poświęconym na zaparkowanie samochodu, średnim spalaniem samochodu, liczbą dodatkowo przejechanych kilometrów. Uzyskane wartości, są oczywiście orientacyjne i częściowo subiektywne. Zależą też od dokładności pomiaru niektórych parametrów przez komputery pokładowe samochodów.

Ankietyzacji poddano 100 klientów firmy na przestrzeni 3 miesięcy, przyjeżdżających samochodami osobowymi. Podsumowanie wyników ankiety przedstawia tabela 1.

Tabela 1. Podsumowanie ankiety wśród klientów firmy

Parametr	Wartość
Średnia liczba dodatkowo pokonanych km przez pojedynczego klienta, km	0,78
Średni czas poszukiwania miejsca parkingowego, godz.	0,13
Średnia liczba dodatkowo pokonanych km rocznie	9,6
Średnia liczba klientów rocznie	3160
Całociowa średnia liczba dodatkowo pokonanych km przez wszystkich klientów, km	2464,8
Całkowity średni czas poszukiwania miejsca parkingowego przez ogół klientów rocznie, godz.	4929,6
Całkowita średnia liczba dodatkowo pokonanych km rocznie przez ogół klientów, km	29577,6

Zgodnie z [6] przyjęto następujące wskaźniki emisji zanieczyszczeń powodowane przez samochody osobowe: dwutlenek siarki 1,86 g/kg, NO_x (w przeliczeniu na NO₂) 35,47 g/kg, tlenek węgla 290,55 g/kg, węglowodory alifatyczne 26 g/kg oraz węglowodory aromatyczne 6,5 g/kg. Zebrane wartości jednostkowej emisji zanieczyszczeń w przeliczeniu na godzinę zamieszczono w tabeli 2.

Tabela 2. Jednostkowa emisja zanieczyszczeń przez pojazdy

Parametr	Wartość
Dwutlenek siarki, kg/h	0,00186
Dwutlenek azotu, kg/h	0,03547
Tlenek węgla, kg/h	0,29055
Węglowodory alifatyczne, kg/h	0,026
Węglowodory aromatyczne, kg/h	0,0065

W tabeli 3 zamieszczono wyznaczone wartości emisji zanieczyszczeń powodowanych przez samochody klientów firmy w czasie poszukiwania miejsca parkingowego. Wartości są podane dla średniej liczby wszystkich klientów firmy w czasie roku.

Tabela 3. Emisja zanieczyszczeń przez pojazdy wokół terenu firmy emitowane w dodatkowym czasie jazdy

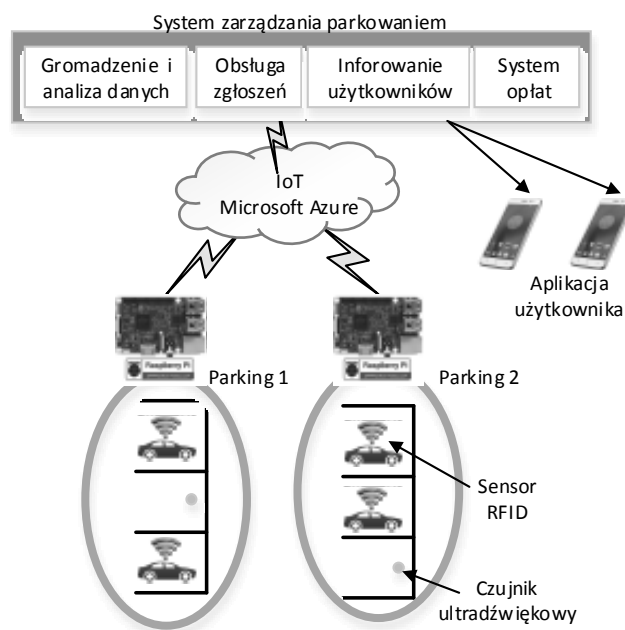
Parametr	Wartość
Wartości przy pojedynczym parkowaniu	
Dwutlenek siarki, kg/h	0,0002418
Dwutlenek azotu, kg/h	0,046111
Tlenek węgla, kg/h	0,0377715
Węglowodory alifatyczne, kg/h	0,00338
Węglowodory aromatyczne, kg/h	0,000845
Wartości przy parkowaniu w czasie roku	
Dwutlenek siarki, kg/rok	9,169056
Dwutlenek azotu, kg/rok	1748,52912
Tlenek węgla, kg/rok	1432,29528
Węglowodory alifatyczne, kg/rok	128,1696
Węglowodory aromatyczne, kg/rok	32,0424

Jak widać z danych zamieszczonych w tabeli 3 oszacowane dane na podstawie 3 miesięcznych pomiarów znacznie przekraczają norm. Przykładowo dla dwutlenku

azotu poziom dopuszczalny dla stężenia średniorocznego wynosi 40 µg/m³ a dla węglowodorów norma wynosi 0,06 g/km dla samochodu osobowego wyprodukowanego przed 2014 rokiem. Istotne jest więc, z punktu widzenia środowiska, poszukiwanie systemów i rozwiązań pozwalających na sprawne zaparkowanie samochodu.

3. KONCEPCJA SYSTEMU

Zaproponowany prototyp systemu wspomagającego parkowanie zakłada monitoring miejsc parkingowych oraz samochodów klientów firmy w taki sposób, aby klient będąc już w pobliżu firmy miał informację na smartfonie dotyczącą lokalizacji miejsca parkingowego. Do sterowania zajętością miejsc wykorzystano technologię Internetu Rzeczy. Koncepcję budowy systemu przedstawiono na rysunku 1.



Rys. 1. Koncepcja systemu wspomagania kierowców w czasie poszukiwania miejsca do zaparkowania

Jeżeli chodzi o miejsca parkingowe zlokalizowane na parkingach, których właścicielem jest firma postanowiono wykorzystać czujniki ultradźwiękowe typu POLOLU-726 do detekcji czy dane miejsce parkingowe jest wolne czy zajęte. Ze względu na częste zabrudzenie i zapylenie tego typu przestrzeni nie wybrano czujników podczerwieni.

Większość systemów wspomagania parkowania opiera się na zastosowaniu kamer wizyjnych do detekcji numeru rejestracyjnego wozu. Rozwiązanie to jest dosyć drogie a ponadto wymaga zastosowania programowych algorytmów do rozpoznawania numeru [7, 8]. W celu obniżenia kosztu systemu zdecydowano się rozwiązanie bazujące na współpracy z klientem. W systemie prototypowym zastosowano znaczniki RFID w postaci breloków S203-BK dla każdego wozu, w których zakodowano unikatowy identyfikator pojazdu powiązany z numerem rejestracyjnym pojazdu. W każdym boksie parkingowym musi być zainstalowany czytnik RFID wraz z anteną, który pozwoli na sprawdzenie czy właściwy samochód zaparkowała na wybranym miejscu.

Dane pochodzące z sensora ultradźwiękowego oraz czujnika RFID są integrowane przez platformę Raspberry Pi. Jej zadaniem jest zbieranie danych dotyczących

wolnego/zajętego miejsca parkingowego, informacji z czujnika RFID związanych z numerem rejestracyjnym, gabarytami samochodu i danymi właściciela. Platforma stanowi swego rodzaju interfejs pozwalający na połączenie się z chmurą.

Najistotniejszym elementem systemu jest platforma Microsoft Azure, która jest dużą, elastyczną platformą zintegrowanych usług w bezpiecznej chmurze [4]. Obejmuje ona cztery zakresy usług: moc obliczeniową, pamięć, sieci i aplikacje. Chmura obliczeniowa Microsoft Azure oparta jest na stale rosnącej Globalnej Sieci Centrów Danych Microsoftu, która znajduje się w 13 regionach świata. Ponadto wybrana platforma jest skalowalna, co miało duże znaczenie z powodu przyszłych możliwości rozszerzenia systemu wspomagania parkowania. Wybrana platforma jest w szerokim zakresie darmowa w ciągu pierwszego roku użytkowania – czyli testów wdrażanego systemu. Chmura daje możliwość akwizycji, przechowywania i analizowania danych pochodzących z wielu źródeł, co było najistotniejsze w projektowanym systemie. Ponadto chmura umożliwia zaprojektowanie aplikacji mobilnej dla klientów firmy i nadzór nad ewentualnymi płatnościami w przyszłości.

Usługa SQL Azure umożliwia przechowywanie bazy danych dostępnych parkingów, informacji o ich aktualnym stanie, zarejestrowanych użytkownikach i pojazdach oraz o dokonanych rezerwacjach. Zastosowanie bazy danych zapewnia wiele korzyści związanych z możliwością przetwarzania i analizy zawartych w niej danych, a także znacznie ułatwia procesy obsługi błędów realizując je przy użyciu wbudowanych mechanizmów.

Utworzona baza danych pojazdów pozwala, aby transponder RFID przechowywał jedynie unikatowy identyfikator pojazdu, który umożliwi powiązanie pojazdu z jego parametrami. Tego typu transponder RFID może pomieścić 330 bitów danych co jest wystarczające do zakodowania numeru wozu, typu samochodu i danych klienta. Jednak ze względów bezpieczeństwa oraz w celu redukcji kosztów dane te będą umieszczone w bazie danych. Takie rozwiązanie zapewni również możliwość zmiany danych dotyczących pojazdu w dowolnym czasie, bez konieczności zmiany danych zawartych w transponderze. Pozwala to wyeliminować dodatkowe koszty związane ze zmianą właściciela breloku S203-BK lub zmianą przypisanego do niego pojazdu – nieużywany brelok można przekazać nowemu użytkownikowi. Połączenie unikatowego identyfikatora pojazdu z jego właścicielem pozwala także na określenie do kogo należy zaparkowany pojazd oraz ułatwia procedurę poboru opłaty za usługę.

Baza danych parkingów zawiera informacje o istniejących parkingach oraz przechowuje status każdego dostępnego miejsca. Dodawanie kolejnych miejsc parkingowych oraz nowych parkingów do systemu, sprowadza się zatem jedynie do utworzenia odpowiednich rekordów w bazie danych. W ten sposób cały system jest skalowalny. Dodatkową zaletą użycia bazy danych jest udostępniany przez nią mechanizm transakcji. Rozwiązanie to eliminuje między innymi problem rezerwacji pojedynczego miejsca parkingowego przez kilku użytkowników i możliwość poniesienia kosztów rezerwacji bez jej uzyskania. Proces rezerwacji miejsca parkingowego realizowany jest w ramach jednej transakcji. W przypadku, gdy podczas rezerwacji wystąpi jakiś błąd (np. użytkownik przerwie czynność rezerwacji, miejsce zostanie zajęte przez inny pojazd), transakcja zostanie odwołana, przez co do bazy danych nie zostaną wprowadzone zmiany. Mechanizm ten

zadziała poprawnie również w przypadku, gdy w tym samym czasie inny użytkownik dokona rezerwacji – pierwsza rezerwacja zostanie zrealizowana, a kolejne zostaną odrzucone.

Urządzenie wykonawcze, po odczytaniu identyfikatora zaparkowanego pojazdu, komunikuje się z bazą danych i udostępnia jej informacje o zaparkowanym pojeździe. Na podstawie otrzymanego identyfikatora pojazdu i miejsca parkingowego następuje sprawdzenie, czy pojazd został zaparkowany poprawnie – w przypadku stwierdzenia rezerwacji miejsca przez inny pojazd, kierowca zostanie poinformowany o konieczności przeparkowania samochodu. Po potwierdzeniu poprawności danych pojazdu, baza danych oznacza wybrane miejsce jako zajęte i kojarzy z nim przekazany identyfikator pojazdu.

```
// Procedura obsługi wykrycia pojazdu
void on_car_enter(const SLOT* slot)
{
    // Pobierz identyfikator zaparkowanego pojazdu
    unsigned cuid = get_rfid_value(slot->rfid);

    // Pobierz dane rezerwacji miejsca
    unsigned bind = get_reserved_uid(slot->uid);

    // Jeżeli miejsce nie jest zarezerwowane:
    if (bind == 0)
    {
        bind_slot(slot->uid, cuid); // Zajmij miejsce
    }
    // Jeżeli miejsce jest zarezerwowane i pojazd jest właściwy:
    else if (bind == cuid)
    {
        commit_reservation(slot->uid, cuid); // Potwierdź rezerwację
    }
    // Jeżeli miejsce jest zarezerwowane lecz pojazd jest niewłaściwy
    else
    {
        report_abuse(slot->uid, cuid); // Zarejestruj naruszenie
        enable_alarm(slot); // Uruchoń sygnał świetlny i dźwiękowy
    }
}
```

Listing 1. Fragment programu urządzenia wykonawczego realizujący obsługę zajęcia miejsca przez pojazd

Ostatnim elementem systemu jest aplikacja mobilna klienta przedstawiona na rysunku 2. Klient firmy może z 15 – 30 minutowym wyprzedzeniem (jest ono zmienne w zależności od pory dnia, dnia tygodnia, innych uwarunkowań) zarezerwować miejsce do zaparkowania korzystając z aplikacji, która odwzorowuje plany parkingów.



Rys. 2. Koncepcja systemu wspomagania kierowców w czasie poszukiwania miejsca do zaparkowania

Po zgłoszeniu rezerwacji odpowiedni komunikat wysyłany jest do chmury. W komunikacie przesyłane są dane związane z wybranym miejscem parkingowym i rejestracją samochodu (identyfikatorem). Jeżeli klient nie zajmie miejsca w ustalonym czasie, rezerwacja zostaje odwołana. Ponieważ są to miejsca ogólnie dostępne, dlatego nad każdym miejscem parkingowym zainstalowano informator diodowy, który w momencie rezerwacji miejsca będzie informował pozostałych kierowców, że wskazane miejsce jest zarezerwowane. W przypadku wjazdu na miejsce nieuprawnionego pojazdu uruchamia się buzer a na wyświetlaczu pojawia się informacja o konieczności zwolnienia miejsca. Po 5 minutach informacja taka kierowana zostaje do ochrony parkingu.

4. WNIOSKI KOŃCOWE

Zaproponowany system wspomaganie kierowców jest obecnie w fazie instalowania/testowania na dwóch zadanych parkingach. W systemie brakuje obecnie modułu związanego z parkowaniem na chodnikach i parkingach ulicznych, wynika to z konieczności ingerencji w infrastrukturę drogową, czyli uzyskania wielu pozwoleń od właściciela terenu. Ponadto pojawia się problem związany z umieszczeniem informatorów diodowych dla kierowców. Obecnie w systemie nie jest jeszcze wdrożony element oprogramowania pozwalający na opłatę za parking, co będzie realizowane w najbliższym czasie.

Opisany system ma bardzo duże możliwości rozwojowe i badawcze. Dopiero po pewnym czasie użytkowania będzie można ocenić, które elementy systemu należy poprawić. Ważną kwestią jest komunikacja między wszystkimi częściami obecnie realizowana w dużej mierze w sposób bezprzewodowy za pomocą transmisji RFID oraz WiFi (od modułu RaspberryPi do platformy Azure).

Zrealizowany system wspomaga kierowców w czasie poszukiwania miejsca parkingowego pozwalając na zaoszczędzenie czasu, pieniędzy oraz zmniejszenie emisji zanieczyszczeń do atmosfery, co było priorytetem dla firmy wdrażającej prototypowy system.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Komisja Europejska - Zestawienie informacji. UE chce ograniczyć zanieczyszczenie powietrza przez samochody: Pytania i odpowiedzi. Bruksela, 31.08.2017r.
2. Tworzymy atmosferę. Zanieczyszczenia powietrza a transport samochodowy. Wyniki badań sfinansowane ze środków Narodowego Funduszu Ochrony Środowiska i Gospodarki Wodnej. <http://www.tworzymyatmosfere.pl>
3. Gorham R.: Air pollution from ground transportation. United Nations 2002.
4. IoT 2020: Smart and secure IoT platform. IEC White Paper 2016.
5. Holdowsky J., Mahto M., Raynor M., Cotteleer M.: Inside the Internet of Things (IoT). Deloitte University Press 2015.
6. Sikora A.: Emisje do powietrza. Raport o oddziaływaniu przedsięwzięcia na środowisko. www.tluszcz.pl
7. Thorat S., Ashwini M., Kelshika A., Londhe S., Mamta S., Choudhary M.: IoT Based Smart Parking System using RFID. Int. J. of Comp. Eng. In Res. Trends, vol. 4. Iss. 1, pp. 9-12.
8. Chouhan S., Sandhya P.: Internet of things based car parking system. Asian J. of Pharmaceut.and Clinical Res. Spec. Iss. April 2017.

PARKING SYSTEM REDUCING GREENHOUSE GASES BASED ON IOT

Currently, parking of cars in the centers of the urban agglomeration has become a serious problem. The ever-increasing number of cars circulating in the cities to park the vehicle causes huge losses of fuel and thus the emission of greenhouse gases and pollutants increases. The prototype of the parking system proposed by the authors aims to reduce pollution by efficiently finding a parking space. The system uses RFID tags and Internet of Things technology. It has been developed for the needs of one of the local companies, whose customers must use various city car parks. Thanks to the information on the mobile device, the customer has the opportunity to drive to the car park without a long-lasting search for a place. The proposed prototype of the parking assist system assumes the monitoring of parking spaces and cars of the company's clients in such a way that the client, when already near the company, has information on the smartphone regarding the location of the parking space. The most important element of the system is the Microsoft Azure platform, which is a large, flexible platform for integrated services in a secure cloud. The cloud gives the opportunity to acquire, store and analyze data from many sources, which was the most important in the designed system. In addition, the cloud allows you to design a mobile application for the company's clients and supervise possible future payments. The system described has very large development and research possibilities. Only after a certain time of use will it be possible to assess which elements of the system should be improved. An important issue is the communication between all parts currently implemented to a large extent in a wireless way using RFID and WiFi (from the RaspberryPi module to the Azure platform). The implemented system supports drivers during the search for a parking space, which allows to save time, money and reduce emissions to the atmosphere, which was a priority for the company implementing the prototype system.

Keywords: Internet of Things, parking system, greenhouse gases, Raspberry Pi.

WŁAŚCIWOŚCI WIDMOWE ŹRÓDEŁ ŚWIATŁA TYPU SMART LED

Jacek KUSZNIER

Politechnika Białostocka, Wydział Elektryczny
e-mail: j.kusznier@pb.edu.pl

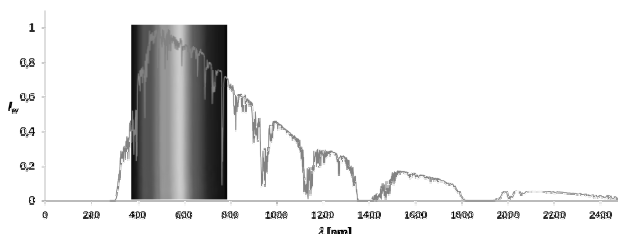
Streszczenie: Światło słoneczne docierające do powierzchni Ziemi charakteryzuje się w zależności od pory dnia dużą zmiennością co do charakteru widmowego jak również wywoływanego przez nie natężenia oświetlenia. Organizm ludzki jest przystosowany do takiego rytmu cyklicznych zmian i wykorzystuje je do regulacji cyklu aktywności dobowej. Na dostosowanie poziomu oświetlenia i widma do naturalnego cyklu dobowego organizmu pozwalają instalacje oświetleniowe wykorzystujące źródła światła typu smart. Spełnić takie wymagania mogą obecnie głównie źródła LED. Artykuł przedstawia wyniki pomiarów charakterystyk widmowych wybranych źródeł. Przedstawione wyniki badań pokazują w jaki sposób kształtują się charakterystyki lamp LED RGB oraz lamp LED wykorzystujących diody niebieskie z luminoforem.

Słowa kluczowe: technika świetlna, lampy LED, miernictwo promieniowania optycznego.

1. PROCES WIDZENIA

Fale elektromagnetyczne o długościach od 380 nm do 780 nm są rejestrowane za pośrednictwem zmysłu wzroku człowieka. Nazywamy je światłem. Jest ono niezbędne do pobudzenia receptorów na siatkówce oka. Światło jest konieczne do wykonywania większości czynności przez człowieka. Potwierdza to fakt, że więcej niż 80% informacji z otoczenia uzyskujemy za pośrednictwem zmysłu wzroku.

Zakres widzialny obejmuje tą część promieniowania słonecznego dla której na powierzchni Ziemi osiąga ono największą wartość (rys. 1). Fale o różnych długościach postrzegamy jako światło o barwach od fioletowej (to jest od 380 nm) do czerwonej (780 nm).



Rys. 1. Względna charakterystyka widmowa promieniowania słonecznego na powierzchni Ziemi (opracowane na podstawie [1, 2])

Percepcja światła jest możliwa dzięki temu, że na siatkówce oka znajduje się około 126 mln receptorów. 120 mln spośród nich to pręciki, które pozwalają jedynie na rejestrowanie jaskrawości. Maksimum ich czułości przypada

na fale o długości 507 nm. Tylko 6 mln receptorów stanowią natomiast czopki. Nie są one rozmieszczone równomiernie na całej powierzchni siatkówki, ale skupiają się głównie w dołku środkowym. Dodatkowo występują one w trzech rodzajach, z których każdy jest wrażliwy na nieco inny zakres widma promieniowania widzialnego.

Czopki S stanowią około 4% wszystkich i posiadają maksimum czułości przy fali o długości 420 nm. Odpowiada to barwie fioletowo-niebieskiej. Czopki M stanowią około 32% posiadają maksimum czułości przy 530 nm. Odpowiada to barwie zielonej. Czopki L stanowią 64% wszystkich, posiadają maksimum przy 560 nm i sięgają zakresem czułości widmowej najdalej w zakres fal czerwonych.

Umożliwia to nam postrzeganie barw. Powoduje to również konieczność mieszania strumieni świetlnych przynajmniej trzech barw (najczęściej czerwonej, zielonej i niebieskiej) w celu uzyskania wrażenia wzrokowego światła białego. Do pobudzenia czopków wymagana jest luminancja większa niż do pobudzenia pręcików. Jest to powodem sytuacji, że jedynie w procesie widzenia dziennego (fotopowego) jesteśmy w stanie postrzegać barwy. Czopki odpowiadają za tworzenie wrażeń wzrokowych przy luminancji w polu widzenia większej niż 3,5 cd/m².

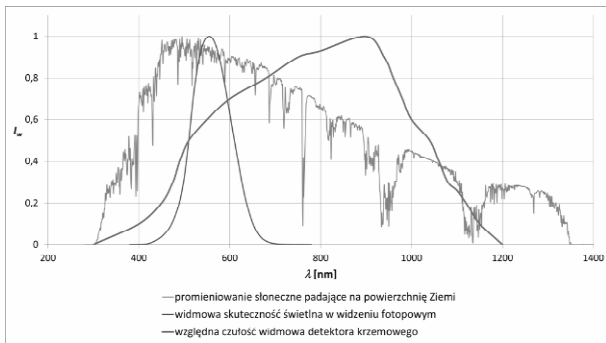
Jeżeli wartość obserwowanej luminancji jest mniejsza od 0,035 cd/m² pobudzone są jedynie pręciki. Taki rodzaj widzenia nie umożliwia rozróżniania barw i nazywamy go widzeniem nocnym (skotopowym).

W warunkach, gdy luminancja ma wartości z przedziału od 0,035 cd/m² do 3,5 cd/m² aktywne są zarówno czopki jak i pręciki. Taki sposób widzenia nazywamy zmierzchowym (mezopowym).

Krzywa względnej czułości widmowej widzenia dziennego $V(\lambda)$ stanowi wypadkową czułości wszystkich czopków i maksimum jej czułości przypada na 555 nm (rys. 2).

Promieniowanie, które daje efekt widzialny zawiera się więc jedynie w wąskim zakresie fal, które obejmuje krzywa $V(\lambda)$.

W celu przeprowadzenia poprawnie pomiarów wielkości świetlnych należy uwzględnić różnice pomiędzy krzywą względną skuteczności świetlnej przy widzeniu fotopowym i krzywą względną czułości użytego detektora. Korekcja widmowa może być przeprowadzona poprzez zastosowanie odpowiedniego zestawu filtrów korygujących w głowicy detektora lub na etapie przeliczania wyników pomiarów.



Rys. 2. Względne charakterystyki widmowe: promieniowania słonecznego na powierzchni Ziemi, widmowej skuteczności świetlnej w widzeniu fotopowym i czułości widmowej detektora krzemowego (opracowane na podstawie [1, 3, 4])

2. ZMIENNOŚĆ DOBOWA WIDMA ŚWIATŁA SŁONECZNEGO

Światło słoneczne docierające do powierzchni Ziemi charakteryzuje się w zależności od pory dnia dużą zmiennością co do charakteru widmowego jak również wywołwanego przez nie natężenia oświetlenia. Organizm ludzki jest przystosowany do takiego rytmu cyklicznych zmian i wykorzystuje je do regulacji aktywności dobowej. Wysoka ekspozycja w ciągu dnia na światło zawierające duży udział promieniowania niebieskiego powoduje, że jesteśmy gotowi do pracy. Światło białe o wysokiej temperaturze barwowej stymuluje fotoreceptory ipRGC. Są to receptory na siatkówce oka, których pobudzenie nie wywołuje wrażeń wzrokowych, ale wpływa na gospodarkę hormonalną organizmu. Pobudzanie ich wyzwała produkcję dopaminy, serotoniny, oraz kortyzolu, a ogranicza wydzielanie melatoniny.

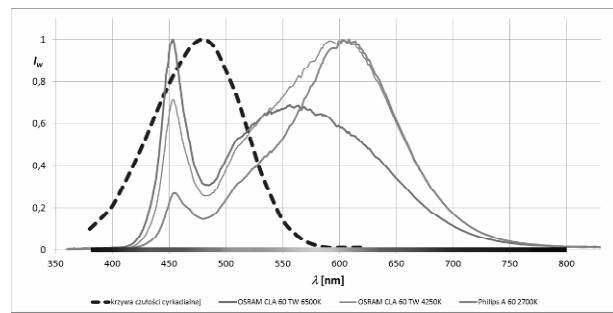
Jeszcze przed 100 latami większość czasu aktywności dziennej człowieka było związane ze światłem naturalnym. Obecnie prawie całą pracę wykonujemy przy oświetleniu elektrycznym. Większość czasu odpoczynku również spędzamy przy świetle sztucznym. Jego widmo zwykle jest niezmiennie w czasie i bardzo odbiega od widma światła słonecznego.

Ekspozycja w godzinach popołudniowych i wieczornych na takie światło, jakie w czasie dnia pomaga nam utrzymać wysoką aktywność powoduje zmniejszenie ilości wydzielanej melatoniny co może skutkować problemami ze snem i odpoczynkiem. Ponieważ obecnie nie jesteśmy w stanie uniknąć ekspozycji na światło sztuczne dla oceny jego potencjalnego oddziaływania na organizm powinniśmy poznać jego charakter widmowy. Za efekty cyrkadialne odpowiada głównie promieniowanie z zakresu od 380 nm do 600 nm. Najsilniejsze oddziaływanie obserwujemy dla fali o długości 460 nm. Jest to promieniowanie o barwie niebieskiej, w obszarze o niskiej czułości widmowej w widzeniu fotopowym. Nie postrzegamy więc w pełni tego promieniowania z siłą odpowiadającą jego oddziaływaniami na cykl cyrkadialny.

Diody LED, w szczególności o barwach chłodnych charakteryzują się wysoką emisją w zakresie omawianych fal (rys. 3). Należy więc ograniczyć korzystanie z tego typu źródeł światła w godzinach popołudniowych i wieczornych.

Na dostosowanie poziomu oświetlenia i widma do naturalnego cyklu aktywności dobowej organizmu pozwalają instalacje oświetleniowe wykorzystujące źródła światła typu smart. Do tej grupy zaliczamy źródła, które dają możliwość regulacji emitowanego strumienia świetlnego jak również

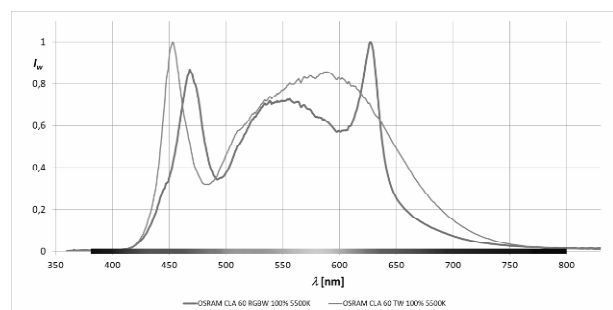
zmiany temperatury barwowej (charakteru widmowego). [6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14]



Rys. 3. Krzywa czułości cyrkadialnej oraz charakterystyki widmowe wybranych źródeł typu LED (opracowane na podstawie badań własnych oraz [5])

3. ŹRÓDŁA ŚWIATŁA TYPU SMART LED

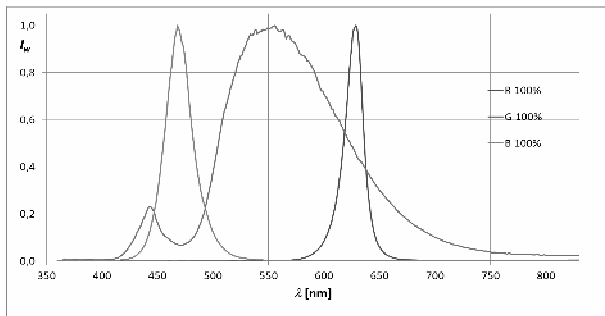
Źródłami światła, które mogą spełnić przedstawione w punkcie 2 wymagania są obecnie głównie źródła LED.



Rys. 4. Widmowa skuteczność świetlna w widzeniu fotopowym oraz charakterystyki widmowe źródeł typu LED o takiej samej wartości temperatury barwowej (opracowane na podstawie badań własnych oraz [3])

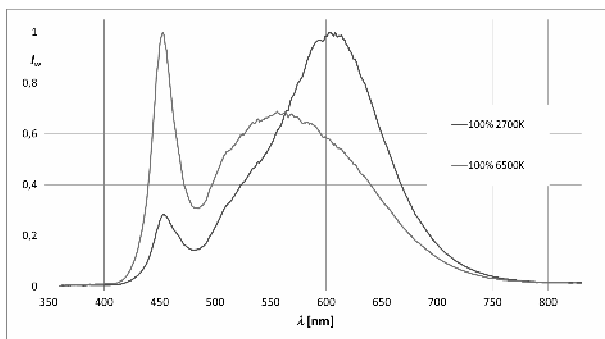
O wartości temperatury barwowej w największym stopniu decyduje udział promieniowania niebieskiego i czerwonego. Należy jednak podkreślić, że źródła charakteryzujące się taką samą temperaturą barwową i wskaźnikiem oddawania barw mają często różniące się w istotny sposób charakterystyki widmowe. Ich kształt zależy w największym stopniu od sposobu, w jaki jest uzyskiwane światło białe. (rys. 4)

W lampach typu RGB obserwujemy wyraźnie trzy lokalne maksima emisji dla barw: niebieskiej, zielonej i czerwonej. Pochodzą one od monochromatycznych diod LED, których strumienie świetlne są addytywnie mieszane w celu uzyskania światła o barwie białej. W celu lepszego odwzorowania barw oświetlanych przedmiotów (uzyskania wyższych wartości wskaźnika oddawania barw) dodawana jest zwykle dodatkowa biała dioda LED. Dioda biała charakteryzuje się większą szerokością widma w zakresie promieniowania emitowanego przez luminofor w porównaniu do szerokości widmowej diod monochromatycznych (czerwonej, zielonej i niebieskiej). Rysunek 5 przedstawia charakterystyki widmowe takiego źródła przy emisji strumienia świetlnego o barwie niebieskiej, zielonej i czerwonej. Przebieg wykresu o barwie zielonej wskazuje na zastosowanie luminoforu, który skutecznie poszerza widmo w zakresie promieniowania zielonego i pozwala na jego lepsze wypełnienie w całym zakresie widzialnym. Lampy takie oznaczamy RGBW.



Rys. 5. Charakterystyki widmowe źródła typu LED RGBW-OSRAM LIGHTIFY CLASSIC A 60 RGBW E27 (opracowane na podstawie badań własnych)

W drugim typie lamp LED światło białe jest uzyskiwane poprzez addytywne mieszanie promieniowania niebieskiego emitowanego przez złącze półprzewodnikowe z promieniowaniem emitowanym przez luminofor w zakresie większych długości fali. Wymieszanie światła niebieskiego (częściowo absorbowanego przez luminofor) z żółtym światłem luminoforu daje w efekcie światło białe. Na charakterystyce widmowej takich źródeł obserwujemy tylko dwa maksima: wąską linię o barwie niebieskiej i szeroką obejmującą promieniowanie od zielonego do czerwonego. O jakości odwzorowania barw decyduje w takim przypadku rodzaj zastosowanego luminoforu. W źródłach typu smart zastosowane są zwykle równocześnie diody LED o barwie ciepłobiałej i chłodnobiałej. Mieszanie emitowanych przez nie strumieni świetlnych pozwala na zmianę temperatury barwowej lampy. Rysunek 6 przedstawia charakterystyki widmowe takiego źródła przy emisji strumienia świetlnego o barwie ciepłej (2700 K) i chłodnej (6500K).



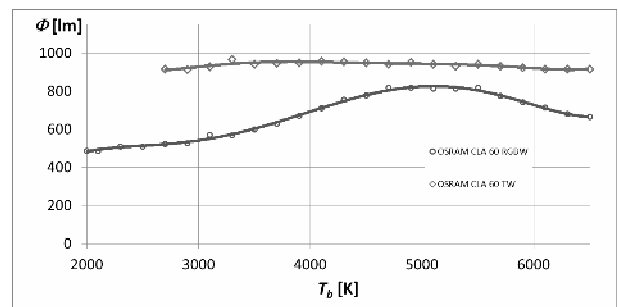
Rys. 6. Charakterystyki widmowe źródła typu LED-OSRAM LIGHTIFY CLASSIC A 60 TW E27 (opracowane na podstawie badań własnych)

4. WYNIKI POMIARÓW PARAMETRÓW ŹRÓDEŁ ŚWIATŁA TYPU SMART LED

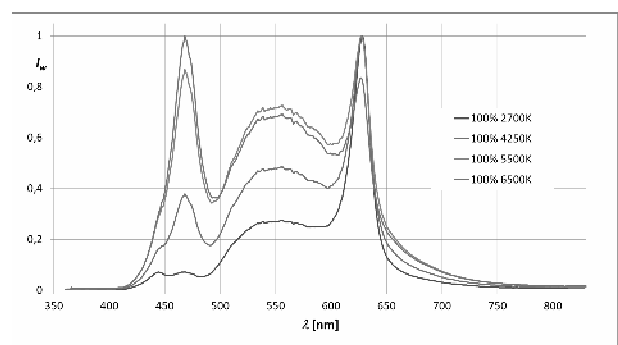
Badaniom zostały poddane źródła światła typu LED umożliwiające regulację zarówno wartości emitowanego strumienia świetlnego jak również temperatury barwowej. Do pomiarów został wykorzystany spektrometr StellarNet Blue-Wave UVIS-50.

Pierwszym z badanych źródeł była lampa OSRAM LIGHTIFY CLASSIC A 60 RGBW E27 w której światło o zadanym charakterze widmowym jest uzyskiwane poprzez mieszanie RGB uzupełnione światłem diody białej. Tego typu rozwiązanie pozwoliło na płynne regulowanie emitowanego strumienia świetlnego w zakresie od 0 do 100% oraz temperatury barwowej (T_b) od 2000 K do 6500 K. Skuteczność świetlna źródła sięgała wartości deklarowanej przez producenta i wynosiła 81 lm/W jedynie w zakresie T_b od 4700 K do 5500 K (rys. 7).

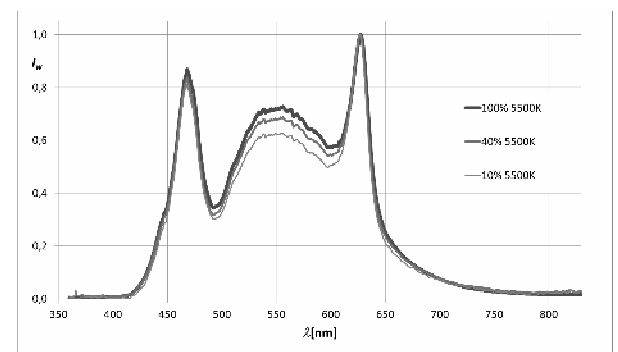
Zmiana zadanej T_b powodowała odpowiednie wysterowanie diod RGB oraz W i poprzez to zmianę charakteru widmowego emitowanego światła (rys. 8). Regulacja poziomu emitowanego strumienia świetlnego powodowała niewielkie zmiany przebiegu charakterystyki widmowej. Największe zmiany zostały zaobserwowane przy $T_b=5500$ K co zostało przedstawione na rysunku 9.



Rys. 7. Zależność strumienia świetlnego badanych źródeł smart LED od T_b (opracowane na podstawie badań własnych)

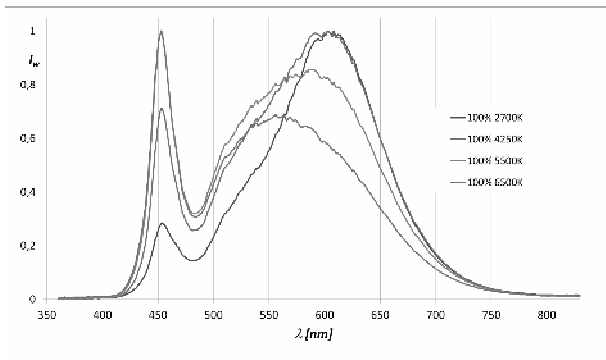


Rys. 8. Charakterystyki widmowe źródła typu LED RGBW-OSRAM LIGHTIFY CLASSIC A 60 RGBW E27 przy różnych T_b (opracowane na podstawie badań własnych)

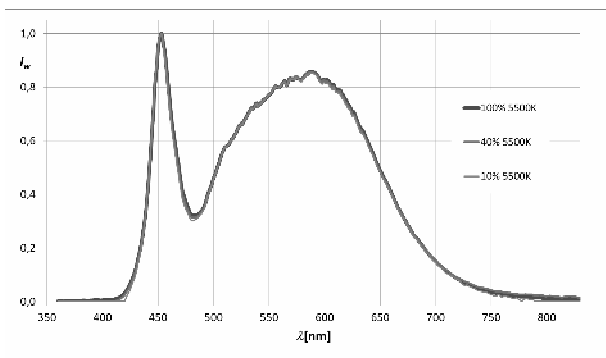


Rys. 9. Charakterystyki widmowe źródła typu LED RGBW-OSRAM LIGHTIFY CLASSIC A 60 RGBW E27 w zależności od wielkości emitowanego strumienia świetlnego (opracowane na podstawie badań własnych)

Drugim z badanych źródeł była lampa OSRAM LIGHTIFY CLASSIC A 60 TW E27. Zmiana temperatury barwowej tej lampy jest uzyskiwane poprzez odpowiednie mieszanie strumieni świetlnych zastosowanych diod LED typu CW (cold white) oraz WW (warm white). Pozwala to na płynną regulację emitowanego strumienia świetlnego w zakresie od 0 do 100% oraz T_b od 2700 K do 6500 K. Skuteczność świetlna źródła była większa od wartości deklarowanej przez producenta (85 lm/W) w całym zakresie regulacji i sięgała 101 lm/W (rys. 7). Zmiana zadanej T_b powodowała odpowiednie wysterowanie diod CW oraz WW i poprzez to zmianę charakteru widmowego emitowanego światła (rys. 10). Regulacja poziomu emitowanego strumienia świetlnego nie powodowała widocznych zmian przebiegu charakterystyki widmowej przy żadnej wartości T_b . Przykładowy przebieg przedstawiony został na rysunku 11.



Rys. 10. Charakterystyki widmowe źródła typu LED– OSRAM LIGHTIFY CLASSIC A 60 TW E27 przy różnych T_b (opracowane na podstawie badań własnych)



Rys. 11. Charakterystyki widmowe źródła typu LED– OSRAM LIGHTIFY CLASSIC A 60 TW E27 w zależności od wielkości emitowanego strumienia świetlnego (opracowane na podstawie badań własnych)

5. PODSUMOWANIE

Potrzeba określenia właściwości widmowych lamp LED i ich oddziaływania na organizm ludzki wymaga pomiarów ich charakterystyk widmowych, a nie określenia tylko wybranych wskaźników jak T_b oraz R_a . Na podstawie uzyskanych wyników należy stwierdzić, że źródła typu smart LED spełniają dobrze wymagania w zakresie dostosowania zarówno poziomu oświetlenia (wielkości emitowanego strumienia świetlnego) oraz dostosowania charakteru widmowego do naturalnego cyklu zmian światła słonecznego.

Praca została wykonana na Wydziale Elektrycznym Politechniki Białostockiej w ramach S/WE/3/2018

6. BIBLIOGRAFIA

1. American Society for Testing and Materials, ASTM G173-03 reference spectra (2013), <http://rredc.nrel.gov/solar/spectra/am1.5/ASTMG173/ASTMG173.html>.

2. Taylor A., Parkin I., Noor N., Tummeltshammer C., Brown M. S., Papakonstantinou I.: A bioinspired solution for spectrally selective thermochromic VO2 coated intelligent glazing; *Optics Express* Vol. 21, Issue S5, pp. A750-A764 (2013).
3. Żagan W.: Podstawy techniki świetlnej, Oficyna Wydawnicza Polit. Warszawskiej, Warszawa 2005.
4. <http://www.ee.co.za/article/integrating-sphere-data-sincere.html>.
5. Simunovic M. P.: On Seeing Yellow The Case for, and Against, Short-Wavelength Light–Absorbing Intraocular Lenses, *Arch Ophthalmol.* 2012; 130(7):919-926.
6. Fryc I., Jakubowski P., Kołacz K.: Analiza parametrów promieniowania optycznego kompaktowych lamp wyładowczych HID oraz modułów LED COB używanych do oświetlenia witryn sklepowych, *Przegląd Elektrotechniczny*, R. 93 NR 11/2017, s. 186-189.
7. Zawilska J. B., Czarnecka K.: Melanopsyna nowo odkryty chronobiologiczny receptor światła, *Postępy Biologii Komórki*, Tom 33 2006 NR 2 (229.246).
8. Turlej Z., Lisak E.: Czynnik hormonalny w oświetleniu wnętrza, *Prace Instytutu Elektrotechniki*, zeszyt 228, 2006.
9. Lucas R. J., Peirson S. N., Berson D. M., Brown T. M., Cooper H. M., Czeisler C. A., Figueiro M. G., Gamlin P. D., Lockley S. W., O'Hagan J. B., Price L. L. A., Provencio I., Skene DJ., Brainard G. C.: Measuring and using light in the melanopsin age, *Trends in Neurosciences* January 2014, Vol. 37, No. 1.
10. Wolska A., Sawicki D., Tomczuk K., Mazurek P.: Rozkład widmowy światła sztucznego a skuteczność hamowania wydzielania melatoniny, *Przegląd Elektrotechniczny*, R. 92 NR 9/2016, s. 186-190.
11. Jakubowski P.: Analiza porównawcza parametrów świetlnych źródeł LED oraz OLED w kontekście emisji promieniowania niebieskiego, *Polish Journal for Sustainable Development*, Tom 21 (2) 2017, s. 25-36.
12. Fryc I., Fryc J., Wąsowski K. A.: Rozważania o jakości oddawania barw źródeł światła, wyrażanej wskaźnikiem R_a (CRI), uwzględniające fizjologię widzenia oraz zagadnienia techniczno-prawne, *Przegląd Elektrotechniczny*, R. 92 NR 9/2016, s. 218-223.
13. Marzec S.: Zagrożenie promieniowaniem optycznym lamp LED, *Prace Instytutu Elektrotechniki*, zeszyt 268, 2015, s. 117-122.
14. Jakubowski P., Fryc I.: Metody pomiaru wielkości charakteryzujących promieniowanie optyczne czynne cyrkadialnie, *Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki PG*, Nr 54/2017, s. 105-108.

SPECTRAL PROPERTIES OF SMART LED LIGHT SOURCES

Sunlight reaching the Earth is characterized by a large variation in the spectral nature depending on the time of day, as well as the intensity of lighting caused by it. Human body is adapted to such a rhythm of cyclical changes and uses it to regulate the cycle of daily activities. Lighting installations which use smart light sources allow to adjust the level of illumination and spectrum to the natural daily cycle of the body. These requirements can now be met mainly by LED sources. The article presents the results of measurements of spectral characteristics of selected sources. Presented results show the characteristics of RGB LED lamps and LED lamps using blue diodes with phosphor.

Keywords: light technique, LED lamps, optical radiation measurements.

MINIMALIZACJA PRĄDÓW POWIERZCHNIOWYCH REZYSTORÓW TERAOMOWYCH W TRANSFERACH WYSOKICH REZYSTANCJI

Michał LISOWSKI¹, Bartłomiej KOCJAN², Krystian KRAWCZYK³

1. Politechnika Wrocławska, Wydział Techniczno-Przyrodniczy
tel.: 71 320 26 07 e-mail: michal.lisowski@pwr.edu.pl
2. Politechnika Wrocławska, Wydział Elektryczny, Katedra Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii
tel.: 71 320 21 97 e-mail: bartlomiej.kocjan@pwr.edu.pl
3. Politechnika Wrocławska, Wydział Elektryczny, Katedra Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii
tel.: 71 320 21 97 e-mail: krystian.krawczyk@pwr.edu.pl

Streszczenie: Jednym z wielu czynników wpływających na dokładność transferów teraomowych są prądy powierzchniowe rezystorów. W referacie przedstawiono metodykę badań wpływu tych prądów na mierzoną wartość rezystancji. Zamieszczono wyniki badań eksperymentalnych wykonanych na modelu fizycznym składającym się z dwóch 10 TΩ rezystorów w gałęzi głównej i dwóch 0,1 TΩ rezystorów w gałęzi pomocniczej.

Słowa kluczowe: Pomiary rezystancji teraomowych, prądy powierzchniowe rezystorów, transfery wysokich rezystancji.

1. WPROWADZENIE

Prace badawcze nad transferami dużych rezystancji rozpoczęto w Politechniki Wrocławskiej w 2008 r. Celem tych prac było stworzenie w Polsce systemu przekazywania jednostki rezystancji od wzorca pierwotnego QHR (Quantum Hall Resistance) do wzorców o wysokich rezystancjach, aż do 100 TΩ. Najpierw opracowano system jednościeżkowy [1]. System ten miał istotną niedogodność. Realizuje on przekazywanie jednostki z wzorca pierwotnego do wzorców świadków tylko jednym torem, którego dokładności nie można zweryfikować doświadczalnie. Dla weryfikacji wyników opracowano nową koncepcję systemu dwutorowego przekazywania wartości rezystancji [2]. W torze pierwszym w zakresie 10 kΩ - 100 TΩ wykorzystywane są transfery opracowane w ramach wcześniej opracowanego systemu jednościeżkowego [1], które zostały gruntownie zmodernizowane. W skład tego toru wchodzi dwa transfery z pojedynczą izolacją (10-100-1000) kΩ i (1-10-100) MΩ oraz trzy transfery z podwójną izolacją (0,1-1-10) GΩ, (10-100-1000) GΩ i (1-10-100) TΩ. Dla drugiego toru 100 kΩ - 10 TΩ opracowywano nowe transfery, jeden z pojedynczą izolacją (0,1-1-10) MΩ i trzy z podwójną izolacją (10-100-1000) MΩ, (1-10-100) GΩ i (0,1-1-10) TΩ.

Transfery rezystancji są właściwie wzorcami stosunku rezystancji. Klasyczne transfery z pojedynczą izolacją zbudowane są z 10 precyzyjnych rezystorów trwale połączonych szeregowo, ale przy pomocy odpowiednich zwór można zmienić konfigurację połączenia na równoległą i szeregowo-równoległą otrzymując rezystancję wypadkową

100 i 10 razy mniejszą w porównaniu z konfiguracją szeregową.

Głównym źródłem niedokładności transferów dużych rezystancji są prądy upływnościowe izolacji [3]. Dla ich zminimalizowania w transferach złożonych z rezystorów 1 GΩ i większych stosuje się podwójną izolację. Transfery te oprócz gałęzi głównej mają gałęź pomocniczą złożoną również z 10 rezystorów o takich samych wartościach nominalnych jak rezystory gałęzi głównej lub 100-krotnie mniejszych.

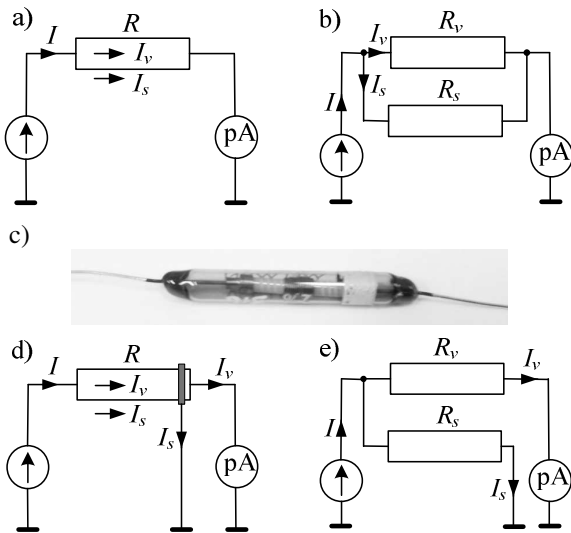
W transferach złożonych z rezystorów teraomowych pojawia się problem prądów powierzchniowych rezystorów, które mogą zmieniać swoją wartość pod wpływem wilgotności i zanieczyszczeń, a zatem powodować zmianę rezystancji rezystorów i w konsekwencji wpływać na dokładność transferu. Ten problem nie jest opisany w literaturze i autorzy podjęli trud jego zbadania. W tej publikacji przedstawiono wstępne wyniki badań tego zagadnienia.

2. PRĄD REZYSTORA WYSOKOOMOWEGO

Prąd I płynący przez rezystor wysokoomowy R składa się z dwóch składowych: prądu skośnego I_V i prądu powierzchniowego I_S (rys. 1) [4]. Udział prądu I_S w prądzie I zależy od rodzaju materiału osłonowego rezystora, stanu powierzchni osłony rezystora, zanieczyszczeń na niej zgromadzonych i jej wilgotności. Im większa jest wartość rezystancji R , tym większy jest udział prądu I_S .

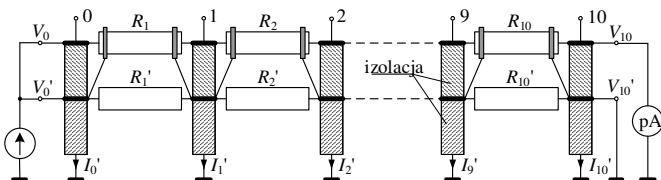
Rezystor rzeczywisty możemy rozpatrywać jako połączenie równoległe dwóch rezystorów (rys. 1b), jednego o rezystancji skośnej R_v , który reprezentuje idealny rezystor, i drugiego o rezystancji R_s , który reprezentuje rezystancję powierzchniową. Rezystancja wypadkowa R rezystorów teraomowych może zatem różnić się od rezystancji skośnej R_v , a to może mieć istotne znaczenie dla dokładności transferów najwyższej dokładności. Wartość rezystancji powierzchniowej jest niestabilna, zmienia się w trakcie pomiarów wskutek odparowywania wilgoci i przemieszczania drobin zanieczyszczeń. Powoduje to zmiany rezystancji wypadkowej, co objawia się dodatkową niepewnością wyników pomiarów rezystancji przy użyciu

transferu. W celu zminimalizowania tego zjawiska rezystor wysokoomowy umieszcza się w hermetycznie zamkniętej osłonie szklanej wypełnionej azotem, a na osłonie, z jednej strony w pobliżu końcówki, nanosi się ochronny przewodzący pasek (rys. 1c), który łączy się z masą (rys. 1d). Jeżeli potencjał końcówki rezystora, w pobliżu ochronnego paska, jest równy potencjałowi masy, to prąd powierzchniowy I_s jest zwierany do masy, a prąd płynący przez miernik prądu (pikoamperomierz) zawiera tylko składową skrośną I_v (rys. 1e).



Rys. 1. Sposób eliminacji prądu powierzchniowego: a) rezystor wysokoomowy R w układzie pomiarowym, b) jego model zastępczy, c) rezystor wysokoomowy w szklanej osłonie z naniesioną elektrodą ochronną, d) schemat układu z elektrodą ochronną, e) schemat zastępczy układu z eliminacją prądu powierzchniowego

Pozostaje pytanie, czy można wyeliminować prąd powierzchniowy rezystorów w transferze wysokoomowym. Daje się to zrobić w transferach z podwójną izolacją, które mają dwie gałęzie: główną i ochronną, przy czym ta druga służy do minimalizacji prądów upływnościowych izolacji [3]. Na osłonach rezystorów wysokoomowych nanosi się ochronne paski przewodzące w pobliżu każdej końcówki rezystora. Paski te łączy się z odpowiednimi końcówkami rezystorów gałęzi ochronnej, które mają potencjał taki sam jak sąsiadujące końcówki rezystorów gałęzi głównej (rys. 2).



Rys. 2. Idea eliminacji prądów powierzchniowych w transferze rezystancji z układem podwójnej izolacji

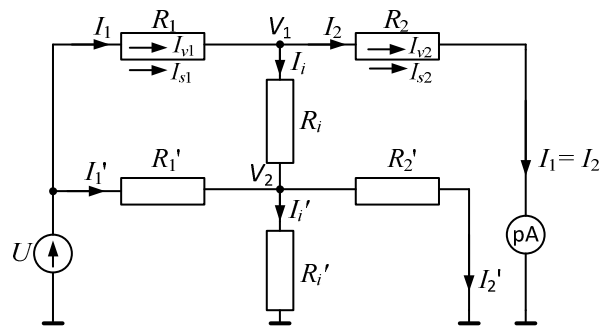
3. BADANIE SKUTECZNOŚCI ELIMINACJI PRĄDÓW POWIERZCHNIOWYCH

3.1. Metodyka badań

Przed zastosowaniem opisanego sposobu eliminacji prądów powierzchniowych rezystorów wysokoomowych w transferach teraomowych, przedstawionego na rysunku 2, dokonano badań wstępnych w układzie składającym się

z dwóch rezystorów $10\text{ T}\Omega$ w gałęzi głównej i dwóch rezystorów $0,1\text{ T}\Omega$ w gałęzi ochronnej.

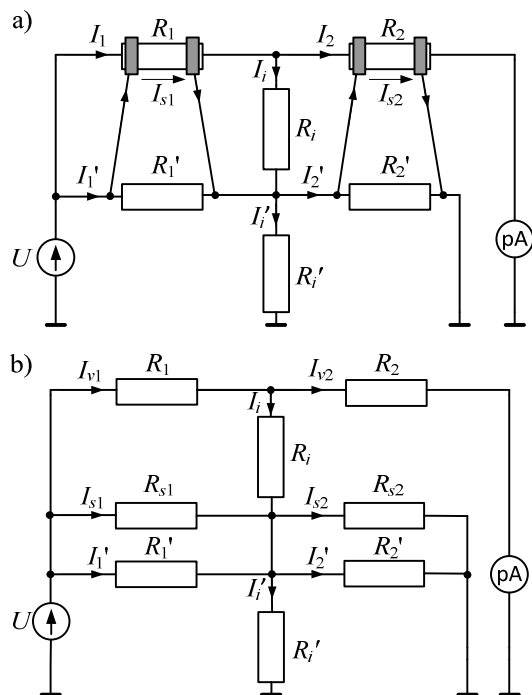
Najpierw dokonano pomiarów bez eliminacji prądów powierzchniowych (rys. 3).



Rys. 3. Układ pomiarowy z podłączoną do źródła napięcia gałęzią ochronną

W układzie przedstawionym na rysunku 3 potencjał $V_1 = V_2$, w związku z czym prąd upływności izolacji $I_i = 0$ i prąd $I_1 = I_2$, ale prąd mierzony przez pikoamperomierz pA jest sumą prądów skrośnych I_v i powierzchniowych I_s .

W dalszych badaniach, w celu eliminacji prądów powierzchniowych I_{s1} i I_{s2} , na szklane osłony rezystorów z obu stron naniesiono wąskie 5 mm elektrody ochronne i podłączono je do wyprowadzeń rezystorów gałęzi ochronnej (rys. 4 a).

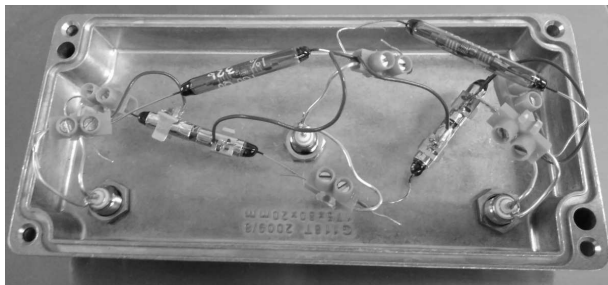


Rys. 4. Schemat układu z elektrodami ochronnymi naniesionymi na rezystory główne (a) i jego schemat zastępczy (b)

W tym rozwiązaniu rezystancje powierzchniowe R_{s1} i R_{s2} bocznikują rezystory R_1 i R_2 gałęzi ochronnej (rys. 4b). Przez pikoamperomierz płynie tylko prąd skrośny $I_{v2} = I_{v1}$. Zatem mierzona w tym układzie rezystancja powinna być nieco większa niż w układzie bez eliminacji prądów powierzchniowych (rys. 3).

Zastosowanie gałęzi ochronnej w transferze wysokich rezystancji znacznie zwiększa czas ustalania wskazań podczas pomiaru rezystancji. Zauważono, że dla układu z elektrodami ochronnymi czas ustalenia się wskazań jest

nieco krótszy. Początkowo do badań użyto wąskich, o szerokości 5 mm, elektrod ochronnych. Następnie postanowiono zbadać, czy zastosowanie szerokich elektrod wpłynie na zmianę czasu ustalania się wartości rezystancji. Biorąc to pod uwagę, w następnym kroku naniesiono na szklaną osłonę szerokie elektrody w taki sposób, aby szczelina między elektrodami wynosiła 3 mm (rys. 5). Układ z tak zbudowanymi elektrodami poddano badaniom.

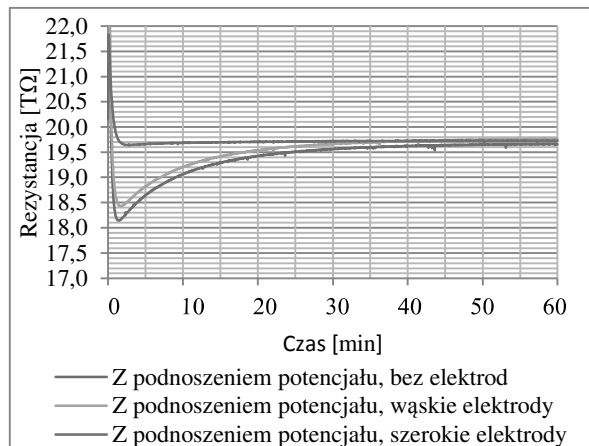


Rys. 5. Widok rzeczywistego układu pomiarowego z naniesionymi szerokimi elektrodami na rezystorach gałęzi głównej

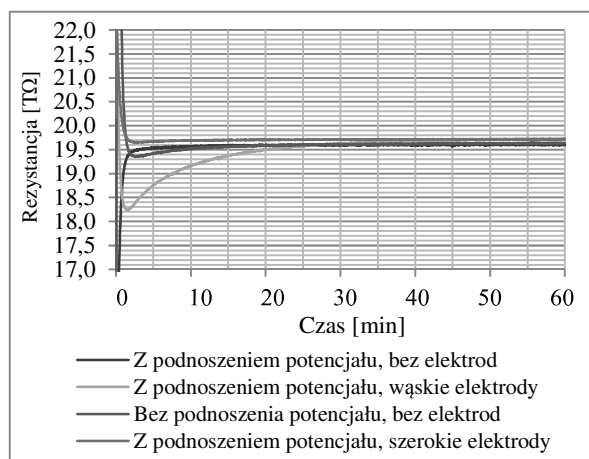
3.2. Wyniki badań

Badanie modelu układu pomiarowego przedstawiono na rysunku 5 wykonano w komorze klimatycznej ESPEC (PL-1KPH), w której utrzymywano stałą temperaturę 23 °C i wilgotność względną 40%, 55%, 70% i 85%. Pomiary rezystancji wykonano w funkcji czasu elektrometrem firmy Keithley model 6517B przy skokowym włączeniu napięcia stałego 100 V. Przykładowe przebiegi zmian rezystancji w funkcji czasu przedstawiono na rysunkach 6-7, a końcowe wyniki pomiarów podano w tabeli 1.

W tabeli tej podano również czasy ustalania się wartości rezystancji od chwili włączenia napięcia, który tu przyjęto jako czas po którym wartość rezystancji różni się od wartości faktycznie ustalonej o nie więcej niż 0,1%. O ile elektrody wąskie nie mają istotnego znaczenia na czas ustalania się wskazań, to przy szerokich elektrodach jest on znacznie krótszy, zwłaszcza przy niższych wilgotnościach.



Rys. 6. Przebiegi zmian rezystancji po włączeniu zasilania w funkcji czasu w temperaturze 23°C i wilgotności 40%



Rys. 7. Przebiegi zmian rezystancji po włączeniu zasilania w funkcji czasu w temperaturze 23°C i wilgotności 70%

W tabeli 1 podano również względne różnice rezystancji mierzonej w układzie z elektrodami ochronnymi (rys. 4 i 5) w porównaniu z rezystancją mierzoną w układzie bez tych elektrod (rys. 3). Mają one wartości od 0,32% do 0,85%.

Tabela 1. Wyniki pomiarów rezystancji R i czasu ustalania się wartości rezystancji

Rodzaj elektrod na rezystorze (układ pomiarowy)	Wilgotność [%]	Wartość rezystancji ustalonej gałęzi głównej [Ω]	Niepewność typu A wartości ustalonej [Ω]	Czas ustalania się wartości rezystancji [min]	Względna różnica rezystancji w odniesieniu do układu bez elektrod [%]
Brak (rys. 3)	40	19,6608	0,0004	47	-
Wąskie (rys.4)		19,7608	0,0005	48	-0,51
Szerokie (rys. 5)		19,7236	0,0003	18	-0,32
Brak (rys. 3)	55	19,6381	0,0008	54	-
Wąskie (rys.4)		19,6211	0,0007	49	-0,85
Szerokie (rys. 5)		19,7902	0,0005	17	-0,62
Brak (rys. 3)	70	19,7428	0,0003	19	-
Wąskie (rys.4)		19,6358	0,0004	45	-0,59
Szerokie (rys. 5)		19,6025	0,0008	12	-0,58

Tabela 2. Wpływ wilgotności na względne zmiany rezystancji

Wilgotność względna [%]	Względne zmiany rezystancji spowodowane zmianą wilgotności [%]		
	Typ elektrod na rezystorze		
	brak	wąskie	szerokie
40	-	-	-
55	-0,12	-0,71	0,34
70	-0,42	-0,63	-0,61

Istotna jest odpowiedź na pytanie: czy zastosowanie elektrod ochronnych eliminuje wpływ wilgotności na zmiany mierzonej rezystancji. Dla uzyskania tej informacji na podstawie wyników zestawionych w tabeli 1 obliczono względne zmiany rezystancji spowodowane zmianą wilgotności otaczającego powietrza w odniesieniu do wartości rezystancji, gdy wilgotność w komorze pomiarowej wynosiła 40%, a otrzymane rezultaty zestawiono w tabeli 2. Ku zaskoczeniu zastosowanie elektrod ochronnych nie zmniejszyło tych różnic, a wręcz przeciwnie je zwiększyło.

Badania przeprowadzono również przy wilgotności 85 %, ale nie uzyskano satysfakcjonujących wyników które można poddać analizie. Tak duża wilgotność powoduje znaczącą upływność izolacji. Stosunkowo duże prądy upływnościowe, w porównaniu z prądem płynącym przez rezystory gałęzi głównej, są źródłem dużych błędów powodujących wzrost wartości mierzonej rezystancji nawet o 40 %.

4. WNIOSKI

Aktualnie autorzy opracowują wysokoomowe transfery rezystancji przeznaczone do wzorcowania wtórnych wzorców rezystancji o najwyższych dokładnościach (wzorców świadków) w zakresie od 100 k Ω do 100 T Ω w odniesieniu do wzorca pierwotnego rezystancji QHR. Dlatego w badaniach dużą wagę poświęca się badaniom

czynników wpływających na dokładność opracowywanych transferów rezystancji.

Z zaprezentowanych wyników badań nie można wyciągnąć jednoznacznych wniosków, że zastosowanie elektrod ochronnych uniezależnia wyniki pomiarów od wpływu wilgotności powietrza otaczającego rezystory transferu. Transfery rezystancji nie powinny być użytkowane w warunkach dużej wilgotności. Dlatego zbudowane transfery rezystancji mają konstrukcję hermetyczną, w której utrzymywana jest mała wilgotność poniżej 40% poprzez umieszczenie w ich obudowach pochłaniacza wilgotności (silikażelu).

5. BIBLIOGRAFIA

1. Lisowski M., Krawczyk K.: "Resistance scaling from 10 k Ω up to 100 T Ω with new designs of Hamon transfer devices". IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement vol. 62 (2013), no. 6, p. 1749 – 1754.
2. Lisowski M., Krawczyk K., Kocjan B., „Koncepcja dwutorowego system przekazywania jednostki rezystancji od wzorca pierwotnego QHR do wzorców do 100 T Ω ". Pomiary Automatyka Kontrola vol. 58 (21012) nr. 9, s. 779-781.
3. Kocjan B., Krawczyk K., Lisowski M.: „Simulations analysis of the influence of leakage resistance on (1-10-100) T Ω guarded resistance transfer devices accuracy”, Measurement, vol. 93 (2016), pp. 13-20.
4. Lisowski M., Krawczyk K.: Prototypowe wysokoomowe transfery Hamona, Materiały Sympozjum: Elektryczne Pomiary Dokładne EPD'2010, Politechnika Śląska, Ustroń 2010.

Praca sfinansowana z funduszy statutowych Katedry Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii Politechniki Wrocławskiej.

MINIMIZATION OF RESISTORS SURFACE CURRENTS OF THE TERAOHM RESISTANCE GUARDED TRANSFER DEVICES

One of the factor that influence accuracy of high value resistors measurements is presence of surface currents. In the paper the influence of resistors surface currents on high value resistors resistance is discussed. The results of research over minimization of surface currents by applying conductive protective electrode on high value resistors are presented. Also the way of minimization of surface currents in the guarded resistance transfer devices are presented. Moreover, the way of changing resistance settling times are presented.

Keywords: Teraohm resistance measurements, high resistance transfer devices, surface currents of resistors.

CZY LICZNIKI ENERGII ELEKTRYCZNEJ MIERZĄ POPRAWNIE?

Romuald MAŚNICKI

Akademia Morska w Gdyni

tel.: 58 5586 440

e-mail: romas@am.gdynia.pl

Streszczenie: W odczuciu wielu ludzi, od pewnego czasu wzrosły rachunki za energię elektryczną. Przyczyn tego wzrostu dopatruje się w coraz powszechniejszym stosowaniu statycznych liczników energii w miejsce liczników indukcyjnych. Duży oddźwięk spowodowały artykuły naukowe, opublikowane w ubiegłym roku, w których autorzy otwarcie stawiają tezę, że liczniki statyczne nie działają prawidłowo w niektórych warunkach obciążenia. Szczególnie niekorzystne wyniki uzyskano podczas badań liczników w instalacjach z nowoczesnymi żarówkami energooszczędnymi. W referacie przedstawiono analizę wewnętrznej budowy typowych liczników statycznych, zawarto kilka uwag na temat właściwości wybranych żarówek energooszczędnych, jak również przekładników prądowych, cewek Rogowskiego i przetworników hallotronowych, stosowanych do pomiaru prądu obciążenia. Przedstawiono konfigurację systemu pomiarowego oraz wyniki wstępnych badań kilka rodzajów liczników energii elektrycznej.

Słowa kluczowe: liczniki energii elektrycznej, obciążenia nieliniowe, układy pomiarowe energii, dokładność licznika energii.

1. WSTĘP

W dyskusjach dotyczących zagadnień związanych z energią elektryczną wyrażane są często indywidualne odczucia odnośnie zwiększonych opłat za jej użytkowanie. Dodatkowym impulsem do rozpowszechnienia takich opinii stała się seria artykułów zawierających wyniki testów statycznych liczników energii elektrycznej [1,2]. Autorzy referatów pokazują, że mierniki te przy pewnych warunkach obciążenia nie działają prawidłowo, a ich wskazania w drastycznych sytuacjach są bardzo niekorzystne dla użytkowników energii elektrycznej, daleko wykraczające poza ich deklarowaną dokładność - nawet niemal o 600 %. Szczególnie niepomyślne wskazania niektórych liczników uzyskano dla obciążeń nieliniowych w postaci zestawów żarówek diodowych (ang. Light Emitting Diode, *LED*) oraz świetlówek kompaktowych (ang. Compact Fluorescent Lamp, *CFL*), zwłaszcza użytkowanych w połączeniu z dodatkowo stosowanymi elektronicznymi regulatorami oświetlenia - ściemniaczami. Nie ujawniono typów badanych liczników ani nie analizowano ich budowy.

Dokumenty normalizacyjne [3,4], według których wzorcowane są liczniki energii elektrycznej, w ograniczonym zakresie uwzględniają rzeczywiste warunki użytkowania tych liczników.

Artykuł zawiera uwagi dotyczące funkcjonowania liczników energii, w tym analizę warunków pomiarowych oraz konfigurację przyrządów. Jest próbą wskazania

przyczyn "niedokładnych odczytów". W artykule zamieszczono również wyniki wstępnych badań liczników energii elektrycznej, o znanych strukturach, różnych typów i różnych producentów.

2. WŁAŚCIWOŚCI LICZNIKÓW ENERGII ELEKTRYCZNEJ

2.1. Liczniki indukcyjne

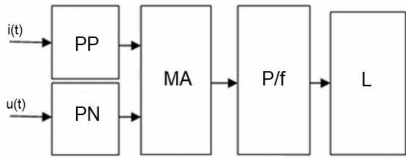
Tradycyjne, elektromechaniczne liczniki energii elektrycznej, w tym najczęściej stosowane liczniki indukcyjne (*LIND*) [5], są wycofywane z użytkowania. Z punktu widzenia dystrybutorów energii poważnym problemem jest podatność tego typu liczników na manipulację, a także stosunkowo wysoki poziom nieczułości, tj. duża wartość prądu, który aktywuje mechanizm licznika. Z uwagi na wąskie pasmo *LIND*, wpływ harmonicznych szybko maleje wraz ze wzrostem ich częstotliwości. Wpływ harmonicznych na funkcjonowanie *LIND* można podsumować następująco [6]:

- harmoniczne 2. i 4. powodują pojawienie się dodatkowych sił napędowych oddziaływujących na tarczę licznika,
- harmoniczne 3. i 5. wywołują nieznaczne siły hamujące,
- *LIND* rejestruje energię czynną przenoszoną przez 2. i 4. harmoniczną, zaś wpływ harmonicznych 3. i 5. jest praktycznie pomijalny.

2.2. Liczniki statyczne

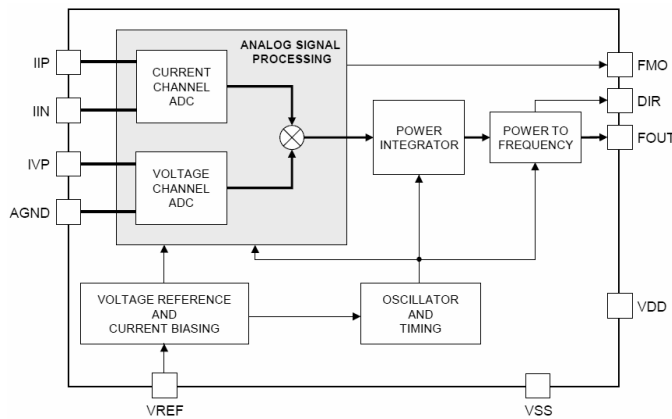
Statyczne liczniki energii (*SLE*) projektowano w technologii analogowej oraz jako przyrządy cyfrowe. W analogowym *SLE* (rys. 1) wykorzystuje się mnożnik analogowy (*MA*), np. AD633 (Analog Devices), za pośrednictwem którego wyznaczana jest moc chwilowa na podstawie wartości chwilowych napięcia i prądu. Wartości mocy konwertowane są, w układzie *Pff*, na impulsy o częstotliwości proporcjonalnej do tej mocy, zliczane w układzie licznika *L*. Ze względu na silną zależność charakterystyk przetwarzania tego rodzaju liczników od czynników zewnętrznych, zwłaszcza od temperatury, jak i niestabilność czasową, ich właściwości użytkowe okazały się nie lepsze od właściwości *LIND*. Analogowe wersje *SLE* są praktycznie niedostępne na rynku.

W cyfrowych *SLE*, w których wykorzystywane są techniki cyfrowego przetwarzania sygnałów (ang. Digital Signal Processing, *DSP*), układowe przetwarzanie sygnałów jest zastępowane przez operacje przetwarzania danych cyfrowych.



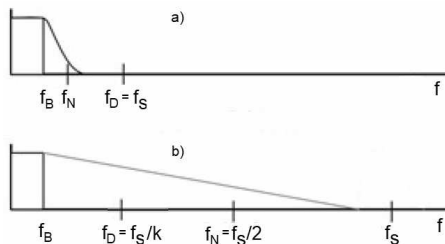
Rys. 1. Bloki funkcjonalne analogowego SLE [7]: PP – przetwornik prądu; PN – przetwornik napięcia; MA – mnożnik analogowy; P/f – przetwornik mocy na częstotliwość; L – licznik/indykator

Przekształcanie sygnałów wejściowych na postać cyfrową jest realizowane z wykorzystaniem wbudowanych przetworników analogowo-cyfrowych (ang. Analog-to-Digital Converter, ADC). W układach SLE najczęściej stosowane są przetworniki typu $\Sigma\Delta$. Typową konfigurację wewnętrzną układów scalonych (ang. Integrated Circuit, IC) stosowanych w SLE, wykorzystywanych w instalacjach jednofazowych, pokazano na rysunku 2 na przykładzie układu SA9602H (Sames) [8].



Rys. 2. Bloki funkcjonalne układu SA9602 [8]: IIP, IIN – wejście sygnału z PP; IVP, AGND – wejście sygnału z PN

Układ zawiera wszystkie niezbędne bloki funkcjonalne, w tym dwa nadpróbkujące przetworniki ADC, połączone z wyjściami przetworników napięcia (PN) i prądu (PP), bloki wyznaczania mocy i jej konwersji na impulsy. W danych technicznych IC producent nie określa wartości częstotliwości próbkowania (ang. Sampling Frequency, f_s) ani częstotliwości przetwarzania danych (ang. Output-Data Rate, f_D), przy czym: $f_s = k \cdot f_D$, $f_N = f_s/2$ oraz $f_D \geq 2 \cdot f_B$, gdzie: k – współczynnik decymacji, f_N – częstotliwość Nyquista, f_B – częstotliwość graniczna przetwarzanego sygnału. Relacje pomiędzy poszczególnymi częstotliwościami, dla klasycznego ADC, jak i ADC typu $\Sigma\Delta$, przedstawiono na rysunku 3.

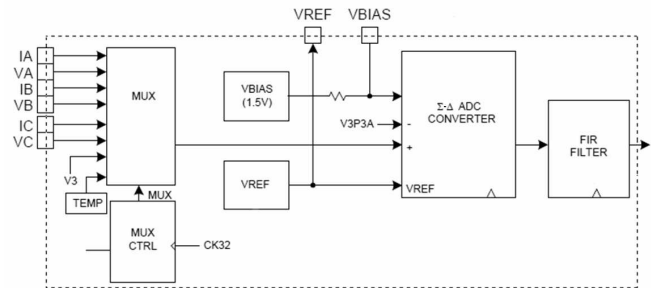


Rys. 3. Pasmo przenoszenia przetwornika ADC: a) przetwornik Nyquista (klasyczny), b) przetwornik nadpróbkujący

Decymacja, realizowana w przetwornikach $\Sigma\Delta$ z wykorzystaniem filtrów cyfrowych, umożliwia istotne

zmniejszenie szumu kwantyzacji, jednakże nie eliminuje obecności wyższych harmonicznych, o ile nie zostały one usunięte z sygnału za pośrednictwem układowego filtra antyaliasingowego (ang. Anti-Aliasing Filter, AAF), przed przetwarzaniem tego sygnału w ADC.

W IC typu 71M6513 (Teridian) (rys. 4) [9], stosowanym w 1- i 3-fazowych licznikach energii, który zawiera tylko jeden przetwornik ADC typu $\Sigma\Delta$ oraz multiplekser sygnałów wejściowych, próbki wszystkich sygnałów są pobierane z szybkością $f_D = 2520,6$ S/s.

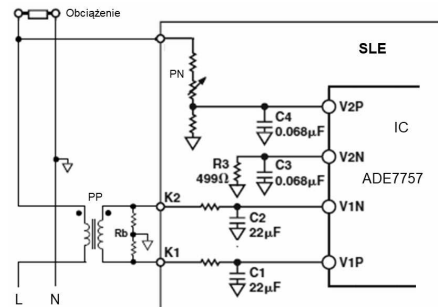


Rys. 4. Bloki funkcjonalne układu 71M6513 [9]: IA, IB, IC – wejścia sygnałów z PP; VA, VB, VC – wejścia sygnałów z PN; MUX – multiplekser analogowy

2.3. Układy peryferyjne IC w SLE

Typową konfigurację obwodów peryferyjnych IC w SLE pokazano na rysunku 5. Układ typu ADE7757 (Analog Devices) [10] zawiera dwa wbudowane ADC. Są to 16-bitowe przetworniki $\Sigma\Delta$ o częstotliwości próbkowania $f_s = 450$ kHz. Obwody RC, łączące wyjścia PP i PN z wejściami ADC, tworzą filtry dolnoprzepustowe (FDP) pierwszego rzędu. W takich prostych strukturach układowych obwodów wejściowych IC realizowane są funkcje filtrów AAF. Sygnały wejściowe IC mogą zawierać, obok składowych podstawowych, także ich harmoniczne.

Jak pokazano na rysunku 5, napięcie sieciowe jest doprowadzane do wejścia SLE z wykorzystaniem modyfikatora rezystancyjnego obwodu napięcia (DN). Pomiary prądu obciążenia są zwykle realizowane za pomocą PP, takich jak przekładniki prądowe (ang. Current Transformer, CT), czujniki Halla, znane pod nazwą handlową LEM (fr. Liaisons Electroniques-Mécaniques, LEM) i cewki Rogowskiego.



Rys. 5. Typowe konfiguracje obwodów peryferyjnych IC stosowanych w SLE [10]

Przekładniki prądowe CT są przetwornikami służącymi do liniowego obniżenia wartości prądu obciążenia do poziomu kompatybilnego z oprzyrządowaniem pomiarowym. Za pośrednictwem rezystora R_b (bocznik) prąd wyjściowy CT jest przetwarzany na napięcie. Szerokość pasma typowego CT przekracza 150 kHz [11].

W czujnikach Halla [12] wykorzystywane jest zjawisko, w którym półprzewodnik zasilany stałym prądem, umieszczony prostopadle do pola magnetycznego, generuje napięcie o wartości zależnej od natężenia tego pola. Pasma tych czujników zwykle nie przekracza 200 kHz.

Napięcie indukowane w cewce Rogowskiego [13] jest proporcjonalne do szybkości zmiany prądu w przewodniku umieszczonym wewnątrz zamkniętej pętli cewki. Przetwornik Rogowskiego, obok cewki, zawiera układ integratora współpracujący z FDP. Różne typy przetworników Rogowskiego umożliwiają pomiar prądów zawierających składowe częstotliwości od 0,1 Hz do kilku MHz. Dokładność pomiaru cewką Rogowskiego w dużej mierze zależy od tego, czy integrator poprawnie odtwarza sygnał prądowy.

Stosowanie pasywnych układów AAF może skutkować tym, że przy występowaniu harmonicznych o wysokich częstotliwościach, dla częstotliwości przetwarzania ADC, stosowanych w niektórych SLE, warunek Nyquista-Shannona może nie być spełniony. Jeśli w sygnale podawanym na wejście ADC znajdują się składowe o częstotliwościach przekraczających $f_D/2$, wystąpi zjawisko aliasingu.

3. NIELINIOWE OBCIĄŻENIA W SIECI

Nowoczesne źródła światła, zarówno lampy LED, jak i świetlówki CFL, są wyposażone w przetworniki energoelektroniczne, które pobierają z sieci odkształcony prąd. Mogą one powodować generowanie składowych prądu o częstotliwościach przekraczających 1 MHz, znacznie powyżej 40-tej harmonicznej, która jest uwzględniona w normie IEC 61000-3-2. W całkowitym prądzie pobieranym przez CFL ponad 50% to prądy bierne i harmoniczne. Również ponad 50% prądu LED może stanowić prąd składowych harmonicznych.

4. WSTĘPNE BADANIA ZESTAWU LICZNIKÓW ENERGII

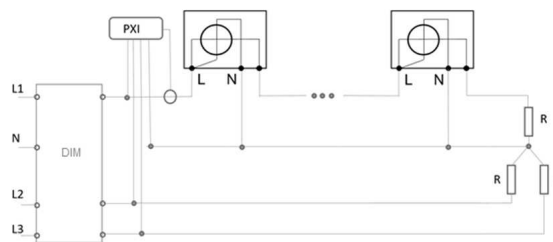
Wstępne badania obejmowały zestaw liczników różnych producentów, wykorzystywanych do pomiaru energii w obwodach jednofazowych. Ich listę zamieszczono w tabelicy 1. Badania przeprowadzono w dwóch konfiguracjach układowych, KONF1 i KONF2, pokazanych odpowiednio na rysunkach 6 i 8. 3-fazowy ściemniacz DIM dużej mocy wprowadzał deformacje sygnałów sieciowych dostarczonych do 3-fazowego obciążenia rezystancyjnego R. Testowane liczniki energii połączono szeregowo z obciążeniem.

Tabela 1. Zestawienie danych przyrządów

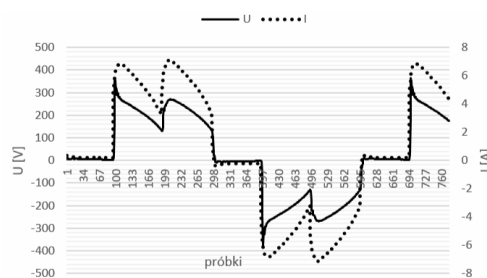
Typ licznika	Budowa	IC	Przetwornik prądu
4A52d	LIND	-	-
LAP	SLE	SA9602H	CT
L1F	SLE	SA9602H	CT
LABM	SLE	71M6513	CT
N10	Analizator parametrów sieci	DSP	bocznik

Jako system gromadzenia danych wykorzystano platformę National Instruments PXI, realizującą pobieranie

próbek z szybkością 30 kS/s, wyposażoną w dzielniki napięcia w obwodach napięciowych i przetwornik Rogowskiego do pomiaru prądu, współpracujące z filtrami FDP, nastrojonymi na 10 kHz. Przykładowe przebiegi dla obu konfiguracji testowych pokazano na rysunkach 7 i 9.

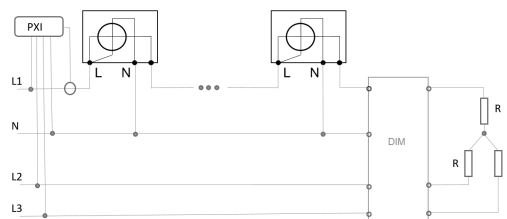


Rys. 6. Konfiguracja KONF1 układu pomiarowego

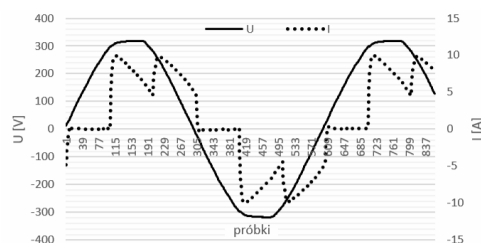


Rys. 7. Przykładowe przebiegi uzyskane w układzie KONF1

Testy prowadzono przy znamionowym, 3-fazowym napięciu sieciowym, zasilającym DIM. Regulowane obciążenie rezystancyjne zostało nastawione na ok. 35 Ω, więc prąd fazowy dla napięcia nieodkształconego wynosił ponad 6 A. Licznik indukcyjny LIND (tabela 1) był miernikiem referencyjnym. Wybrane wartości odchyłeń (względnych) odczytów pozostałych liczników od wskazań licznika indukcyjnego, dla konfiguracji KONF1 i KONF2, przy różnych kątach zapłonu DIM, przedstawiono w tabelicy 2.



Rys. 8. Konfiguracja KONF2 układu pomiarowego



Rys. 9. Przykładowe przebiegi uzyskane w układzie KONF2

W SLE poddawanych badaniom pomiar prądu był realizowany za pomocą przekładników CT. Uzyskane wyniki nie wydają się być wystarczające do wyciągnięcia ogólnych wniosków, jednak pokazują one, że odczyty z SLE różnią się od wskazań LIND o wartości znacznie powyżej wynikających z ich klas dokładności.

Tablica 2. Wyniki wstępnych badań

KONF	Kąt zapłonu ściemniacza [°]	Względne odchyłki wskazań SLE od wskazań LIND [%]			
		LAP	LIF	LAMB	N10
-	0	-2.9	-1.0	-0.8	-1.3
1	45	0.1	0.2	-0.3	-0.2
	90	14.0	6.7	12.0	12.0
2	45	1.9	1.8	0.6	1.2
	90	2.4	2.4	1.9	2.0

5. WSTĘPNE WNIOSKI

SLE są wprowadzane jako bardziej dokładne i niezawodne przyrządy pomiarowe w porównaniu z *LIND*. Wymagają mniejszej energii zasilającej, przy znacznie większej czułości, tj. niższej wartości mierzonego prądu w porównaniu do minimalnego prądu *LIND*.

Powyższe rozważania i wyniki testów wskazują, że odkształcenia w sygnałach sieciowych mogą wpływać na wyniki pomiarów *SLE*. Wzrost opłat po wprowadzeniu *SLE* może być związany z większą czułością pomiarową tych mierników, tj. mniejszymi prądami, przy których naliczane są opłaty za energię. Dotyczy to wielu urządzeń gospodarstwa domowego, które większość czasu pozostają w trybie gotowości.

Z drugiej strony, łączenie niekompatybilnych komponentów, stosowanie odbiorników energii elektrycznej w konfiguracjach nie przewidzianych przez ich producentów, np. połączenie lamp *LED* lub świetlówek *CFL* ze ściemniaczem, może wiązać się z generowaniem harmonicznych o intensywności i szerokości pasma przekraczającej poziomy dopuszczone przez dyrektywy europejskie i powiązane normy. Jeśli takie zakłócenia pojawią się, a ich skutki zostaną zmierzone przez licznik energii, czy klient powinien zapłacić rachunek?

Dalsze badania obejmą obciążenia nieliniowe w różnych konfiguracjach i ich wpływ na działanie liczników energii. Na podstawie przesłanek wymienionych w artykule wydają się, że szczególnie istotne znaczenie dla poprawności pomiarów mają składowe napięcia i prądu o częstotliwościach harmonicznych. Badania ich wpływu na wyniki pomiaru energii elektrycznej będą realizowane zarówno na drodze doświadczalnej, z wykorzystaniem rzeczywistych *SLE* i sygnałów o kontrolowanych odkształceniach, jak i symulacji komputerowych, w oparciu o modelowanie bloków funkcjonalnych *SLE* o różnych właściwościach i ich testowanie dla różnych warunków

sygnałowych. Celem badań będzie wskazanie ograniczeń wybranych *SLE*, jak również ocena, jakie składowe energii czynnej pobieranej przez obciążenie powinny być mierzone.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Leferink F., Keyer C.: Electromagnetic Interference in Smart Grids, International workshop Energy-Open, University of Twente, Enschede, the Netherlands, 2017.
2. Leferink F., Keyer C., Melentjev A.: Static energy meter errors caused by conducted electromagnetic interference, IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine, Vol. 5 (4), s. 49-55, 2016.
3. PN-EN 62052-11, Urządzenia do pomiarów energii elektrycznej (prądu przemiennego) – Wymagania ogólne, badania i warunki badań – Część 11: Urządzenia do pomiarów, Polski Komitet Normalizacyjny, 2003.
4. PN-EN 62053-21, Urządzenia do pomiarów energii elektrycznej (prądu przemiennego) – Wymagania szczegółowe – Część 21: Liczniki statyczne energii czynnej (klasy 1 i 2), Polski Komitet Normalizacyjny, 2003.
5. The history of the electricity meter, Metering&Smart Energy, <https://www.metering.com/top-stories/the-history-of-the-electricity-meter/>.
6. Ashour M., Youssef K.: Comparison between induction and digital energy meter in the presence of distortion, Conference: Metering, Billing, CRM/CIS, Egypt, 2003.
7. Kuśmierk Z. Korczyński M., J.: Measurement of electrical energy under non-sinusoidal voltage and current - conditions and requirements, <https://www.researchgate.net/publication/41649565>.
8. Dane techniczne SA2002H, "Single Phase Bidirectional Power/Energy Metering IC with Instantaneous Pulse Output" Sames, 2017.
9. Dane techniczne 71M6513, "3-phase energy meter IC", Teridian, 2011.
10. Dane techniczne ADE7757, "Energy Metering IC with Integrated Oscillator", Analog Devices, 2017.
11. Kunde K. et al.: Frequency Response of Instrument Transformers in the kHz range, Heft, 2012.
12. LEM Current and Voltage Transducers for Industrial Applications, http://www.europowercomponents.com/media/l/e/lem_product_literature_.
13. PEM Application Notes, Power Electronic Measurements Ltd, <http://www.pwnuk.com>, 2003, s. 1-5.

DO THE ELECTRICITY COUNTERS MEASURE CORRECTLY?

In the opinion of many people, electricity bills have risen for some time. The reasons for this increase are seen in the widespread use of static energy meters instead of induction meters. The great resonance was caused by scientific articles published last year, in which the authors openly put forward the thesis that static meters do not work properly under certain load conditions. Particularly unfavorable results were obtained when testing meters with modern, energy-saving light bulbs used as a load. The paper presents the internal structure and basic functional blocks of typical static energy meters. The integrated circuits with embedded ADCs and their peripheral devices, applied in considered energy meters are analyzed. Several comments are made on the properties of energy-saving light bulbs, as well as current transformers, Rogowski coils and Hall-effect sensor based transducers used to measure load current. The configuration of the measurement system and results of preliminary tests of several types of electricity meters are shown. Short deliberations on the reasons for discrepancies in energy meter measurements are also presented.

Keywords: electric energy meter, non-linear loads, electric energy measurement systems, accuracy of electricity meter.

CZY PLAGIAT MOŻNA UZNAĆ JAKO NAJWYŻSZY STOPIEŃ CYTOWALNOŚCI PUBLIKACJI? - ARTYKUŁ DYSKUSYJNY

Waldemar MINKINA¹, Sławomir GRYŚ²

1. Politechnika Częstochowska, Wydział Elektryczny
tel.: 48 34 3250 819, e-mail: minkina@el.pcz.czest.pl
2. Politechnika Częstochowska, Wydział Elektryczny
tel.: +48 34 3250 883, e-mail: grys@el.pcz.czest.pl

Streszczenie: Celem artykułu jest spowodowanie dyskusji dotyczącej określenia dopuszczalnego zakresu zapożyczeń materiału w publikacjach dydaktycznych, publikacjach studenckich oraz pracach naukowych w przypadku obszernego przepisania materiału źródłowego i poprawnego zacytowania publikacji źródłowej w spisie literatury. Autorzy zwracają uwagę na negatywne, ale i pozytywne skutki zapożyczeń dla osób których dotyczą, a więc autora oryginalnej pracy, osoby korzystającej z jego osiągnięć i odkryć oraz społeczeństwa jako grupowego odbiorcy. Te kwestie można rozważać na gruncie etyki, obowiązującego prawa i subiektywnych odczuć. Dyskusję zilustrowano kilkoma przykładami użycia naszego materiału, stopniując je pod kątem potencjalnych nadużyć: począwszy od obszernego cytowania, a na przywłaszczeniu autorstwa i spreparowaniu danych skończywszy.

Słowa kluczowe: cytowanie publikacji, prawo autorskie, etyka naukowca, zasady cytowania.

1. WSTĘP

Od kilku lat obserwowana jest zmiana uwarunkowań w szkolnictwie wyższym i instytucjach zajmujących się statutowo działalnością naukową lub badawczo-rozwojową. Umasowienie studiów, zwiększenie liczby uczelni wyższych, presja na efektywność pracy naukowca, spowodowana jego oceną okresową, koniecznością zdobywania kolejnych stopni naukowych i tytułu, aplikowania po środki na badania oraz parametryzacja jednostki mogą stać się przyczyną obniżenia standardów etycznych w nauce. Niedopuszczalne i karygodne są zachowania dokonane w pełni świadomie w celu uzyskania jakiejś korzyści, np. przez przywłaszczenie sobie czyichś osiągnięć lub plagiat. Tak stanowi Kodeks Etyki pracownika naukowego "... *Naganne i niegodne pracownika naukowego jest nieuzasadnione cytowanie cudzych lub własnych prac albo świadome pomijanie cytowania...*" [1].

Dyskutowanym, w niniejszej pracy, problemem jest określenie dopuszczalnego zakresu przepisywania obcego materiału i stwierdzenie na tej podstawie, czy mimo zacytowania danej publikacji praca ma znamiona plagiatu. Nie jest to sprawą prostą nawet dla wiarygodnego gremium, czy instytucji, takich jak sąd. Brak odwołania się do obszernych fragmentów lub całości pracy źródłowej jest przypadkiem skrajnym i nie budzącym wątpliwości. Jednak w tym miejscu warto się zastanowić czym jest plagiat.

Z pomocą przychodzi dokument pt. Dobra praktyka badań naukowych. Rekomendacje [2], w którym znajdziemy taki zapis: "... Plagiatorstwo (*plagiarism*) polega na przywłaszczeniu cudzych idei, metod, wyników lub określeń bez właściwego odniesienia. Plagiatem jest także nieautoryzowane wykorzystanie informacji uzyskanych w trakcie poufnego recenzowania wniosków i rękopisów...".

Ponieważ cytowanie jest powszechne i raczej nie do uniknięcia (jak w powyższym akapicie), a obszerne korzystanie z dobrych materiałów nawet korzystne dla Czytelnika, czego przykładem są wykłady dla studentów, ta kwestia w mniejszym lub większym stopniu może dotyczyć każdego naukowca czy nauczyciela akademickiego. Problem może wystąpić, m.in. w:

- a) publikacjach dydaktycznych, np. instrukcjach laboratoryjnych, skryptach,
- b) publikacjach studenckich, w tym pracach dyplomowych,
- c) pracach naukowych.

Mimo podanych definicji, pozostaje wiele otwartych pytań, w tym najważniejsze (z punktu metrologicznego): jak (metoda) i czym (przyrząd) plagiat mierzyć, a raczej stwierdzić, czy zachodzą przesłanki plagiatowania. Kłopot wiąże się tu z trudnościami w ustaleniu granicy pomiędzy tzw. nierzetelnością naukową [1] a orzekanymi przez sądy przestępstwami, co wymaga stwierdzenia, że "...*nierzetelność została popełniona świadomie a zarzut został potwierdzony jednoznaczными dowodami...*" [2].

Uwzględniając powyższe, nasuwają się też inne, niewyczerpujące problematyki pytania:

- Czy zapożyczony materiał z publikacji źródłowej może stać się materiałem źródłowym do dalszych cytowań; wtedy za autora opisanych osiągnięć, np. teorii, metody pomiaru, wyników eksperymentu jest uznany jej "plagiat" lub osoba cytująca publikację danego autora?

- Z jaką sytuacją będziemy mieli do czynienia, jeżeli ktoś bardzo obszernie zacytuje naszą publikację (w której opisujemy własną autorską metodę) i następnie ta metoda będzie już wtórnie cytowana w obiegu światowym jako metoda opracowana przez osobę, która ją wcześniej tylko zacytowała w obszernych fragmentach?

- Czy takie obszerne cytowanie jest już plagiatem, czy nim nie jest oraz czy takie sytuacje można wykazywać w swoim dorobku naukowym, jako obszerne zacytowanie własnej

publikacji a nie tylko jej zwykłe zacytowanie i przywołanie w tekście tylko bardzo krótkiego jej fragmentu?

- Czy obszerne cytowanie w dobrych czasopiśmie o dużym Impact Factorze (IF) przez innych autorów materiału z publikacji danego autora powinno być uznane jako ważne uznanie jego dorobku i brane pod uwagę podczas oceny jego dorobku naukowego w postępowaniu awansowym. Inaczej mówiąc, wracając do tytułu artykułu: czy plagiat publikacji można uznać jako najwyższy stopień cytowalności publikacji danego autora?

2. PRZYKŁADY KORZYSTANIA Z CUDZYCH PRAC

W niniejszym rozdziale opisano 4 przypadki obszernego cytowania: w pracy dyplomowej, dwóch artykułach opublikowanych w renomowanych czasopiśmie i w artykule dostępnym on-line na platformie poświęconej elektronice amatorskiej.

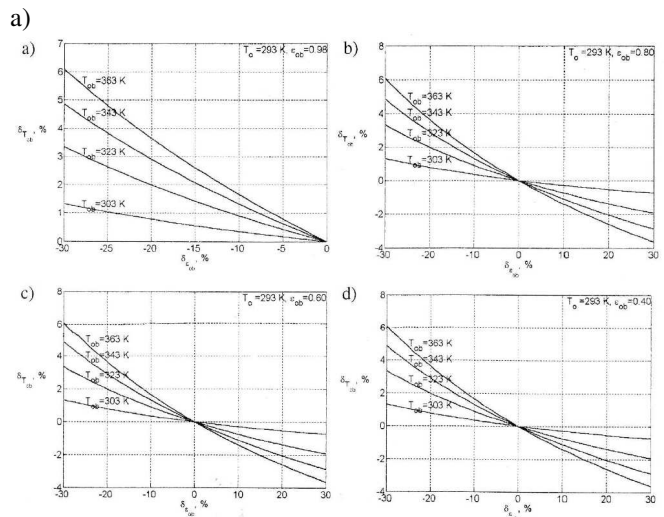
2.1. Przypadek 1 - praca dyplomowa

Wydaje się, że przez swobodne korzystanie z treści umieszczonych w zasobach sieci Internet, studenci nie są ani zbyt mocno uwrażliwieni na kwestie etyczne, ani wyedukowani w zakresie ochrony własności intelektualnej. Aby ograniczyć zjawisko świadomego i nieświadomego korzystania z cudzej własności przewidziano w Ustawie Prawo o szkolnictwie wyższym odpowiedni mechanizm. Zdefiniowano czym jest praca dyplomowa oraz narzucono obowiązek sprawdzania pisemnych prac dyplomowych przed egzaminem dyplomowym z wykorzystaniem programów antyplagiatowych, współpracujących z ogólnopolskim repozytorium pisemnych prac dyplomowych [3].

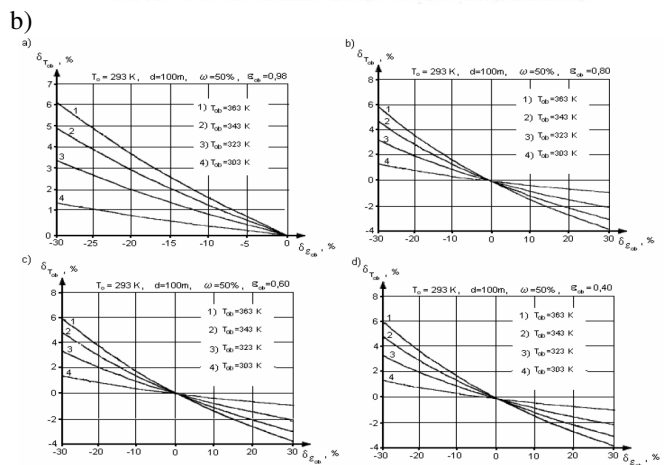
Szczegóły procedur są aktami niższego szczebla i jako takie określane indywidualnie na poszczególnych uczelniach. Przykładowo na Politechnice Częstochowskiej zgodnie z Zarządzeniem Rektora [4], dokonuje się oceny na podstawie stwierdzenia przekroczenia jednego ze zdefiniowanych wskaźników. Niestety, system nie sprawdza elementów graficznych, stąd obecność nawet identycznych rysunków zaczerpniętych z cytowanych lub pominiętych (czy świadomie, celowo?) źródeł nie wpływa na wartość tych wskaźników.

Na rysunku 1 przedstawiono jedynie przykładowe, prawie identyczne, rysunki z pracy źródłowej [5] i pracy dyplomowej [6], włącznie z takim samym podpisem pod rysunkiem. Należy przyznać, że autor pracy z pkt. b) zacytował pracę źródłową czyniąc zadość uczynieniu prawu. Oba rysunki w treści merytorycznej są identyczne, natomiast zmieniono sposób oznaczenia poszczególnych krzywych. Formalnie od strony graficznej nie są to już identyczne rysunki, więc czy ma miejsce sytuacja opisana w dokumencie *Dobre obyczaje w nauce* [7] "... dostawne zaczerpnięcie fotografii, rysunków, wykresów, tablic wymaga uprzedniej zgody autora lub wydawcy. Zaczerpnięć takich należy unikać, jeżeli nie są one dostatecznie umotywowane potrzebami naukowymi...". Należy zwrócić uwagę, że czyn ten nie jest potępiany, a jedynie zaleca się "unikanie" takiego postępowania.

Dodatkowo, nasuwa się postawione wcześniej pytanie: jaką będziemy mieli sytuację, jeżeli ktoś bardzo obszerne zacytuje naszą publikację i następnie ta metoda będzie już wtórnie cytowana w obiegu światowym jako metoda opracowana przez osobę, która ją wcześniej tylko zacytowała w obszernych fragmentach?



Rys. 10.1. Wpływ błędów określania wartości emisyjności obiektu ϵ_0 na błąd określenia jego temperatury ($T_{ob} > T_0$ oraz $T_{ob} > T_{amb}$), $T_{amb} = 293$ K, $d = 100$ m, $\omega = 50\%$ [Minkina'02d]

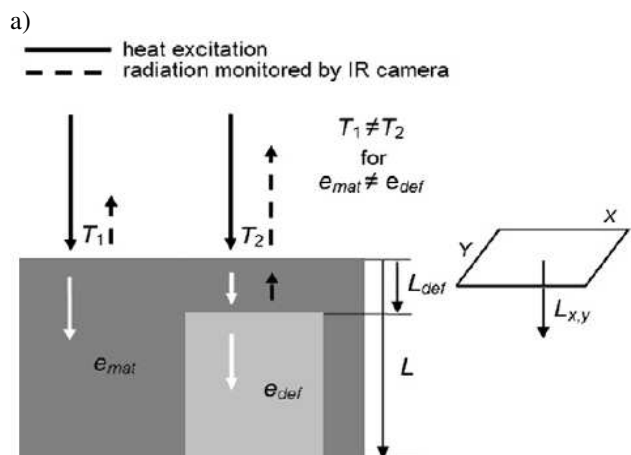


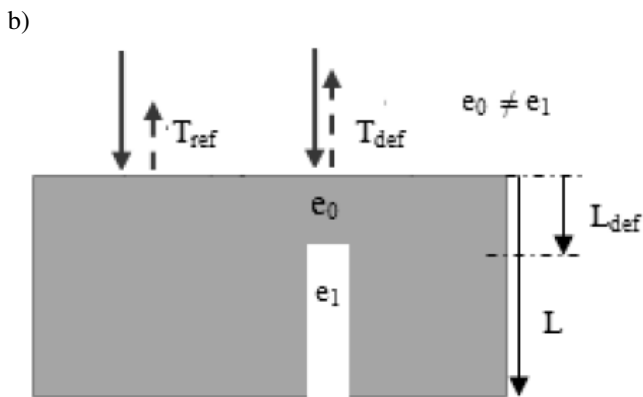
Rys. 3.24. Wpływ błędów określania emisyjności obiektu na błąd określenia jego temperatury (dla $T_{ob} > T_0$ oraz $T_{ob} > T_{amb}$) [3 str.162].

Rys. 1. Prawie identyczne rysunki z prac: a) [5], b) [6]

2.2. Przypadek 2 - artykuł naukowy

W tym przypadku zmieniono nieco rysunek, co można uznać za wkład autorów. W podpisie pod rysunkiem w pracy [9] nie podano jednak informacji, że opracowano go na podstawie źródła [8]. Brak również referencji w tekście pracy co może znowu wywołać wrażenie u Czytelnika, że autorzy [9] są autorami rysunku 2.

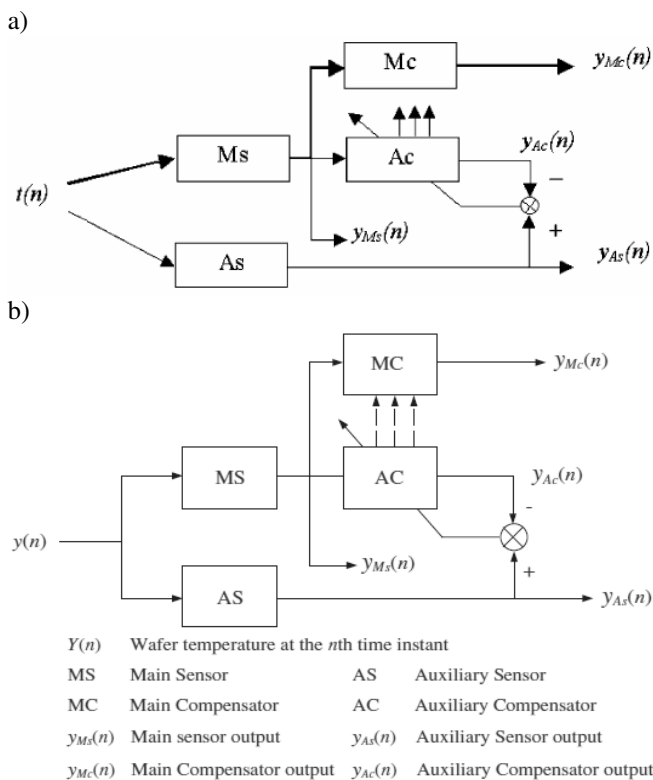




Rys. 2. Prawie identyczne rysunki z prac: a) [8], b) [9]

2.3. Przypadek 3 - artykuł naukowy

Kolejny przypadek dotyczy dwóch artykułów naukowych notowanych w prestiżowych czasopismach. Rysunki 3a [10] i 2b [11] są bardzo podobne. W pracy [11] podano źródło jego pochodzenia jako pracę [10].



Rys. 3. Układ korektora dynamiki w metodzie dwóch czujników: a) w pracy źródłowej [10], b) i w [11]

Jednakże już w dalszej części pracy [11] powtórzono algorytm opisany w pracy [10] bez podania źródła, co może prowadzić do wątpliwości co do jego autorstwa. Co więcej, autorzy cytujący pracę [10], zachowują nawet we wzorach oryginalną konwencję oznaczeń czujników i korektorów, min. stosując nawiasy klamrowe - rysunek 4.

Bardzo duży stopień podobieństwa dotyczy większości wzorów. Jednocześnie dostrzegamy pozytywny aspekt w postaci bardzo dobrze wyjaśnionego algorytmu korekcji, bardziej przejrzystego niż w pracy oryginalnej. W tym przypadku ponownie nasuwa się postawione wcześniej pytanie: jaką będziemy mieli sytuację, jeżeli ktoś bardzo obszernie zacytuje naszą publikację i następnie ta metoda będzie już wtórnie cytowana w obiegu światowym jako

metoda opracowana przez osobę, która ją wcześniej tylko zacytowała w obszernych fragmentach?

a)

$$G_{Mc}(z^{-1}) = B_{Mc}(z^{-1}) = \frac{A_{Ms}(z^{-1})}{B_{Ms}(z^{-1})}$$

$$= \frac{1}{b_0^{[Ms]}} [1 + a_1^{[Ms]} z^{-1} + \dots + a_N^{[Ms]} z^{-N}]$$

$$\Rightarrow [b_0^{[Mc]} + b_1^{[Mc]} z^{-1} + \dots + b_N^{[Mc]} z^{-N}].$$

b)

$$G_{Mc}(z^{-1}) = \frac{1}{G_{Ms}(z^{-1})} = \frac{A_{Ms}(z^{-1})}{B_{Ms}(z^{-1})}$$

$$= \frac{1}{b_0^{[Ms]}} [1 + a_1^{[Ms]} z^{-1} + \dots + a_N^{[Ms]} z^{-N}].$$

Rys. 4. Przykład zaczerpnięcia wzorów na transmitancję korektora dynamiki: z pracy [10], b) w pracy [11]

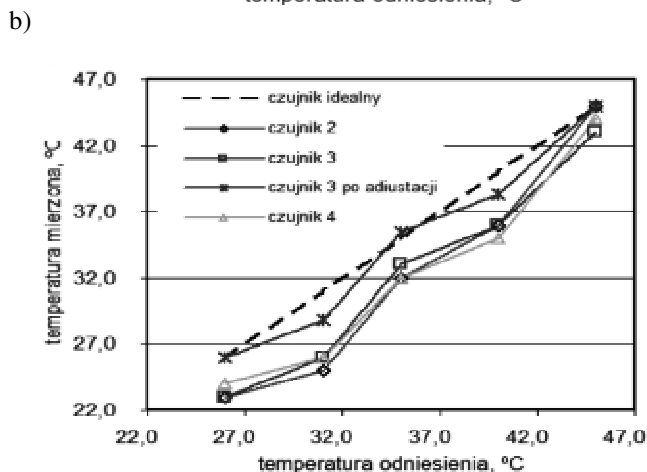
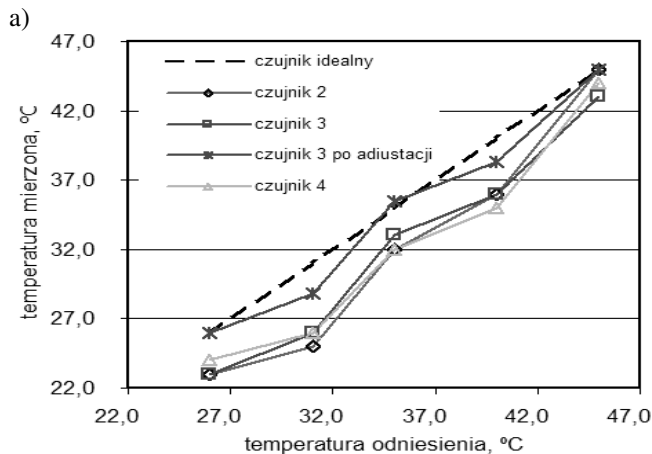
Zdanie do dyskusji - Warto zauważyć, że autorzy pracy [10] wysłali do obydwu redakcji czasopism pismo z prośbą o wyjaśnienia dotyczące zakresu dopuszczalnych zapożyczeń w pracy [11] i do tej pory nie otrzymali żadnej odpowiedzi. Należy zaznaczyć, że opisana sytuacja dotyczy czasopism o bardzo wysokim 5-year IF = 2,478, 35 pkt MNiSzW dla [10] oraz IF = 1,585, 35 pkt MNiSzW dla [11].

2.4. Przypadek 4 - artykuł on-line

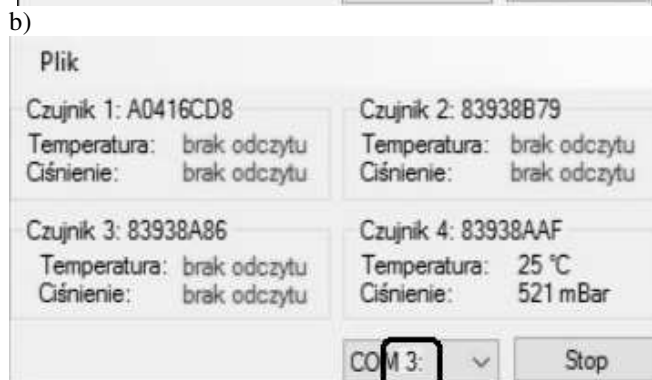
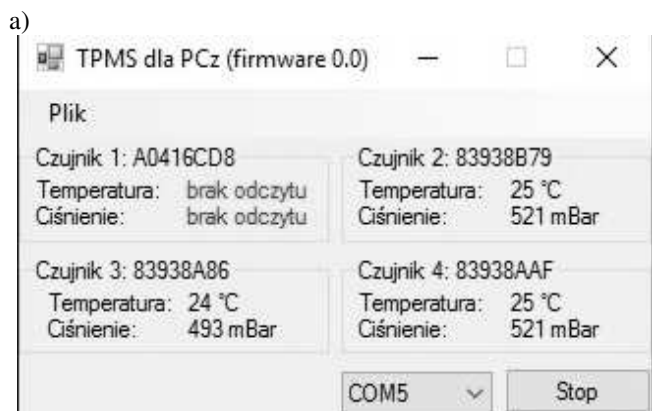
Ten przypadek dotyczy przedstawienia treści z pracy [12] na stronie internetowej poświęconej elektronice amatorskiej "SunDuino - Nowy wymiar elektroniki" [13]. Cały materiał w formie opisu projektu został zaczerpnięty z artykułu źródłowego bez jakiegokolwiek cytowania. Przykładowo, rysunek 5a został powielony nawet bez zmian graficznych. Oprócz grafiki skopiowano wiele fragmentów tekstu, nie przytaczanych tu ze względu na ograniczenie miejsca. Autorzy niniejszego artykułu nie mają żadnych wątpliwości, że jest to PLAGIAT (używając metrologicznych określeń) z zerową niepewnością (mimo braku miary?!).

Do tego poważnego zarzutu niestety należy dodać czyn oszustwa, również piętnowany we wspomnianym Kodeksie "... do najpoważniejszych przewinień, szczególnie godzących w etos badań naukowych, należą fabrykowanie i fałszowanie wyników badań, które stanowią rażące naruszenie podstawowych zasad uprawiania nauki ...".

Można zwrócić uwagę, że rysunek źródłowy (rys. 6a) został przycięty od góry celem zatarcia faktu odwołania się do nazwy firmy, z którą współpracuje Politechnika Częstochowska. Dodatkowo, widoczna w zaznaczonym fragmencie rysunku 6b) niezgodność kolorów tła wskazuje (o zgrozo!) na manipulację na obrazie źródłowym w celu rzekomej zmiany numeru portu szeregowego z COM5 na COM3. Pomijamy tu kwestię wprowadzania Czytelnika w błąd. Pojawia się tu pytanie zasadnicze. Czy mimo ewidentnych dowodów, zapisy Kodeksu można stosować do osób nie zajmujących się zawodowo działalnością naukową, jak w opisanym przypadku? Z pewnością tak, gdyż prawa własności intelektualnej chronią każdą twórczość, w tym naukową, a ww. opisany czyn jest w powszechnym poczuciu co najmniej nieetyczny, łamiąc zasady etyki przyjęte w naszym kręgu kulturowym za naturalne i powszechnie akceptowane. Prawdopodobność i uczciwość są cnotą jak widać niestety niezbyt cenioną ...



Rys. 5. Identyczne rysunki z prac: a [12], b) [13]



Rys. 6. Prawie identyczne rysunki z prac: a [12], b) [13]

3. WNIOSKI KOŃCOWE

Mimo mniej lub bardziej wyraźnych przykładów naruszenia cudzej własności intelektualnej, takie działanie

można uznać niekiedy za korzystne dla społeczeństwa. Z punktu widzenia obywatela, nie jest aż tak istotne, kto jest odkrywcą praw fizyki, czy kto jest wynalazcą przełomowych technologii, czy też metod badawczych, a raczej jakie to ma znaczenie dla jego stylu życia.

Aby nie kończyć zbyt pesymistycznie, autorzy zwracają uwagę, że autor "nie dostatecznie" cytowany, wbrew pozorom, również osiąga profit przez dodatkowe upowszechnienie swoich osiągnięć. Należy dodać, że wiele środowisk postuluje otwarty dostęp do publikacji, danych badawczych, oprogramowania, np. [14] argumentując, iż zbytne chronienie praw autorskich spowalnia postęp techniczny. Dobrym przykładem są patenty i wzory przemysłowe. Oczywiście należy wyraźnie rozgraniczyć przypisywanie sobie cudzego autorstwa od swobodnego dostępu do wyników badań naukowych.

Można więc (nieśmiało) postawić tezę, że najwyższym stopniem cytowalności (uznawalności) jest plagiat! Mimo, że to zjawisko jest bez wątpienia negatywne w kategoriach etyki i prawa, to może mieć i pozytywne cechy np. przy ocenie dorobku naukowego danej osoby, której praca została w znacznym stopniu zaczerpnięta.

Autorzy niniejszego artykułu mają pełną świadomość, że zaledwie dotknęli "czubka góry lodowej", a niniejszy artykuł nie przynosi odpowiedzi na wiele pytań natury etycznej czy prawnej – dlatego uważamy, że jest to artykuł dyskusyjny.

4. BIBLIOGRAFIA

1. Kodeks etyki pracownika naukowego, Komisja do spraw etyki w nauce Polskiej Akademii Nauk, Warszawa 2017.
2. Dobra praktyka badań naukowych. Rekomendacje, Zespół Etyki w Nauce przy Ministrze Nauki, Warszawa 2004 r.
3. Ustawa Prawo o szkolnictwie wyższym, Dz. U. z 28 listopada 2017 r., poz. 2183.
4. Politechnika Częstochowska, Procedura antyplagiatowa, Zarządzenie Rektora PCz. nr 112/2010 z dnia 08.06.2010 r.
5. Minkina W.: Pomiary termowizyjne – przyrządy i metody, Wydawnictwo Politechniki Częstochowskiej, Częstochowa 2004, ISBN 83-7193-237-5.
6. Cieślak T.: Termowizyjne badania generatorów prądowórczych, praca dyplomowa inżynierska, Politechnika Wroclawska, Instytut Elektrotechniki Teoretycznej, Wrocław 2009, (<http://zet10.ipee.pwr.wroc.pl/record/321/files/> - dostęp online na dzień 24.02.2018 r.).
7. Dobre obyczaje w nauce – zbiór zasad i wytycznych, Komitet Etyki w Nauce Polskiej Akademii Nauk, Warszawa 2001 r., wydanie 3.
8. Gryś S.: New thermal contrast definition for defect characterization by active thermography, Measurement 45, 2012 s. 1885–1892.
9. Abderrahim Saifi, Asseya El Amiri, Ahmed Elhassnaoui, Abdellatif Obbadi, Youssef Errami, Smail Sahnoun: Use of the active thermography for the detection of cracks in metal structures of nuclear power plants, Proceedings of Engineering & Technology (PET), s. 121-125.
10. Gryś S., Minkina W.: Fast temperature determination using two thermometers with different dynamical

- properties, *Sensors & Actuators A: Physical*, No. 2-3 (100), 2002, s. 192-198.
11. Woei Wan Tan, Jong Chye Tang, Ai Poh Loh, Arthur Tay: In situ measurement of wafer temperature using two sensors with different dynamical properties, *Measurement Science and Technology*, 17, 2006, s. 2957-2963.
12. Gryś S., Tkacz M., Gancarczyk M.: Bezprzewodowy pomiar ciśnienia i temperatury powietrza w kole samochodowym, *Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej*, 49, 2016, s. 25-31.
13. Artykuł branżowy na platformie www.sundduino.pl: STPC - Część 2 - Odczyt czujników ciśnienia TPMS, <https://www.sundduino.pl/stpc-czesc-2-odczyt-czujnikow-cisnienia-tpms/> - dostęp online na dzień 6.04.2018 r.
14. *Otwarta nauka* <https://otwartanauka.pl/> - dostęp 26.04.2018.

IS A PLAGIARISM THE HIGHEST LEVEL OF RECOGNITION OF THE SCIENTIFIC PUBLICATIONS?

The aim of the article is to initiate a discussion on determining the permissible scope of material copying in tutorials, student publications and scientific papers in the case of extensive rewriting of source material and correct quotation of the source publication in the bibliography. The authors focus on the negative but also positive effects of copying for the people they concern, i.e. the author of the original work, the person using his achievements and discoveries in his work, and people as a whole. These issues can be considered on the basis of ethics, law and subjective feelings. The discussion was illustrated by several examples of the use of someone else's copyrighted material, by grading them from extensive citation to usurp the authorship and falsification of data. Despite more or less explicit examples of violation of other intellectual property, such an act is sometimes in favor of society. From a citizen's point of view, it is not as important as who is the discoverer of the laws of physics, or who is the inventor of breakthrough technologies, but rather what are their significance for his lifestyle. Paradoxically, the authors not adequately quoted despite appearances also achieve a profit by additional dissemination of its achievements. It should be added that many environments post open access to publications, research data, and software. They put forward the thesis that excessive copyright protection slows technical and civilization progress. Patents and industrial designs are a good example. Of course, it should be clearly distinguished between attributing someone else's authorship and free access to the results of scientific research. The authors of this article are fully aware that they have barely touched the "tip of the iceberg" and this article does not answer many ethical or legal questions.

Keywords: copyright law, researcher ethics, rules of citation.

OCHRONA OPROGRAMOWANIA METROLOGICZNEGO

Michał MOSIĄDZ, Janusz SOBIECH, Jacek WÓJCIK

Główny Urząd Miar, Zakład Metrologii Interdyscyplinarnej
tel.: (+48) 22 681 93 93 e-mail: zmi@gum.gov.pl

Streszczenie: Podstawowym celem metrologii jest zapewnienie rzetelności i wiarygodności pomiarów. Nowoczesne technologie ICT znajdują powszechne zastosowanie w przyrządach pomiarowych. Konieczne jest określenie zasad ich stosowania, aby nie utracić podstawowych wartości procesu pomiarowego – powtarzalności, wiarygodności i odtwarzalności – definiujących jakość procesu pomiarowego. W pracy dokonano przeglądu regulacji dotyczących technologii ICT w przyrządach pomiarowych, poddano dyskusji ich zastosowanie w przykładowych rozwiązaniach technicznych oraz znaczenie dla bezpieczeństwa pomiaru.

Słowa kluczowe: cyfryzacja, ICT, bezpieczeństwo, jakość pomiaru.

1. METROLOGIA A BEZPIECZEŃSTWO IT

Podstawową cechą pomiaru jest wiarygodność wyniku. Spełnienie oczekiwań w tym zakresie jest warunkowane przez kontrolę środowiska pomiarowego, powtarzalność przebiegu procesu pomiarowego oraz zapewnienie odtwarzalności i bezpiecznego przetwarzania wyników pomiarowych. Wskutek cyfryzacji przyrządów pomiarowych, niewystarczające okazują się dotychczasowe rozwiązania związane z kontrolą warunków środowiskowych, okresowym serwisowaniem i sprawdzaniem działania układów pomiarowych, czy tradycyjne zarządzanie przetwarzaniem danych. Zasady zaufania oparte na doświadczeniu i wiedzy pracowników są zastępowane przez wytyczne tworzące zaufanie dla cyfrowego przetwarzania danych. Nowoczesne środowisko pomiarowe składa się nie tylko z warunków środowiskowych kontrolowanych automatycznie, ale również z cyfrowych przyrządów pomiarowych wraz z oprzyrządowaniem, za których poprawność działania odpowiada oprogramowanie. Bezpieczeństwo danych cyfrowych gwarantowane jest w szczególności metodami kryptograficznymi. Niezbędne zarządzanie wersjami i zmianami oprogramowania odbywa się z wykorzystaniem narzędzi informatycznych.

Potrzeba zapewnienia wysokiej jakości pomiaru w świecie technologii ICT została dostrzeżona przez środowisko metrologiczne i znalazła wyraz w regulacjach dotyczących przyrządów pomiarowych stosowanych w rozliczeniach handlowych, pomiarach przemysłowych czy pracy laboratoryjnej. Wśród regulacji należy wyszczególnić: Dyrektywę MID [2], Dyrektywę NAWI [1], OIML D31 [3], przewodnik WELMEC 7.2 [6], normy branżowe dotyczące urządzeń pomiarowych (np. dla wag nieautomatycznych PN-EN 45501), przepisy

dotyczące wymagań technicznych dla poszczególnych rodzajów przyrządów pomiarowych (np. przyrządów do pomiaru prędkości pojazdów w ruchu drogowym).

Organizacje odpowiedzialne za nadzorowanie i promowanie jakości w pracy laboratoriów badawczo-pomiarowych (np. Polskie Centrum Akredytacji, Klub Polskich Laboratoriów Badawczych POLLAB) zwracają uwagę na kwestie związane z wpływem oprogramowania, które stanowi integralną część przyrządu pomiarowego na jakość świadczonych usług. Znajduje to odzwierciedlenie zwłaszcza w „Ogólnych wymaganiach dotyczących kompetencji laboratoriów badawczych i wzorcujących” (PN-EN 17025 [5]).

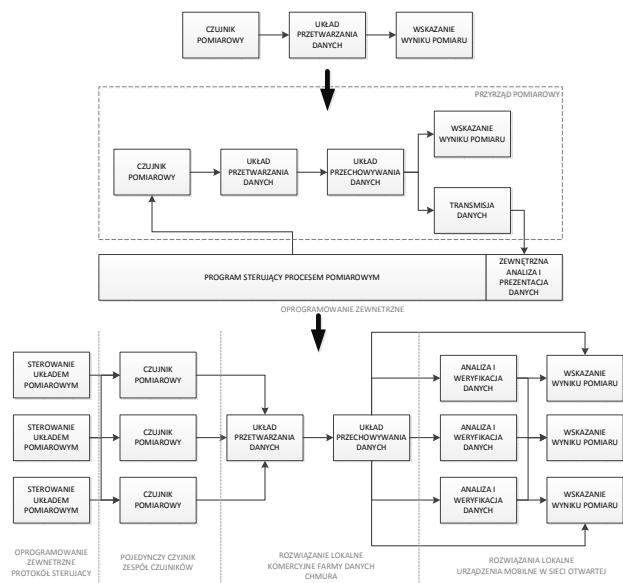
Elementami rozwiązań ICT determinującymi jakość realizowanych pomiarów są m.in.:

- stabilność wersji oprogramowania oraz środowiska software’owego (w tym konfiguracji przyrządu);
 - bezpieczeństwo i odtwarzalność przetwarzania danych;
 - bezpieczeństwo i powtarzalność przebiegu procesu pomiarowego.
- Za spełnienie tych warunków jakości pomiaru odpowiedzialne są następujące elementy działania układu pomiarowego:
- oprogramowanie układu pomiarowego;
 - układ przetwarzania i przechowywania danych;
 - elementy programowe i sprzętowe odpowiedzialne za transmisję danych;
 - moduły prezentacji danych i graficznego interfejsu użytkownika.

2. OCHRONA ŚRODOWISKA POMIAROWEGO

Podstawowymi elementami układów pomiarowych są: czujnik pomiarowy, układ przetwarzania oraz urządzenie wskazujące wynik. Wraz z postępem techniki, budowa przyrządu pomiarowego została rozszerzona o elementy odpowiedzialne za przechowywanie danych pomiarowych, komunikację zewnętrzną i oprogramowanie sterujące tymi funkcjami. Dzisiejsze przyrządy pomiarowe zawierają też funkcje niemetrologiczne, realizowane przez program sterujący lub przez oprogramowanie dodatkowe, osadzone na wspólnej platformie systemowej, które współużytkują zasoby sprzętowe i systemowe, procesy i sterowniki. Za wybrane funkcje przyrządu pomiarowego odpowiedzialne jest współpracujące z nim oprogramowanie zewnętrzne – najczęściej przeznaczone do prezentacji i weryfikacji danych albo zdalnego sterowania przyrządem,

czy przechowywania wyników. Rozwiązania z zakresu urządzeń rozproszonych oraz technologii chmurowych powodują, że zatarciu ulega granica przyrządu pomiarowego jakim dotąd była jego obudowa. Przyrząd pomiarowy może dziś zostać zdefiniowany jako system rozproszonych urządzeń cyfrowych i oprogramowania pracujących w architekturze otwartej. Rozwiązania zapewniające wiarygodność pomiaru uległy przekształceniu od rozwiązań fizycznych i sprzętowych, ku zabezpieczeniu cyfrowym. Przepływy danych i zależności pomiędzy poszczególnymi modułami oprogramowania mogą być czynnikami krytycznymi dla jakości i poprawności pomiaru. Poglądowo zmiany konstrukcji i rozumienia przyrządów pomiarowych ilustruje rysunek 1.



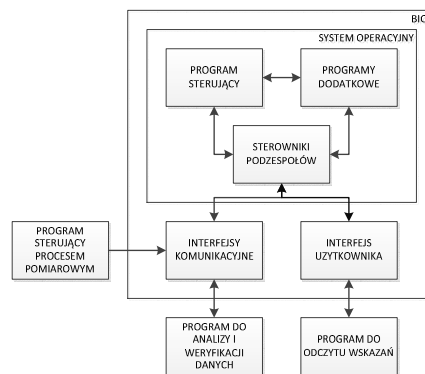
Rys. 1. Rozwój konstrukcji przyrządów pomiarowych

2.1. Ochrona oprogramowania

We wczesnych etapach cyfryzacji przyrządów pomiarowych, oprogramowanie sterujące umieszczone było w układzie pamięci stałej i stanowiło zamiennik mechanicznych bądź elektrycznych elementów sterujących. Jego wartością dodaną była szybkość działania, możliwość automatycznego sterowania procesami decyzyjnymi oraz uproszczenie konstrukcji przyrządu. Te same elementy sprzętowe mogły realizować różne funkcje, zależnie od zainstalowanego oprogramowania. Wówczas stworzono pierwsze regulacje związane z bezpieczeństwem IT przyrządów pomiarowych. Postęp techniki komputerowej dał możliwość wykorzystania komputerów do sterowania złożonymi procesami pomiarowymi. Dzisiaj mogą być to również aplikacje pracujące na urządzeniach mobilnych, komunikujące się z innymi elementami układu pomiarowego bezprzewodowo lub za pomocą sieci otwartych, przetwarzające dane w chmurze i składające je na zewnętrznych, komercyjnych zasobach pamięci. Od pierwszego zastosowania komputerów do rejestracji sygnału pomiarowego zaszły kolosalne zmiany, jednak istota problemów została ta sama. Ze względu na współzależności funkcjonalne i konstrukcyjne pomiędzy elementami oprogramowania przyrządu pomiarowego ochrona nie może być ograniczona do oprogramowania sterującego lub czujnika pomiarowego. Środowisko programowe działania przyrządów pomiarowych ilustruje rysunek 2.

Współczesne przyrządy pomiarowe pracują pod kontrolą współpracujących ze sobą modułów i warstw

oprogramowania. Jest to ściśle związane z warstwową strukturą oprogramowania systemów komputerowych. Technika komputerowa wymusza stosowanie różnych rodzajów struktur (warstwowej, modularnej, z jądrem) nie tylko w komputerach, ale również przyrządach mikrokontrolerowych, w których obecnie jest system operacyjny (najczęściej Linux, mobilne wersje Windowsa i rozwiązania własne producentów). W urządzeniach tych podobnie jak w komputerach stosowany jest bootloader i niezależne sterowniki podzespołów (np. wyświetlaczy, interfejsów komunikacyjnych).



Rys. 2. Oprogramowanie przyrządów pomiarowych

Nadzór metrologiczny nie może sprowadzać się wyłącznie do ochrony głównego programu sterującego realizującego pomiar, ani oprogramowania czujnika pomiarowego. Takie ograniczenie dawałoby możliwość przekłamania wskazań przyrządu pomiarowego mimo rejestracji poprawnego sygnału z czujnika pomiarowego czy transmisję niewiarygodnych danych do systemów zewnętrznych. Dlatego zarówno regulacje dotyczące przyrządów pomiarowych podlegających prawnej kontroli metrologicznej [2] [6] [3], jak i normy dotyczące jakości pracy laboratoriów pomiarowych [5], wskazują podejście holistyczne do oprogramowania infrastruktury pomiarowej obejmując ochronę wszystkich modułów i warstw oprogramowania mogących mieć wpływ na poprawność uzyskanych wyników.

2.2. Bezpieczeństwo oprogramowania

Głównymi założeniami ochrony oprogramowania metrologicznego są:

- zapewnienie wiarygodności uzyskanych wyników;
- zapewnienie powtarzalności procedury pomiarowej;
- zapewnienie bezpieczeństwa pomiaru.

Oprogramowanie przyrządu powinno zapewnić niezmiennosc i odtwarzalność przechowywanych wyników pomiarowych. Dostęp do jego zmiany może doprowadzić do wprowadzenia funkcjonalności dających możliwość nieuprawnionej ingerencji w dane lub ich utratę.

Pierwotne zasady ochrony oprogramowania metrologicznego definiowano dla tradycyjnych przyrządów pomiarowych (typu P [6]) o architekturze zamkniętej. W tego typu przyrządach stosowane oprogramowanie instalowane było w pamięci typu EPROM, a jego bezpieczeństwo gwarantowały rozwiązania sprzętowe. Aktualnie powszechnie stosuje się układy mikroprocesorowe z pamięcią Flash i z zabezpieczeniami umożliwiającymi uzyskanie podobnego stopnia niezmienności wgranego oprogramowania. Niezbędność serwisowej reinstalacji oprogramowania, bądź rynkowa potrzeba upgrade'ów

do nowszej wersji powoduje konieczność znalezienia innych zabezpieczeń. Są one realizowane w oparciu o kontrolę oprogramowania przez niezmienny moduł bootloadera czy BIOSu, kryptograficzne uwiarygodnienie uprawnionego użytkownika oraz nadzór nad narzędziami autoryzacyjnymi. Rozwiązania takie muszą być oparte o system jakości i kontroli produkcji urządzeń (dostępu do plików aktualizacji i poziomu administratora przyrządu). Inną kwestią są przyrządy o konstrukcji wykorzystującej oprogramowanie modułowe i o architekturze warstwowej. W przypadku stosowania podzespołów powszechnie dostępnych np. interfejsów we/wy, wyświetlaczy itp., nawet producent przyrządu nie ma wpływu na wprowadzenie nowych wersji sterowników sprzętowych i musi polegać na deklaracji kompatybilności ich wytwórcy. Powoduje to wyzwania w zakresie zarządzalności wersjami oprogramowania przyrządu, a także ryzyko zaburzenia cyklu pomiarowego. Błędy kompatybilności podzespołów, współpracy OS, oprócz luk w bezpieczeństwie przyrządu mogą prowadzić do niejednorodności interwałów czasowych punktów pomiarowych, braku powtarzalności procedury pomiarowej i zmiany środowiska pracy oprogramowania.

Ważnym aspektem jest stabilność oprogramowania. W złożonych instalacjach pomiarowych wykorzystujących zjawiska kriogeniczne, warunki próżniowe, generujące silne pola magnetyczne [4], zaburzenie priorytetyzacji przerwań, kompatybilności układów automatyki czy błędy komunikacji między elementami układu pomiarowego mogą doprowadzić do uszkodzenia unikatowej aparatury pomiarowej lub zagrożenia dla pracowników wskutek utraty kontroli nad przebiegającymi procesami. Oprócz stosowanych zabezpieczeń oraz regulacji dotyczących przyrządów podlegających prawnemu nadzorowi metrologicznemu, wskazane jest wdrożenie w laboratoriach pomiarowych zbioru „dobrych praktyk” w zakresie zarządzania oprogramowaniem, obejmujących:

- cykliczną identyfikację stosowanych wersji oprogramowania, przy czym oznaczenie wersji stosowane przez producenta często nie zapewnia identyczności oprogramowania (proponowane jest wprowadzenie mechanizmów weryfikacji ich sum kontrolnych);
- walidację zmian oprogramowania;
- konserwację środowiska programowego (w tym systemu operacyjnego, BIOSu itp.) poprzez weryfikację ustawień ich parametrów konfiguracyjnych, itp.;
- wprowadzenie ograniczeń w stosowaniu przez komputery sterujące innego oprogramowania, mogącego zaburzyć wartości rejestrów systemowych lub doprowadzić do utraty stabilności oprogramowania sterującego procesem pomiarowym. Dla programalnych układów pomiarowych, wykorzystujących oprogramowanie własne użytkowników, wskazane jest zawarcie w nim procedur autoweryfikacji, wyznaczających sumę kontrolną z zawartości pamięci przechowującej kod wykonywalny programu (np. SHA, MD5) i porównywanie ich z wartością nominalną przechowywaną w odrębnej pamięci stałej.

Odrębnym zagadnieniem jest zapewnienie niezmienności i wiarygodności oprogramowania przeznaczonego do przetwarzania.

2.3. Aktualizacja oprogramowania i zarządzanie wersjami

Współczesna technika wymusza potrzebę aktualizacji oprogramowania. W urządzeniach pomiarowych nie może ona przebiegać automatycznie, a w systemach wbudowanych

system operacyjny i sterowniki znajdują się pod pełną kontrolą użytkownika. Ze względu na stosowanie zamkniętej architektury systemu przyrządu zmiana oprogramowania jest dokonywana wyłącznie poprzez metody sprzętowe (wymiana układów elektronicznych) lub z wykorzystaniem niejawnych ograniczeń dostępu (hasła do kont serwisowych, narzędzia autoryzacyjne i pliki dostępne tylko dla producenta itp.). Zmiana oprogramowania możliwa jest wyłącznie po zapewnieniu dostępu lokalnego do przyrządu pomiarowego i użytkownik systemu może ją kontrolować. Urządzenie musi trwale rejestrować aktualizację, a także dokonywać walidacji zainstalowanego oprogramowania. Zmiana oprogramowania przyrządów o architekturze zamkniętej wymaga uzyskania dostępu do tej funkcji. Standardowo stosowane rozwiązania obejmują:

- konieczność uzyskania dostępu do konta o uprawnieniach umożliwiającym aktualizację oprogramowania;
- uzyskanie dostępu do plików aktualizacyjnych;
- rejestrację i odtwarzalność wprowadzonych zmian.

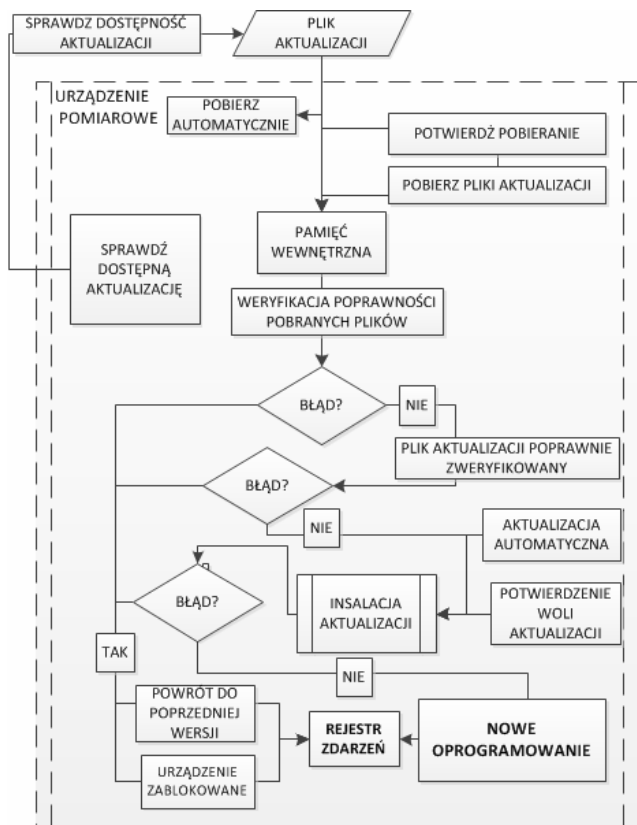
Aktualizacja oprogramowania nie może odbyć się bez zgody użytkownika i zazwyczaj wymaga dostępu lokalnego do przyrządu. W przypadku aktualizacji zdalnej, wg zasad opracowanych przez międzynarodowe organizacje metrologiczne [6] [3] wymagana jest zgoda użytkownika. Niezbędny jest też dostęp do informacji identyfikujących stosowaną w przyrządzie wersję oprogramowania (wymagania: P2, U2 [6]) oraz weryfikacja niezmienności (P5, P6, U5, U6 [6]). Zalecane jest stosowanie silnych haseł lub rozwiązań opartych o kryptografię w dostępie do konta o podwyższonych uprawnieniach. Należy pamiętać, że kluczowym dla bezpieczeństwa oprogramowania jest nadzór nad narzędziami umożliwiającymi aktualizację oprogramowania oraz zapewnienie kontroli nad dostępem do plików aktualizacyjnych, a także rejestracja i odtwarzalność historii zmian oprogramowania w niekasowalnym, zabezpieczonym rejestrze zdarzeń.

W zakresie aktualizacji oprogramowania dopuszczalne są dwie sytuacje:

- aktualizacji do innej wersji dopuszczonej do stosowania;
- reinstalacji oprogramowania tej samej wersji w celach serwisowych.

W pierwszym przypadku predefiniowanie możliwych do stosowania wersji programu pozwala na wbudowanie mechanizmu kontrolującego sumę kontrolną. Algorytm zawarty w bootloaderze zapewnia weryfikację zgodności sumy kontrolnej oprogramowania z zapisaną w pamięci niezmienniej przyrządu blokując możliwość aktualizacji w przypadku niezgodności. Przy potrzebie aktualizacji do wersji nieprzewidzianej podczas produkcji przyrządu, konieczne jest wgranie w przyrządzie, przez osoby uprawnione, cyfrowego certyfikatu dla nowego oprogramowania. Rozwiązania takie powinny być wsparte odpowiednimi procedurami zarządzania dostępem do narzędzi autoryzacyjnych i certyfikatów producenta. Optymalny algorytm procesu aktualizacji oprogramowania ilustruje rysunek 3.

Konieczne jest, aby krytycznie odpowiedzialna za ochronę i kontrolę aktualizacji część oprogramowania była niezmienna (zawarta w układach lub obszarach pamięci niekasowalnej), tak aby uniemożliwić instalację niezatwierdzonego oprogramowania, które nie spełnia wymagań jakości i bezpieczeństwa procesu pomiarowego.



Rys. 3. Mechanizm kontroli aktualizacji oprogramowania[6]

2.4. Ochrona konfiguracji przyrządu

W zabezpieczeniu oprogramowania metrologicznego konieczne jest zapewnienie skuteczności jego ochrony. W przyrządach typu P [6] stosowana jest ochrona sprzętowa. Jednak nowoczesne rozwiązania przyrządów typu U [6] oparte są o uniwersalne układy mikroprocesorowe, których praca kontrolowana jest przez systemy operacyjne. Wówczas bezpieczeństwo przyrządu zależy od parametrów konfiguracji OS, uprawnień użytkowników oraz ustawień BIOSu. Podstawowym zabezpieczeniem jest ograniczenie dostępu do uruchamiania przyrządu z zewnętrznych nośników (bądź lokalizacji sieciowych). W przyrządach komputerowych wskazane jest zabezpieczenie BIOSu odpowiednio silnym hasłem i ograniczenie dostępu do zawierającego go układu scalonego oraz dostępu do przejścia w tryb komend i zapewnienie automatycznego startu programu metrologicznego.

Odpowiednio skonfigurowana ochrona przyrządów uniemożliwia dostęp do systemu operacyjnego poprzez wyjście poza interfejs programu metrologicznego (np. przez jego zamknięcie, zminimalizowanie itp.) lub w przypadku sytuacji awaryjnej (błędu procesu metrologicznego lub awarii OS). Zakres ograniczeń jest zależny od specyfiki zastosowanego systemu operacyjnego.

PROTECTION OF METROLOGICAL SOFTWARE

One of the basic objectives of metrology is to ensure the reliability and validity of measurement results. Modern ICT technologies are widely used in measuring instruments. It became necessary to determine rules for their application. In order not to lose the basic value of the measurement process – repeatability, reliability and reproducibility – defining the quality of the measurement process. This work reviews regulations concerning ICT in measuring instruments. Their applications in exemplary innovative technical solutions have been discussed. The importance for the security of the measurement process and measurement results is presented.

Keywords: digitization, ICT, security, measurement quality.

W systemach otwartych, osadzonych na przyrządach typu U [6], ochrona oprogramowania metrologicznego i konfiguracja systemu operacyjnego są zagadnieniami dość złożonymi, które wymagają zaawansowanej znajomości wdrażanego rozwiązania urządzenia pomiarowego. W szczególności należy uwzględnić konfigurację praw dostępu do poszczególnych zasobów zawierających dane i oprogramowanie pomiarowe, pliki systemowe, sterowniki, biblioteki oraz wartości parametrów konfiguracyjnych systemu, rejestrów itd.. Krytyczne dla procesu pomiarowego zasoby (wartości parametrów konfiguracyjnych, wątków, procesów, kont użytkowników, systemu przerwań) muszą być chronione przed zmianami na równi z metrologicznym oprogramowaniem. Oprócz ograniczeń praw dostępu ważna jest też odtwarzalność modyfikacji (logi), weryfikacja sum kontrolnych zasobów pamięci stałej i operacyjnej oraz innych zasobów systemowych [6] [3].

3. WNIOSKI KOŃCOWE

Rozwój technologii sprawił, że dawne metody zapewnienia rzetelności pomiaru są niewystarczające. W przyrządach pomiarowych stosowane są teleinformatyczne metody zabezpieczeń oprogramowania i przetwarzania oraz ochrony danych. Dodatkowo w metrologii istotne jest zapewnienie należytej ochrony środowiska pomiarowego zgodnie z aktualnie obowiązującymi standardami.

4. BIBLIOGRAFIA

1. Dyrektywa Parlamentu Europejskiego i Rady 2014/31/UE z dnia 26 lutego 2014 r. w sprawie harmonizacji ustawodawstw państw członkowskich odnoszących się do udostępniania na rynku wag nieautomatycznych.
2. Dyrektywa Parlamentu Europejskiego i Rady 2014/32/UE z dnia 26 lutego 2014 r. w sprawie harmonizacji ustawodawstw państw członkowskich odnoszących się do udostępniania na rynku przyrządów pomiarowych.
3. General requirements for software controlled measuring instruments, OIML D 31, 2008 (E).
4. Mosiądz M., Orzepowski M., Zastosowanie kriogenicznego komparatora prądowego do przekazywania jednostki miary rezystancji, „Pomiary Automatyka Kontrola” 2007, nr 9, s. 19–22.
5. Ogólne wymagania dotyczące kompetencji laboratoriów badawczych i wzorcujących, PN-EN ISO/IEC 17025:2018-02.
6. WELMEC 7.2, 2015: Software Guide (Measuring Instruments Directive 2014/32/EU), European Cooperation in Legal Metrology.

WERYFIKACJA OPRACOWANEGO UKŁADU DO WYZNACZANIA WSPÓŁCZYNNIKA PRZEWODNOŚCI CIEPLNEJ MATERIAŁÓW

Andrzej MROWIEC

Państwowa Wyższa Szkoła Zawodowa im. Prezydenta Stanisława Wojciechowskiego w Kaliszu
tel.: 606 942 976, e-mail: a.mrowiec@pwsz.kalisz.pl

Streszczenie: W artykule przedstawiono udoskonalony układ pomiarowy do wyznaczenia współczynnika przewodności cieplnej ciał stałych i cieczy metodą „gorącego drutu” (rozwiązanie zgłoszono w Urzędzie Patentowym RP – nr P.425050). Do pomiaru przyrostu temperatury elementu grzejnego w funkcji temperatury badanego materiału wykorzystano autorski przetwornik różnicy temperatur z wyjściem napięciowym. Po wykonaniu kalibracji dla przyrostu temperatury $\Delta T = 3,2^\circ\text{C}$ pozwala on na przeprowadzanie badań eksperymentalnych w bardzo szerokim zakresie zmian temperatury otoczenia z dużą dokładnością pomiarową. Dla tak zbudowanego układu pomiarowego wykonano badania weryfikacyjne przy małych mocach grzania drutu grzejnego (z zakresu 0,18...1,23W) wykorzystując wodę destylowaną jako ciecz wzorcową.

Słowa kluczowe: metoda „gorącego drutu”, współczynnik przewodności cieplnej.

1. WPROWADZENIE

Badania właściwości cieplnych różnych materiałów stanowią dziedzinę wiedzy ważną dla analizy problemów związanych z wymianą ciepła w instalacjach technicznych. Z punktu widzenia przewodzenia ciepła szczególnie istotne znaczenie mają badania dotyczące możliwości wyznaczenia wartości współczynnika przewodności cieplnej λ . Znajomość tego współczynnika dla różnego rodzaju materiałów jest ważna w praktyce inżynierskiej, a także w badaniach eksperymentalnych. Obecnie wiele ośrodków badawczych zajmuje się poszukiwaniem nowych metod oraz udoskonalaniem już istniejących, które pozwolą na dokładniejsze wyznaczenie wartości współczynników λ [1].

Znane układy do eksperymentalnego wyznaczenia współczynnika λ wykorzystują metody statyczne i dynamiczne. Metody statyczne wyróżnia niezmiennosc pola temperatury w badanej próbce. Badania wykonuje się stosując ustalony przepływ ciepła z wykorzystaniem płyt równoległych (aparatus Poensgena jedno lub dwupłytowy). Podstawą dynamicznych metod pomiaru przewodności cieplnej materiałów jest na ogół teoria uporządkowanego strumienia ciepła wykorzystywana w metodzie „gorącego drutu” lub metodzie fal cieplnych [2].

Metoda „gorącego drutu” stosowana jest zarówno dla ciał stałych, jak i cieczy. Oparta jest ona na zjawisku nieustalonego przewodzenia ciepła i charakteryzuje się przy swojej prostocie stosunkowo dużą dokładnością, jak i względnie krótkim czasem pomiaru (całkowity czas pomiaru nie przekracza 60 s, podczas gdy dla metod statycznych

całkowity czas pomiaru wynosi kilka godzin). Ważną zaletą tej metody jest również to, że podczas pomiaru współczynnika przewodności cieplnej płynów umożliwia ona wyeliminowanie wpływu konwekcji. Uzyskuje się to dzięki temu, że strumień ciepła emitowany przez element grzejny jest stosunkowo mały, a czas pomiaru krótki [3, 4].

Metoda „gorącego drutu” polega na umieszczeniu w badanej próbce (ciało stałe lub ciecz) drutu o znanej rezystancji, przez który płynie prąd o stałym natężeniu ze stabilizowanego źródła napięcia. Ilość ciepła Q wydzielana na drucie oporowym („gorący drut”) jest równa ilości ciepła przepiętego przez badany materiał przy założeniu, że nie występują straty oraz pomija się akumulację tego ciepła w elemencie grzejnym. Przyrost temperatury w czasie mierzy się na drucie przy założeniu, że można pominąć jego małą średnicę w stosunku do długości. Wykonując dwa pomiary temperatury T odpowiednio w chwilach czasu t_1 i t_2 określa się wartość współczynnika przewodzenia ciepła λ z zależności (1):

$$\lambda = \frac{Q}{4 \pi L} \cdot \frac{\ln \frac{t_2}{t_1}}{\Delta T} \quad (1)$$

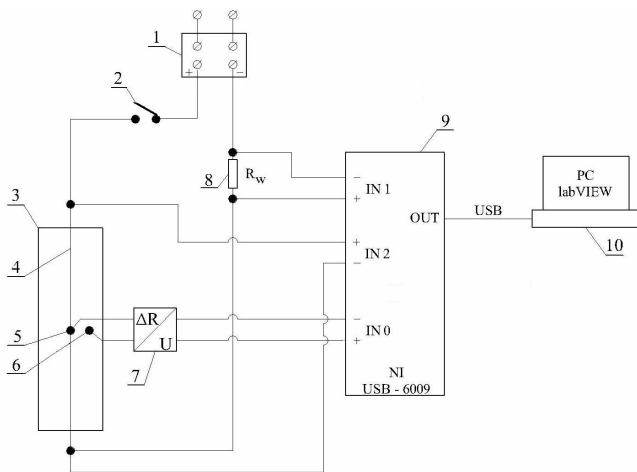
gdzie: Q - ilość ciepła emitowana przez źródło ciepła w jednostce czasu [W],
 L - długość elementu grzejnego [m],
 t - czas [s],
 ΔT - przyrost temperatury elementu grzejnego ($T_2 - T_1$) [$^\circ\text{C}$].

Zasadniczą wadą tej metody jest to, że przy badaniu próbek materiałów w szerokim zakresie zmian temperatury, związanej ściśle z temperaturą otoczenia (np. dla materiałów budowlanych zakres ten może wynosić $-20...+80^\circ\text{C}$), przetwornik pomiaru temperatury metodą „gorącego drutu” powinien być wykalibrowany w zakresie pomiarowym dodatkowo zwiększonym od dołu i góry o pewną wartość, na przykład o 4°C , w odniesieniu do przyjętego zakresu zmian temperatury otoczenia. W czasie pomiaru, przy dostarczaniu do elementu grzejnego mocy mniejszej od 1W, następuje bardzo mały przyrost temperatury drutu oporowego wynoszący poniżej 1°C . Dokładny pomiar tak małych przyrostów temperatury jest trudny. Istnieje możliwość zwiększenia dokładności mierzonego przyrostu temperatury drutu oporowego („gorącego drutu”), poprzez podzielenie

szerokiego zakresu temperatury otoczenia na dużo mniejsze przedziały, w których można przeprowadzać pomiar przewodności cieplnej. Dlatego dla każdego takiego nowego podzakresu pomiarowego należałoby wykonać, przed każdym pomiarem nową pracochłonną kalibrację całego układu pomiarowego. Dla pomiaru różnicy temperatur niezbędnej do wyznaczenia przewodności cieplnej, a przy tym uzyskania wysokiej dokładności pomiaru temperatury, zakres pomiarowy przetwornika nie powinien przekraczać 10°C. To przy małych mocach dostarczanych do „gorącego drutu” i małym przyroście temperatury poniżej 1°C zapewnia już pomiar z zadawalającą dokładnością.

2. BUDOWA UKŁADU POMIAROWEGO

Na rysunku 1 przedstawiono schemat udoskonalonego układu pomiarowego do wyznaczenia współczynnika przewodności cieplnej materiałów pozbawiony wymienionej wcześniej wady. W układzie tym wykorzystano wykonany przez autora pracy przetwornik różnicowy do pomiaru przyrostu temperatury elementu grzejnego w stosunku do temperatury badanego materiału i wykalibrowany na zakres pomiarowy 3,2°C. Pozwala on na wykonywanie eksperymentów w stosunkowo szerokim zakresie zmian temperatury otoczenia (np. w komorach klimatycznych).



Rys. 1. Schemat układu pomiarowego do wyznaczenia współczynnika λ

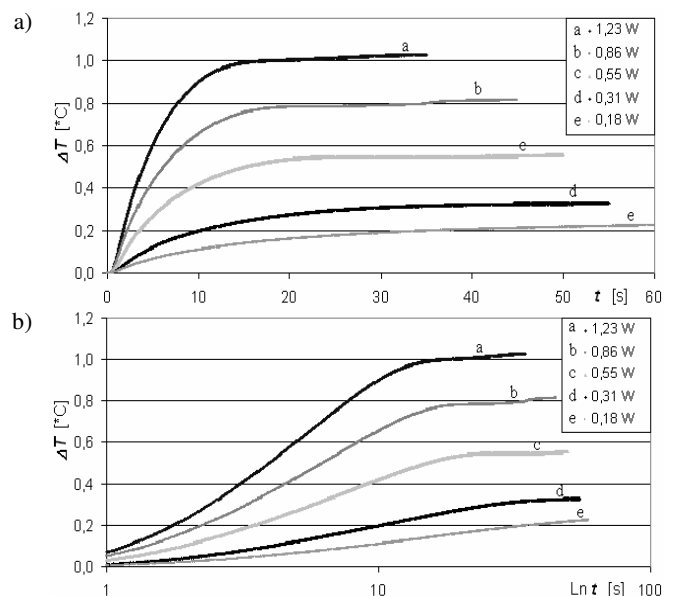
W badanej próbce (3) umieszczono element grzejny (4) w postaci emaliowanego drutu oporowego (o średnicy 0,2 mm) o znanej długości, do którego przymocowano na stałe małego barytowego rezystancyjny czujnik temperatury (5). W tej samej próbce, jako element odniesienia pomiaru temperatury badanego materiału, umieszczono drugi taki sam rezystancyjny czujnik temperatury (6). Czujnik ten umieszczono w takiej odległości od elementu grzejnego, aby nie występowało oddziaływanie strumienia ciepła pochodzącego od drutu oporowego na drodze przewodzenia lub konwekcji w cieczy. Chodziło o to, aby te dwa zjawiska można było pominąć. Sam element grzejny zasilany jest poprzez włącznik (2) z stabilizowanego źródła napięcia stałego (1), co przy stałym oporze drutu rezystancyjnego zapewnia dopływ stałego strumienia ciepła. Sygnały z czujników rezystancyjnych w układzie mostkowym wprowadzono na wejście różnicowe wzmacniacza operacyjnego przetwornika temperatury z wyjściem napięciowym (7). W układzie pomiarowym, przed podaniem zasilania na element grzejny, temperatury czujników (5) i (6)

są jednakowe, a zatem wartość napięcia wyjściowego z przetwornika różnicowego temperatury równa jest zero. Mierzy on przyrost temperatury w stosunku do aktualnej temperatury badanego materiału, co pozwala na wykalibrowanie przetwornika dla małego przyrostu temperatury (np. 3,2°C), dzięki czemu może być wykorzystywany w szerokim zakresie zmian temperatury badanego materiału (temperatury otoczenia). Zakres ten może ograniczać tylko dopuszczalna temperatura zastosowanych czujników temperatury lub przewodów doprowadzających sygnały do różnicowego przetwornika temperatury (7). Układ pomiarowo-rejestrujący składa się z: komputera PC (10) wyposażonego w oprogramowanie pomiarowe i sterowniki NI-DAQmax i NI-labVIEW, które połączono poprzez złącze RS-232 z 14-bitowym przetwornikiem A/C typu NI USB-6009 (9). Na wejściach do tego przetwornika podłączono:

- IN0 – wyjście napięciowe z różnicowego przetwornika temperatury (7) – pomiar przyrostu temperatury elementu grzejnego („gorącego drutu”) do temperatury badanej próbki;
- IN1 – napięcie „odłożone” na rezystorze wzorcowym 100Ω (8) – pomiar prądu przepływającego przez element grzejny („gorący drut”);
- IN2 – napięcie występujące na zaciskach drutu grzejnego (4) – pomiar napięcia na zaciskach elementu grzejnego („gorącego drutu”).

3. WYNIKI BADAŃ I ICH ANALIZA

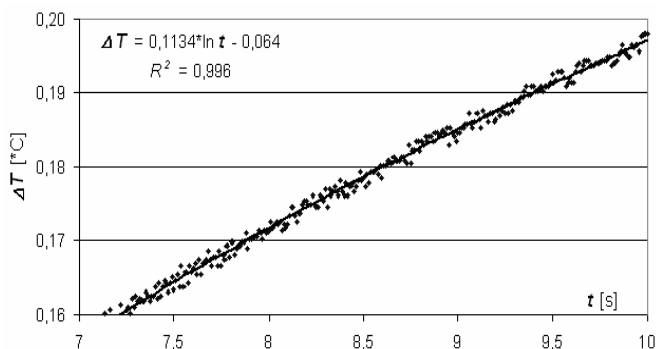
W celu weryfikacji zbudowanego układu pomiarowego (rys. 1) przeprowadzono badania porównawcze. Badania te prowadzono w temperaturze otoczenia ($21 \pm 1^\circ\text{C}$) dla wody destylowanej o znanej wartości współczynnika przewodności cieplnej (literaturowy współczynnik $\lambda = 0,61 \text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K})$).



Rys. 2. Wykresy przyrostu temperatury drutu grzejnego w funkcji czasu dla wody destylowanej przy wybranych mocach grzania: a) $\Delta T = f(t)$, b) $\Delta T = f(\ln t)$

Wyniki pomiarów przyrostów temperatury drutu grzejnego („gorącego drutu”) w funkcji czasu dla pięciu różnych mocy grzania przedstawiono w postaci graficznej na rysunku 2. Z przebiegów tych wynika, że czas pomiaru nie

przekracza 60s dla mocy grzania 0,18 W, a dla mocy grzania 1,23W zmniejsza się do 25 s, dzięki czemu uzyskuje się największy przyrost temperatury drutu grzejnego ΔT przekraczający nieznacznie 1°C. Liniowo narastające fragmenty charakterystyk, przedstawionych w układzie $\Delta T - \ln t$ na rysunku 2b), posłużyły do obliczenia współczynnika przewodności cieplnej λ . Na rysunku 3 przedstawiono liniowy fragment charakterystyki (rys. 2b) dla mocy grzania drutu grzejnego wynoszącej 0,31 W. Uzyskane w ten sposób wyniki obliczeń wartości λ (średnia z trzech pomiarów) wraz z wartością literaturową dla wody destylowanej przy wybranych wartościach mocy grzania przedstawiono w tabeli 1.



Rys. 3. Przyrost temperatury w funkcji czasu przy zadanej mocy grzania 0,31 W

W celu weryfikacji tak udoskonalonego stanowiska pomiarowego, na podstawie zależności (1) obliczono wartości współczynnika przewodności cieplnej λ dla wody destylowanej przy wybranych mocach grzania z zakresu 0,18...1,23 W. W obliczeniach przyjęto przedziały czasowe ($t_2 - t_1$) odpowiadające liniowej charakterystyce z układu $\Delta T - \ln t$ (rys. 2b) wraz z odpowiadającymi im przyrostami temperatury ΔT . Uzyskane w ten sposób wyniki obliczeń wartości λ (średnia z trzech pomiarów) przy wybranych wartościach mocy grzania drutu oporowego wraz z porównaniem do nominalnej wartości literaturowej dla wody destylowanej ($\lambda=0,61$ W/(m·K)), przedstawiono w tabeli 1.

Tabela 1. Wyznaczone wartości współczynnika λ wody destylowanej przy różnych wartościach mocy grzania drutu grzejnego i porównanie z wartością nominalną ($\lambda=0,61$ W/(m·K))

Moc grzania drutu [W]	Wybrany przedział czasu [s]	Wartość współczynnika λ [W/(m·K)]	$\Delta\lambda/\lambda$ [%]
0,18	11,0...15,0	0,5786	-5,15
0,31	7,50...9,50	0,5971	-2,11
0,55	6,25...9,00	0,5766	-5,48
0,86	5,25...8,25	0,5717	-6,28
1,23	4,33...6,66	0,6005	-1,56

4. WNIOSKI KOŃCOWE

Otrzymane wyniki wartości współczynnika przewodności cieplnej λ dla wody destylowanej na udoskonalonym stanowisku pomiarowym potwierdzają przydatność przyjętej metody „gorącego drutu” do badań materiałów.

Podczas wstępnej weryfikacji układu pomiarowego dla wody destylowanej stwierdzono że:

1. W przebadanym zakresie mocy grzania drutu grzejnego występuje jednostronne rozproszenie wyników (wyniki pomiarów są zaniżone w stosunku do wartości referencyjnej $\lambda = 0,61$ W/(m·K)).
2. Błąd względny z porównania eksperymentalnych wartości współczynnika przewodności cieplnej do wartości literaturowej nie przekracza -6,28% (norma ASTM D2717 dopuszcza błąd względny do 10%).

5. BIBLIOGRAFIA

1. Monchau J. P., Lalanne N., Ibos L.: Measurement of the thermal conductivity of liquids by hot wire method: comparison between transient and stationary approaches. 18th International Congress of Metrology, 06003(2017), DOI: 10.1051/metrology/201706003.
2. Fodemski T.R: Pomiar ciepłoty, Część 1, Podstawowe pomiary ciepłoty, WNT, Warszawa 2007.
3. Heim D., Mrowiec A., Prałat K.: Zastosowanie stanowiska badawczego małych mocy do pomiarów przewodności cieplnej cieczy o gęstości większej od wody, „Inżynieria i Aparatura Chemiczna” nr 1/2014, 53, s. 21-22.
4. Heim D., Mrowiec A., Prałat K.: Analysis and interpretation of results of thermal conductivity obtained by the Hot Wire Method, Experimental Techniques, 2016, Volume 40, ISSN: 0732-8818, pp. 513-51.

VERIFICATION OF A SYSTEM FOR DETERMINING THERMAL CONDUCTIVITY COEFFICIENT OF THE MATERIALS

Improved measuring system by „hot wire” method for determination of thermal conductivity coefficient for the solid bodies and fluids was presented in this article. In this system, original (patent application) differential converter for measurement of temperature rise of a heating element compared to temperature of an examined material was used. Calibrating to the measuring range $\Delta T = 3,2^\circ\text{C}$ enables to conduct experimental research in a very wide range of the changes of ambient temperature (e.g. in the climatic chambers, in which we can get the change of temperature within the range between -20°C and $+80^\circ\text{C}$). Verification research in the ambient temperature ($21\pm 1^\circ\text{C}$) with selected powers of heating up a heating wire between 0,18 and 1,23 W was conducted for such measuring system. Distilled water of the value of literature thermal conductivity coefficient $\lambda = 0,61$ W/(m·K) was used for the research. An error from comparison of obtained experimental values of thermal conductivity coefficient with values provided in literature, in the examined scope, does not exceed -6,28%.

Keywords: „hot wire” method, thermal conductivity coefficient.

UNCERTAINTY OF HYSTERESIS LOOP MEASUREMENTS IN MAGNETIC MATERIALS

Mariusz NAJGEBAUER¹, Sławomir GRYS², Robert HIERGEIST³

1. Częstochowa University of Technology, Faculty of Electrical Engineering, Poland
tel.: 48 34 3250 806, e-mail: najgebauer@el.pcz.czyst.pl
2. Częstochowa University of Technology, Faculty of Electrical Engineering, Poland
tel.: +48 34 3250 883, e-mail: grys@el.pcz.czyst.pl
3. Magnet-Physik Dr. Steingroever GmbH, Köln, Germany
e-mail: robert.hiergeist@magnet-physik.de

Abstract: In this paper an estimation of the uncertainty is presented for the Magnet-Physik REMACOMP[®] C-200 BH-loop tracer. Two configurations were treated for electrical steel in the form of strips: the Epstein frame and the so called MJC yoke. It was revealed that the dominating contribution to the uncertainty budget in both configurations is due to the inaccuracy in measuring of the sample dimensions.

Keywords: hysteresis loop, uncertainty of measurement.

1. INTRODUCTION

Different kinds of soft magnetic materials (electrical steels, amorphous and nanocrystalline ribbons, etc.) are currently used for magnetic cores of electric and electronic devices. The main magnetic properties of these materials are represented by their hysteresis loops. They provide technical important information on the magnetisation processes in these materials. Besides the so called major loops, symmetric and asymmetric minor loops, initial and anhysteretic curves are examined in practice. Examples of these different kinds of curves are shown in Figure 1. Significant parameters are derived from those experimental curves like the coercivity H_c , the remanent induction B_r and the power loss [1-4]. In particular the power loss corresponds to the area of the hysteresis loop.

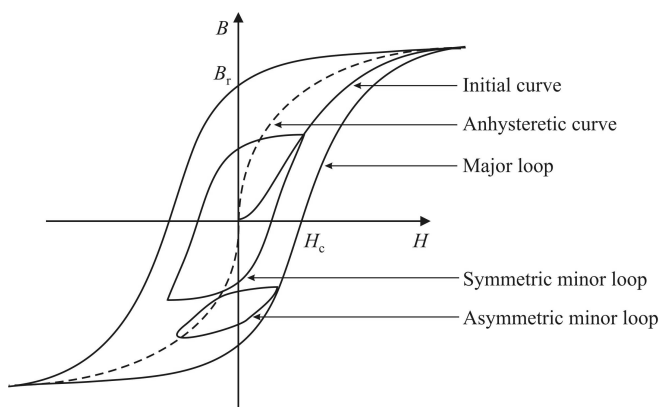


Fig. 1. Hysteresis loops of a magnetic material [4]

The properties of magnetic materials determine their suitability for specific applications and are used in the design

and manufacturing of magnetic cores. Inaccurate information about the material parameters may cause erroneous designs of magnetic cores and, as a consequence, inefficient operation modes of electric devices or excessive material costs. The magnetic properties are usually measured using a computer-aided measuring system. Thereby, the knowledge of the measuring system accuracy is such a crucial issue.

In this paper, the uncertainty of hysteresis loop measurements for a Magnet-Physik REMACOMP[®] C-200 system is estimated.

2. DETERMINATION OF THE HYSTERESIS LOOP

The Magnet-Physik REMACOMP[®] C-200 measuring system can be used to determine dynamic hysteresis loops of soft magnetic materials and related magnetic parameters like coercivity, remanence and power loss. The measurements can be carried out for different specimens and measuring fixtures as ring specimens, Epstein frames or Magnet-Physik MJC measuring yokes.

The REMACOMP[®] C-200 system operates based on the oscillographic recording principle. The idea behind this method is presented in Figure 2.

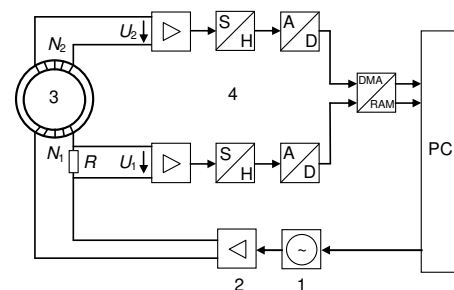


Fig. 2. Operating principle of the REMACOMP[®] C-200 measuring system: 1 – programmable signal generator, 2 – power amplifier, 3 – specimen, 4 – digital sampling system with preamplifiers and analog/digital converters, $N_{1,2}$ – primary and secondary windings, R – shunt resistor [5, 6]

The magnetic field strength H is calculated directly from the measured voltage drop that is caused by a magnetizing current I flowing through a low-inductance shunt resistor R :

$$H = \frac{N_1 \cdot I}{l_m} = \frac{N_1 \cdot U_1}{l_m \cdot R} \quad (1)$$

where N_1 – number of turns of the primary winding, I – current amplitude of the primary windings, l_m – length of the magnetic path, U_1 – voltage on the shunt resistor R .

The magnetic flux density B is determined by integrating the voltage induced into the secondary winding:

$$B(t) = \frac{1}{N_2 \cdot A} \int U_2(t) dt \quad (2)$$

where N_2 – number of turns of the secondary winding, A – cross-sectional area of the secondary winding, U_2 – voltage induced into the secondary winding, t – time.

The voltage drop U_1 across the shunt resistor and the voltage U_2 induced in the secondary winding are simultaneously sampled by two analog-to-digital converters. The induced voltage is then numerically integrated to obtain the magnetic flux density B . More details can be found in [5,6].

3. ESTIMATING OF THE UNCERTAINTY OF HYSTERESIS LOOP MEASUREMENTS

The hysteresis loop can be described by a non-linear dependency $B = f(H)$. Both quantities H and B are measured in the same measurement system indirectly with some uncertainty. The true values are in the ranges $H_m \pm U_H$ and $B_m \pm U_B$, where H and B with indexes 'm' are measured values and U_H and U_B are the related extended uncertainties. In this paragraph the route how to estimate these uncertainties is presented for the operating rule of the REMACOMP® C-200 loop tracer. This is done for real specimens made of electrical steel in the form of strips, measured by the Epstein frame (case 1 non-oriented strips) and by the Magnet-Physik MJC measuring yoke (case 2 grain-oriented strips), respectively. The results for these two cases are presented in the next two subsections.

3.1. Case 1 (THE EPSTEIN FRAME)

In this case, the measurement of hysteresis loops of non-oriented steel M111-35A, as presented in [6], was used for the estimation of uncertainty.

The value of H is determined indirectly according to equation (1). The current I is controlled by the PC to assure that H does not exceed the range $\langle -H_{\max}, H_{\max} \rangle$, which is a priori determined by the operator.

Thereby, according to equation (1), we have four components in the uncertainty budget of H . In the certificate of calibration [7] the manufacturer declared the relative expanded uncertainties: $U_{rel-U1} = 0.8 \%$ (for a measured value 26.03 mV) and $U_{rel-R} = 0.4 \%$ with a coverage factor $k=2$, which for a normal distribution correspond to a coverage probability of approximately 95 %. Hence, the relative standard uncertainties of input estimates U_1 and R are $u_{rel-U1} = 0.8/2/100 = 0.004$ and $u_{rel-R} = 0.4/2/100 = 0.002$. Let's assume that the last turn of the primary winding $N_1 = 700$ was not fully wended or a part of an extra turn was added to lead the coil wires out. For this reason it is assumed that there is a maximum uncertainty of 1 of a full turn. The

corresponding uncertainty is $u_{rel-N1} = 1/N_1/\text{sqrt}(3) = 0.0008$ due to an assumption of an uniform distribution. Here "sqrt" denotes a square root function. The magnetic path in [6] is expressed with three digits as 940 mm and the resolution of indication is $\Delta l_m = 1$ mm. According to the suggestion stated in [8], again an uniform distribution is assumed. Thus the relative standard uncertainty of the magnetic length is $u_{rel-lm} = \Delta l_m/\text{sqrt}(12)/l_m = 0.0003$.

The combined standard uncertainty $u_c(y)$ of $y = f(x_1, \dots, x_M)$ depending on M input quantities x_i is the positive square root of the combined variance $u_c^2(y)$, which is given by the equation:

$$u_c^2(y) = \sum_{i=1}^M \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 u^2(x_i) \quad (3)$$

This is true for the case that all input quantities are independent. The information about these quantities is taken from independent observations, where the variables N_1 , N_2 and A were kept constant. Applying the law of propagation of uncertainty [9] to Eq. (1) and noting that it can be decomposed to principal cases: $y = y_1/y_2$ and $y_1 = x_1 \cdot x_2$ and $y_2 = x_3 \cdot x_4$ we can state that the relative uncertainty of H can be expressed as:

$$u_{rel-H} = \sqrt{u_{rel-U1}^2 + u_{rel-R}^2 + u_{rel-N1}^2 + u_{rel-lm}^2} = 0.0046 \quad (4)$$

Here we mixed input quantities with normal and uniform distributions. This time, the coverage factor is chosen to $k=2$ on the basis of the Central Limit Theorem. This theorem states that the output distribution will be approximately normal due to the convolution of even as few as three uniform distributions (being an extreme example of a non-normal distribution) of equal width is approximately normal. A practical consequence of this Central Limit Theorem is that: if the combined standard uncertainty is not dominated by a standard uncertainty component obtained from a Type A evaluation (many observations), or by a standard uncertainty component obtained from a Type B evaluation based on an assumed rectangular distribution, one has to use for the coverage factor a value from the normal distribution [8]. This requirement is satisfied in the analyzed case. Finally, the relative expanded uncertainty of H is:

$$U_{rel-H} = k \cdot u_{rel-H} = 0.009 < 1\% \quad (5)$$

The magnetic flux density is calculated according to equation (2). This time we have three components in the uncertainty budget of B as indicated by the equation

$$u_B = \sqrt{u_{relA}^2 + u_{relN2}^2 + u_{rel\int u2}^2} \quad (6)$$

The induced voltage signal measured on the secondary winding is sinusoidal versus time. As a consequence thereof and due to equation (3) this is caused by a cosine type behavior of the induced magnetic flux density versus time.

The range of input voltage of the NI Data Acquisition Board NI PCI-6111 is 5 V and the maximum amplitude of U_2 is 1.952 V [6]. From the certificate of calibration we get a relative expanded uncertainty of 0.2 %, with a coverage factor $k=2$, referenced to 4.75 V as the closest value to the maximal amplitude of U_2 . Hence, the relative standard

uncertainties of U_2 is $u_{rel-U_2} = 0.2/2/100 = 0.0010$. Let us assume that the last turn of N_2 winding is not fully done and $u_{rel-N_2} = 1/N_2/\sqrt{3} = 0.0085$ and the cross-sectional area $A = 69.7 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$ is determined with the accuracy of 1%. Thus, a $u_{rel-A} = 0.01/\sqrt{3} = 0.0058$ is obtained. The assessment of the last component of Eq. (6) is not easy and can not be determined without some simplification. The problem to be solved is how the uncertainty of U_2 propagates through the operation of an integration? At first, let's assume the error of a numerical approximation of the integral can be neglected and we have no information how this operation is realized by the software associated with the measuring equipment. In practice, it depends on the applied numerical solver and a slow rate of the integrated signal in relation to time interval. More discussion on stochastic integrals can be found in [10]. In the following approach we assume that the measuring error of U_2 is additive to its true value. The uncertainty of the integral of U_2 was evaluated using the Monte Carlo method [11]. We used the Matlab/Simulink environment to simulate a simple circuit as presented in Figure 3. The standard deviation of the output of a block "Integrator" is a measure of the sought uncertainty of the integrator. The number of 10^6 samples is enough to satisfy a good approximation of probability of the output random variable [11].

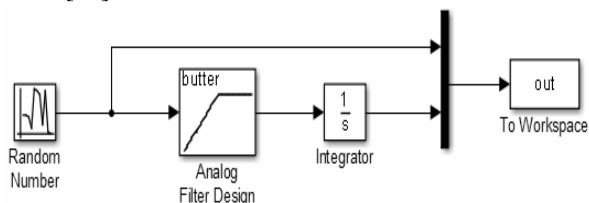


Fig. 3. Generation and propagation of a random signal through a DC removal block and an integrator

The uncertainty of U_2 was modeled by a normally distributed random signal with zero mean and a standard deviation of $u_{rel-U_2} \cdot 4.75 \text{ V}$. Additionally, it was assumed that the DC component was removed by a ADC board in the actual measuring system. This functionality was modeled by a high-pass analog filter with an edge frequency (-3 dB) equal to 0.01 Hz. The variance of the integrator output signal is $u_{rel-intU_2}^2 = 0.000015$ and the distribution of this signal is close to normal. This is in agreement with our expectation which is due to the properties of the "sum of stochastic variables" as expressed by the Central Limit Theorem and the integral-approximation by a sum.

Factor $k = 2$ was used here for the same reason as above. Finally, the relative expanded uncertainty for B is obtained:

$$U_{rel_B} = k \cdot u_{rel_B} = 0.0205 \approx 2\% \quad (7)$$

3.2. Case 2 (THE MJC YOKE)

In this case, the hysteresis loop was measured for the single strip specimen made of grain-oriented steel ET122-30. A picture of the test site is presented in Figure 4.

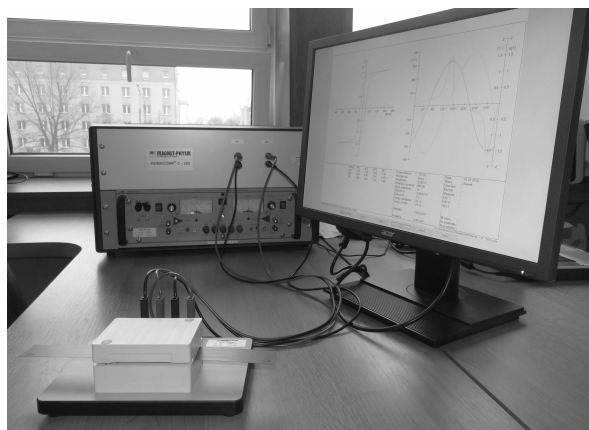


Fig. 4. The REMACOMP C-200 measuring system

The measurements carried out for an arbitrarily chosen frequency of $f = 100 \text{ Hz}$ are shown in Figure 5. The shape of $H(t)$ was fully controlled by the system to make sure that both $U_2(t)$ and finally $B(t)$ are sinusoidal as required in standard IEC 60404-6. This can be observed in Fig. 5b.

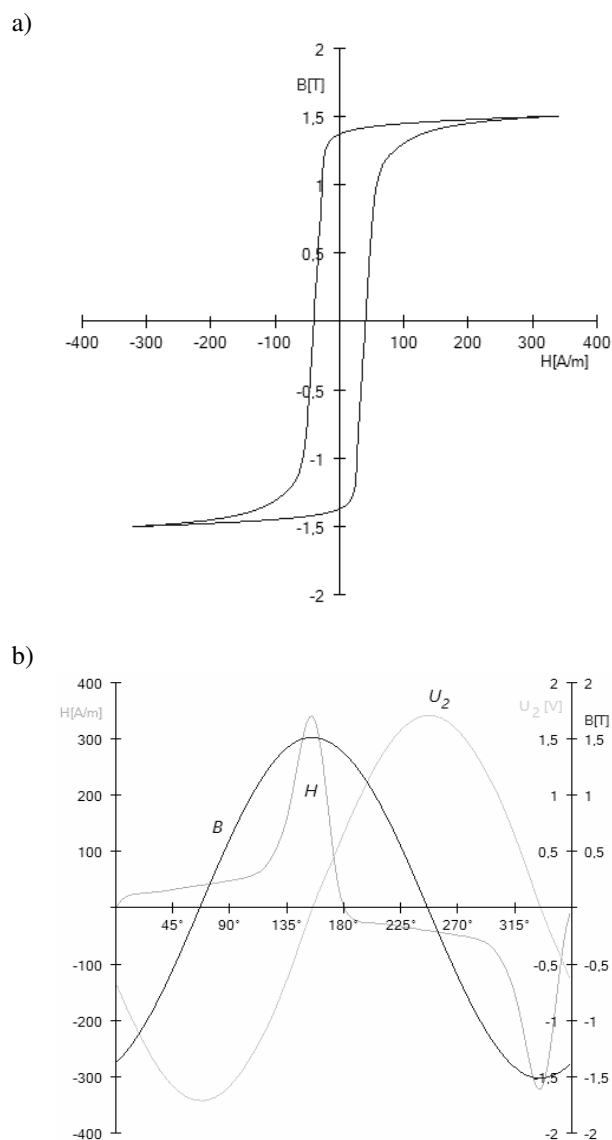


Fig. 5. a) JH loop for $f = 100 \text{ Hz}$, b) signals $U_2(t)$, $H(t)$, $B(t)$ as a function of time (angle)

The following data are specifications of the MJC yoke: $N_1 = 100$ turns, $N_2 = 200$ turns and $l_m = 0.058$ m. As in the case 1, we can estimate: $u_{rel_N1} = 1/N_1/\sqrt{3} = 0.0029$ and $u_{rel_N2} = 1/N_2/\sqrt{3} = 0.0015$. The resolution of indication of l_m is $\Delta l_m = 0.1$ mm and $u_{rel_lm} = \Delta l_m/\sqrt{12}/l_m = 0.005$. The uncertainty components related to U_1 and U_2 are $u_{rel_U1} = 0.8/2/100 = 0.004$, $u_{rel_R} = 0.002$ and $u_{rel_U2} = 0.2/2/100 = 0.001$, respectively. The sample dimensions are: 30 mm width and 0.3 mm thickness. These parameters were measured with resolution 0.01 mm. Therefore, the calculated cross-section of the sample is equal to $A = 9 \cdot 10^{-6}$ m². The relative standard uncertainty related to the width is $u_{rel_w} = 0.01/\sqrt{12}/30$ and the component related to the thickness is $u_{rel_t} = 0.01/\sqrt{12}/0.3$. Therefore the u_{rel} of A is:

$$u_{rel_A} = \sqrt{u_{rel_w}^2 + u_{rel_t}^2 + 2 \cdot r \cdot u_{rel_w} \cdot u_{rel_t}} = 0.01 \quad (8)$$

where r is a correlation factor $\neq 0$ since the same digital thickness caliper was used to measure both dimensions. In the calculation its maximum value $r = 1$ was taken (and is therefore probably overestimated) due to the lack of precise information on it. The u_{rel_A} factor is the dominant part in the budget of u_{rel_H} . The variance of integrator output signal is the same as in previous case, i.e. $u_{rel_intU2}^2 = 0.000015$. Finally we obtain that:

$$U_{rel_H} = k \cdot u_{rel_H} = 0.0177 \approx 2\% \quad (9)$$

and

$$U_{rel_B} = k \cdot u_{rel_B} = 0.0203 \approx 2\% \quad (10)$$

4. CONCLUSION

In the both cases considered in this paper, the relative expanded uncertainty of the hysteresis loop measurements was about 2%. These values seem to be satisfactory for technical measurements. It was revealed that the dominating contribution to the uncertainty budget was due to the inaccuracy in measuring of the sample dimensions.

Future research will be carried out in order to estimate the uncertainty of the power loss, which corresponds to the area of the hysteresis loop.

5. BIBLIOGRAPHY

1. Bozort R.M.: Ferromagnetism, IEEE Magnetic Society, New York, 1993
2. Liorzou F., Phelps B., Atherton D.L., Macroscopic Models of Magnetization, IEEE Transactions on Magnetism, Vol. 36 (2000), pp. 418-428
3. Najgebauer M., Szczygłowski J., Nowoczesne tendencje rozwojowe w inżynierii materiałów magnetycznych, Przegląd Elektrotechniczny, Vol. 84, No. 4 (2008), pp. 136-139
4. Najgebauer M.: The concept of Scaling Analysis Describing the Properties of Soft Magnets, Solid State Phenomena, Vols. 220-221 (2015), pp. 646-651
5. Operating instruction, REMACOMP® C-200, Magnet-Physik, Dr. Steingroever GmbH, Germany
6. Hiergeist R., Wagner K., Ross G.: Characterization of Soft Magnetic Materials in AC Magnetic Fields by Digital Methods, Przegląd Elektrotechniczny, Vol. 93, No. 7 (2017), pp. 43-47, doi:10.15199/48.2017.07.11.
7. Proprietary Calibration Certificate no. Z7180MPS16 for REMACOMP® C-200, Serial number 121833, 2016.06.14.
8. JCGM 100:2008, Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement with minor corrections, Evaluation of measurement data, Joint Committee for Guides in Metrology, 1999.
9. Jaworski J.: Niedokładność, błąd, niepewność. Dodatek do wyd. polskiego Wyrażanie niepewności pomiaru - przewodnik, Główny Urząd Miar, Warszawa 1999 (in Polish).
10. Highan D.J.: An algorithmic introduction to numerical simulation of stochastic differential equations, SIAM Review, Vol. 43, No. 3, p. 525-546.
11. JCGM 101:2008E: Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement. Supplement 1. Numerical Methods for the Propagation of Distributions, Joint Committee for Guides in Metrology, 2004.

NIEPEWNOŚĆ WYZNACZANIA PĘTLI HISTEREZY MATERIAŁÓW MAGNETYCZNYCH

W artykule opisano system pomiarowy REMACOMP® C-200 służący do wyznaczania dynamicznych pętli histerezy dla materiałów magnetycznie miękkich oraz zaproponowano metodę wyznaczania dokładności takich pomiarów. Oszacowano niepewność względną wyznaczania natężenia pola magnetycznego H i indukcji magnetycznej B . Analizę niepewności przeprowadzono dla pomiarów pętli histerezy magnetycznej dla blach elektrotechnicznych w dwóch przypadkach: dla próbki wykonanej z blachy o ziarnie orientowanym (pomiarzy za pomocą aparatu Epsteina) i dla próbki z blachy nieorientowanej (pomiar na pojedynczym pasku za pomocą jarzma MJC). Na podstawie opisu metody pomiarowej zidentyfikowano wielkości wejściowe wpływające na niepewność natężenia pola H oraz niezależnie na indukcję magnetyczną B . Wprowadzono je do budżetu niepewności na podstawie dostępnej dokumentacji, założeń konstrukcyjnych cewek, pomiaru wymiarów próbek oraz symulacji komputerowej do oceny propagacji niepewności zmiennej losowej przez układ całkujący. W tym celu przeprowadzono analizę Monte Carlo. W obu analizowanych przypadkach uzyskano niepewność rozszerzoną względną dla pomiaru pętli histerezy na poziomie 2%. Uzyskane wyniki można uznać za akceptowalne w przypadku pomiarów technicznych. Dalsze prace będą prowadzone w kierunku szacowania niepewności pomiaru strat w blachach elektrotechnicznych, wyznaczonych z powierzchni pętli histerezy.

Słowa kluczowe: pętla histerezy, niepewność pomiaru.

EKSPERYMENTALNE WYZNACZANIE PROFILU PRĘDKOŚCI W KANALE PROSTOKĄTNYM

Sławomir POCHWAŁA¹, Mariusz RZĄSA², Paweł PAWŁOWSKI³

1. Politechnika Opolska, Wydział Mechaniczny, Katedra Techniki Ciepłej i Aparatury Przemysłowej
tel.: 77-449-84-56 e-mail: s.pochwala@po.opole.pl
2. Politechnika Opolska, Wydział Mechaniczny, Katedra Techniki Ciepłej i Aparatury Przemysłowej
tel.: 77-449-80-71 e-mail: m.rzasa@po.opole.pl
3. Kelvion Central Europe Sp. z o.o.
tel.: 500-701-844 e-mail: pa.pawlowski@o2.pl

Streszczenie: Badania zrealizowane na potrzeby niniejszego artykułu miały na celu eksperymentalną ocenę wpływu typowego elementu armatury instalacyjnej oraz wartości turbulencji przepływu na wyznaczenie długości odcinka prostego pozwalającego na stabilizację strugi przepływającego płynu.

Słowa kluczowe: turbulencja przepływu. prędkość przepływu. instalacje wentylacyjne. stabilizacja strugi.

1. BADANIA EKSPERYMENTALNE

1.1. Opis stanowiska pomiarowego

W celu przeprowadzenia badań eksperymentalnej oceny długości drogi, na której następuje stabilizacja strugi zaburzonej typowymi elementami instalacji przygotowano stanowisko pomiarowe przedstawione na rysunku 1.



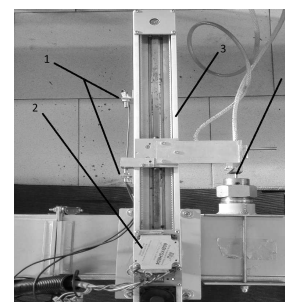
Rys. 1. Stanowisko pomiarowe

Głównym jego elementem jest stalowy kanał, przez który zasysane jest powietrze z otoczenia. Kanał, dla którego realizowano badania miał przekrój poprzeczny kwadratowy i długość ścianki równą 160 mm. Na kanale tym zamontowano układ trzech kolan 30° połączonych razem tworząc jedno kolano segmentowe 90°, co przedstawiono na rysunku 2. Zaburzenia przepływającej strugi powietrza spowodowane obecnością takiego układu elementów stanowiły przedmiot przeprowadzonych badań.



Rys. 2. Układ kolan 3x30°

Powietrze opuszczające kanał przepływało przez sieć rur PVC o średnicy nominalnej $\varnothing 160$ mm kierując się w stronę dmuchawy promieniowej, napędzanej silnikiem trójfazowym. Silnik połączony jest z przetwornicą częstotliwości umożliwiającą płynną regulację obrotów. Takie rozwiązanie umożliwiło pośrednią kontrolę i regulację prędkości przepływu powietrza w instalacji. W celu przeprowadzenia oceny wielkości zaburzenia strugi w określonych odległościach za elementem zaburzającym, należało wyznaczyć profil prędkości przepływającego płynu w kanale. Zastosowano układ pomiarowy przedstawiony na rysunku 3, składający się z rurki Prandtla (4) połączonej z modułem liniowym (3) wyposażonym w silnik krokowy (2), pozwalającym na pomiar prędkości wzdłuż całej szerokości kanału przy zachowaniu określonego kroku przesuwu rurki (2,0 mm). Głównymi elementami modułu są dwa czujniki krańcowe (1), które umożliwiają dostosowanie do rozmiarów kanału, co zabezpiecza przed zniszczeniem rurkę Prandtla.



Rys. 3. Układ pomiarowy: moduł liniowy i rurka Prandtla

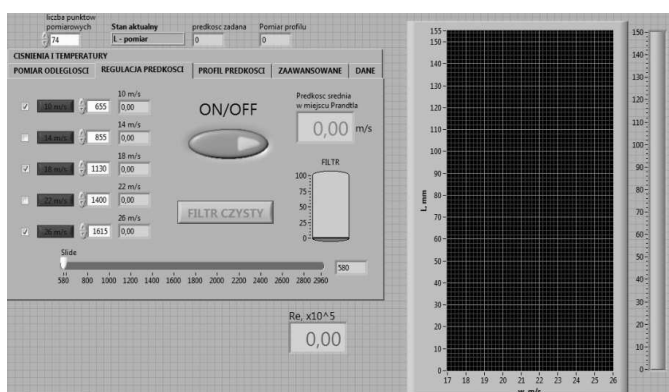
Rurkę Prandtla podłączono dwoma przewodami impulsowymi p^+ oraz p^- z przetwornikiem różnicy ciśnień firmy Siemens Sistrans DS III o niepewności pomiarowej 0,075%. Mierzona przez niego różnica ciśnień statycznego i dynamicznego w kanale była przetwarzana w systemie akwizycji danych na prędkości przepływu. Do pomiaru ciśnienia całkowitego zastosowano przetwornik firmy WIKA, typ P-10, natomiast temperaturę mierzono termometrem oporowym Pt-100. Prędkość średnią powietrza w instalacji mierzono przy pomocy przepływomierza turbinowego Sponsler SP6-CB-PH7-C-4X.

1.2. Akwizycja danych pomiarowych

Opisane stanowisko badawcze wyposażone jest w zespół elementów mających na celu odczyt, regulację i zapis mierzonych danych. Należą do nich karty pomiarowe firmy National Instruments zamocowane w obudowie CompactDAQ NI cDAQ-9172. Podczas prowadzenia opisywanych badań wykorzystano następujące karty pomiarowe:

- NI 9203, obsługującej przetworniki różnicy ciśnień oraz ciśnienia absolutnego,
- NI 9403, obsługującej silnik krokowy modułu liniowego oraz wyłączniki krańcowe,
- NI 9265, obsługującej przetwornicę częstotliwości silnika dmuchawy,
- NI 9217, obsługującej termometr oporowy.

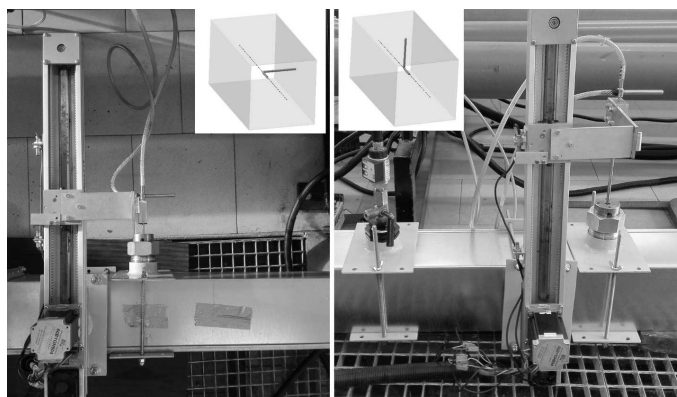
Sygnal z kart przekazywany był przez złącze USB do komputera stacjonarnego znajdującego się w tym samym pomieszczeniu. Zainstalowane na nim oprogramowanie służące do sterowania pomiarami zostało stworzone w języku LabVIEW, który obejmuje szeroki zestaw funkcji. Po pierwsze, przetwarza w czasie rzeczywistym dane odbierane z kart pomiarowych, które zapisywane są w pliku Microsoft Excel. Z poziomu programu operator wybrać może interesującą go prędkość przepływu powietrza, którą program przetwarza w odpowiednią wartość obrotów silnika dmuchawy. W oknach dialogowych wyświetlane są: aktualne lokalne prędkości przepływu przetwarzane przez rurkę Prandtla, prędkość średnia mierzona przez przepływomierz turbinowy oraz wartość liczby Reynoldsa odzwierciedlająca poziom burzliwości przepływającego powietrza. Dodatkowo obrazowane jest na wykresie aktualne położenie rurki Prandtla w kanale. Operator posiada możliwość dobrania kroku przesuwu rurki wzdłuż osi wpływając w ten sposób na dokładność badanego profilu prędkości.



Rys. 4. Interfejs programu do obsługi pomiarów LabVIEW

1.3. Metodyka prowadzenia badań

Pierwszą operacją, jaką należało wykonać przystępując do pomiarów, było dopasowanie rozstawu wyłączników krańcowych modułu liniowego. Pomiar realizowano na kanale o długości boku 160 mm. Po odpowiednim ustawieniu krańcówek oraz sprawdzeniu szerokości rzeczywistej kanału z poziomu programu można było przystąpić do doboru kroku przesuwu rurki Prandtla. Aby w jak najdokładniejszy sposób odzwierciedlić profil prędkości powietrza w kanale, zdecydowano się na dokonywanie pomiaru co 2 mm. Pozwoliło to na otrzymanie 74 punktów pomiarowych w jednej płaszczyźnie przesuwu. Mając na uwadze niesymetryczny charakter kształtowania się profilu prędkości strugi w kanale kwadratowym pomiary prowadzono dla pionowego oraz poziomego położenia układu pomiarowego.



Rys. 5. Badania w poziomym i pionowym położeniu układu pomiarowego

W celu dokonania oceny długości odcinka stabilizacji strugi zaburzonej układem kolan, co jest głównym zadaniem niniejszej pracy, należało przeprowadzić analogiczne pomiary w różnych odległościach rurki Prandtla od układu zaburzającego. W ujęciu praktycznym przyjęło się odnosić taką odległość do średnicy danej rury lub, jak w tym przypadku, do średnicy ekwiwalentnej kanału kwadratowego, którą stanowi długość jego boku a .

Tab. 1. Położenie punktów pomiarowych względem układu kolan.

Odległość [L/D]	3D	4D	5D	7D	8D	12D	15D	22D	25D
Odległość rzeczywista [m]	0,48	0,64	0,80	1,12	1,28	1,90	2,40	3,50	4,00

Poza rodzajem układu zaburzającego na długość stabilizacji strugi wpływ ma również intensywność turbulencji przepływu opisywana bezwymiarową liczbą Reynoldsa zgodnie z zależnością:

$$Re = (w \cdot d_e \cdot \rho) / \eta, \quad (1)$$

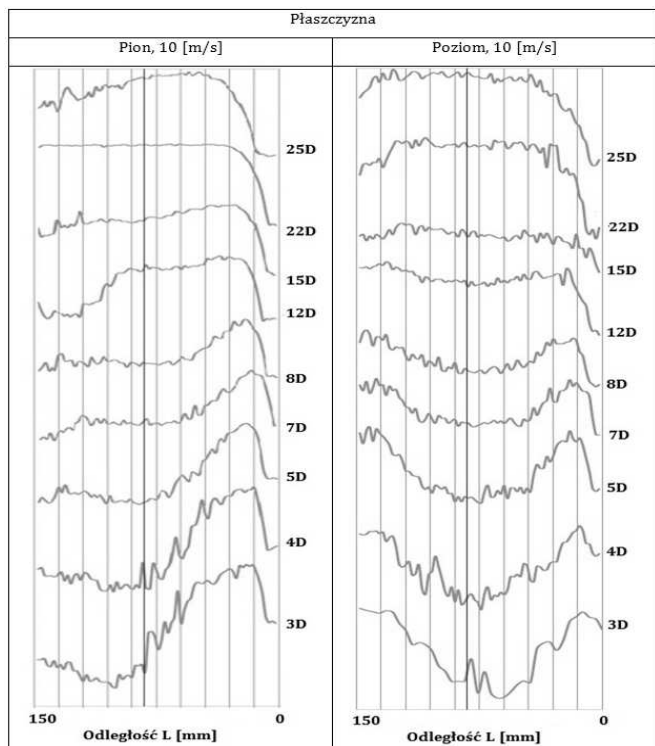
gdzie: w – prędkość średnia, d_e – średnica ekwiwalentna kanału, ρ – gęstość, η – dynamiczny współczynnik lepkości.

Jako że obecne we wzorze (1) wartości średnicy ekwiwalentnej, gęstości i lepkości powietrza są stałe, lub nie ulegają znacznym zmianom w tych badaniach, jedyną zmienną wielkością wpływającą bezpośrednio na wartość turbulencji jest prędkość. Z tego powodu pomiary wykonane zostały dla trzech wartości prędkości średniej powietrza: 10, 18 oraz 26 m/s. Wartości prędkości lokalnej odbieranej przez rurkę Prandtla w każdym punkcie pomiarowym uśredniane były przez program komputerowy z niepewnością do

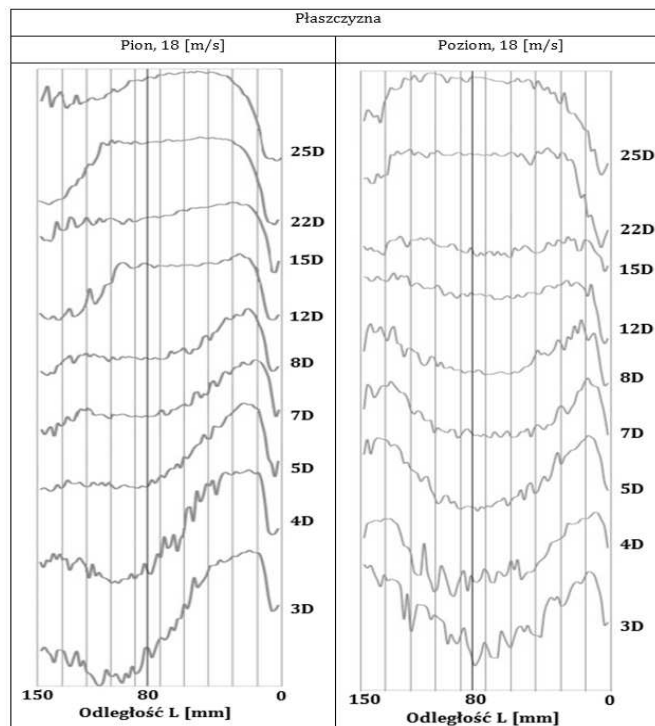
$\pm 0,1$ m/s i wyświetlane na wykresie w funkcji odległości od ścianki kanału.

2. ANALIZA WYNIKÓW

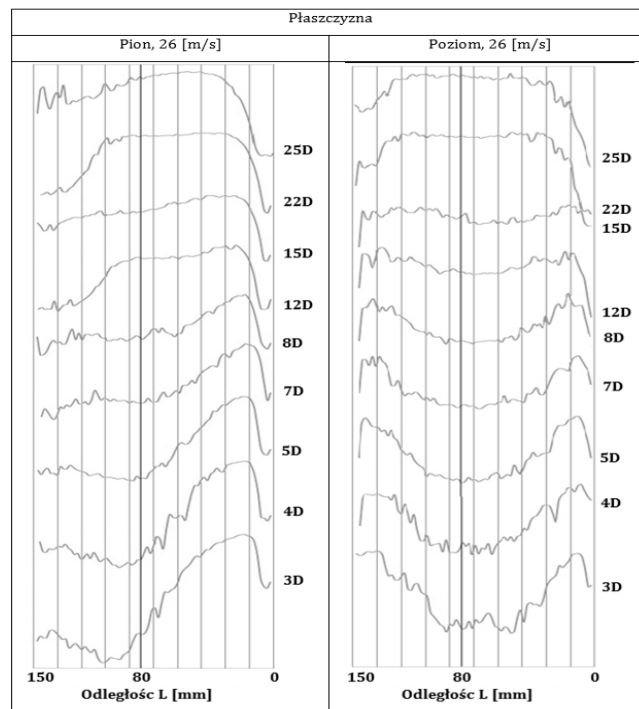
Wyniki przeprowadzonych badań opracowano w postaci wykresów usystematyzowanych wg. płaszczyzny przesuwu rurki Prandtla oraz średnich prędkości przepływu.



Rys. 6. Porównanie profili prędkości w płaszczyźnie pionowej i poziomej przy prędkości średniej w = 10 m/s



Rys. 7. Porównanie profili prędkości w płaszczyźnie pionowej i poziomej przy prędkości średniej w = 18 m/s



Rys. 8. Porównanie profili prędkości w płaszczyźnie pionowej i poziomej przy prędkości średniej w = 26 m/s

Analizując powyższe wykresy można zauważyć pewną prawidłowość formowania się strugi powietrza przepływającej przez badany układ zaburzający. Z wykresów przedstawiających ułożenie pionowe rurki Prandtla wynika, że w początkowych odcinkach powietrze kieruje się na spód kanału, gdyż funkcja rozkładu prędkości osiąga swoje maksimum znacznie poniżej osi symetrii przewodu. Dla wykresów położenia poziomego również zaobserwować można pewien schematyczny przebieg linii rozkładu prędkości. W początkowych odległościach profil funkcji przyjmuje kształt litery „M”, co świadczy o tym, że powietrze kierowane jest nie tylko na spód kanału, lecz również w jego boki.

Przy prędkości średniej 10 m/s liczba Reynoldsa odnotowywana w programie utrzymywała się na poziomie $0,8 \cdot 10^5$, dla 18 m/s wynosiła około $1,5 \cdot 10^5$, a przy 27 m/s równa była około $2,3 \cdot 10^5$. W każdym z tych przypadków występował zatem przepływ turbulentny o czym świadczy wyznaczona wielkość liczby kryterialnej Reynolds-a, dla którego literaturowy profil prędkości powinien przyjmować kształt spłaszczonej paraboli. Jak widać to na przedstawionych wykresach, wartość prędkości w poszczególnych miejscach rurociągu na jego przekroju sukcesywnie dąży do osiągnięcia takiej postaci, jednak odległość a/D po jakiej go osiąga różni się w zależności od średniej prędkości przepływu. Stabilizacja strugi najszybciej następuje w przypadku prędkości 10 m/s. Funkcja przyjmuje sugerowany przez literaturę kształt, zarówno w pionie jak i poziomie, w obszarze odległości od 15 do 22 średnic, czyli około 2,4 do 3,5 metra za układem zaburzającym.

W kolejnym przypadku, gdy prędkość powietrza osiąga 18 m/s, stabilizacja w płaszczyźnie poziomej następuje w obszarze 22-25D, jednak w pionie nadal zaobserwować można pewne odstępstwo od oczekiwań, gdyż profil nie jest całkiem symetryczny względem osi kanału.

Podobną sytuację zaobserwować można dla ostatniego z badanych przypadków, czyli prędkości przepływu 27 m/s. Wykresy w płaszczyźnie poziomej wskazują na stabilizację

strugi w odległości 22-25D za układem kolan, jednak w pionie nadal występuje śladowa asymetria. Wynika to stąd, że przy takich wartościach prędkości potrzeba jeszcze dłuższego odcinka prostego przewodu na montaż ewentualnych urządzeń pomiarowych w warunkach laboratoryjnych i przemysłowych, szczególnie w przypadku przepływomierzy uśredniających.

3. WNIOSKI

W praktyce przemysłowej i laboratoryjnej pomiary takich wielkości jak: ciśnienie, temperatura, prędkość i strumień przepływu należą do podstawowych pomiarów zapewniających prawidłowy przebieg prowadzonych procesów takich jak proces spalania w kotłach dużej mocy [1]. Dokładność ich przeprowadzania i odczytywania wpływa nie tylko na jakość produkowanego wyrobu lub świadczoną usługę, lecz w skrajnych przypadkach również na zdrowie lub życie pracowników obsługujących konkretną instalację [2,3]. Niedziałający prawidłowo manometr lub anemometr może doprowadzić do uszkodzenia, rozszczelnienia lub nawet eksplozji elementów instalacji, gdyż podawana przez niego wartość mierzonej wielkości może znacznie odbiegać od rzeczywistości. Jednym ze sposobów zmniejszenia takiego prawdopodobieństwa jest montaż urządzeń pomiarowych w odpowiednich miejscach na danej instalacji [4,5,6].

Aby pomiar odwzorowywał rzeczywiste warunki, struga przepływającego przez określony przyrząd czynnika powinna znajdować się w stanie stabilizacji, to znaczy nie powinny występować w niej zaburzenia takie jak wiry lub pulsacje. Niektóre z oferowanych dziś na rynku urządzeń pomiarowych wyposażone są w specjalne elementy zapewniające stabilizację płynu docierającego do głównego modułu pomiarowego, jednak taka konstrukcja powoduje powstawanie dodatkowych strat ciśnienia, które w rezultacie skutkują większymi kosztami eksploatacyjnymi instalacji. Kolejnym sposobem wyegzekwowania stabilizacji strugi płynu jest zapewnienie na rurociągu odpowiednio długich odcinków prostych, nie wyposażonych w żadne elementy zaburzające jak np. kolana czy zawory. Konstruktorzy instalacji często lekceważą ten fakt, gdyż nadplanowe długości odcinków prostych niosą za sobą dodatkowe koszty inwestycyjne lub problemy z odpowiednim ułożeniem instalacji w warunkach ograniczonej przestrzeni.

Przedstawione w artykule wyniki badań długości stabilizacji strugi zaburzonej układem kolan dokonanych rurką Prandtla pozwoliły autorom na sformułowanie następujących wniosków:

- obszar w bliskiej odległości za badanym układem kolan cechuje się wysokim stopniem zaburzenia przepływu, we wszystkich przypadkach potrzeba przynajmniej odległości $20+ [x/D]$ na stabilizację strugi, aby dokonywany pomiar odzwierciedlał rzeczywiste warunki panujące w rurociągu,
- zaburzenie przepływu generowane przez układ kolan w instalacji o kwadratowym przekroju poprzecznym jest mocno asymetryczne zarówno w płaszczyźnie pionowej jak i poziomej,
- wzrost prędkości przepływu wpływa wprost proporcjonalnie na wysokość powstających turbulencji,
- im większa turbulencja przepływu tym dłuższy odcinek prosty potrzebny na stabilizację strugi,
- zaletą stosowania rurki Prandtla do pomiaru prędkości przepływu jest większa dokładność niż sond uśredniających wyniki, co wynika z możliwości doboru kroku pomiarowego,
- wadą stosowania rurki Prandtla do mierzenia prędkości przepływu jest dość długi czas trwania jednego pomiaru, co może dyskwalifikować jej użyteczność w wielu praktycznych przypadkach przemysłowych.

4. BIBLIOGRAFIA

1. Baker R. C.: Flow Measurement Handbook. University of Cambridge, 2000.
2. Spitzer D. W.: Flow Measurement. Practical Guides for Measurement and Control, Instrument Society of America, United States of America, 1996.
3. ISO 3966, 2008: Measurement of fluid flow in closed conduits- Velocity area method using Pitot static tubes.
4. Pochwała, S., Kabaciński, M., Pospolita, J.: Influence of typical flow disturbing elements on the flow rate in selected averaging Pitot tubes. Task Quarterly, 3-4, 2012, s. 219-228.
5. Chmielniak, T., Kotowicz, J., Węcel, D.: Experimental and numerical investigations of the averaging Pitot tube and analysis of installation effects on the flow coefficient. Flow Measurement and Instrumentation, 19 2008, s. 301-306.
6. Pochwała S., Wydrych J., Borsuk G.: The effect of velocity profile deformation of an averaging Pitot tube. 23rd International Conference on Engineering Mechanics Svratka- Czech Republic. Engineering Mechanics 2017, s. 790-793.
7. Daev Z. A., Kairakbaev A. K.: Measurement of the Flow Rate of Liquids and Gases by Means of Variable Pressure Drop Flow Meters with Flow Straighteners. Measurement Techniques, 59(11), 2017, s.1170-1174.

EXPERIMENTAL DETERMINATION OF VELOCITY PROFILE IN A RECTANGULAR CHANNEL

The research reported in this article was concerned with experimental evaluation of the effect of installation of a typical element of armature and the level of flow turbulence on the length of the straight tube section needed for the development of fluid flow. In order to carry out the tests, an experimental setup was built, which main element consists of a steel channel through which ambient air is delivered inside the installation. The channel has a square cross-section and length of 160 mm. Along this channel, a system of three 30° elbows was installed and combined to form a single 90° segmented bend. With the purpose of assessing the flow disturbance at specified distances from the flow obstruction, it was necessary to determine the velocity profile of the fluid flow in the channel. This goal applied a measuring system comprising a Pitot tube connected to a linear module. This setup provided the measurements of the velocity along the entire section of the channel with the measurement space traversed with a step equal to 2mm.

Keywords: flow turbulence, flow velocity, ventilation installation, flow development.

STANOWISKO POMIAROWE DO BADAŃ SUPERKONDENSATORÓW

Tomasz POPLAWSKI¹, Sylwia CAŁUS², Piotr CHABECKI³

1. Politechnika Częstochowska, Wydział Elektryczny
e-mail: poptom@el.pcz.czest.pl
2. Politechnika Częstochowska, Wydział Elektryczny
e-mail: sylwia.calus@el.pcz.czest.pl
3. Politechnika Częstochowska, Wydział Elektryczny
e-mail: piotr.chabecki@el.pcz.czest.pl

Streszczenie: W artykule przedstawiono budowę stanowiska pomiarowego w ramach Laboratorium Superkondensatorów (LS) funkcjonującego w Instytucie Elektroenergetyki Wydziału Elektrycznego Politechniki Częstochowskiej, uruchomionego w grudniu 2017r. przy wsparciu ze środków celowych Ministerstwa Szkolnictwa Wyższego i Nauki. Stanowisko służy do pomiaru parametrów użytkowych projektowanych superkondensatorów oraz materiałów, z których są budowane. Opisano działania podjęte w celu zapewnienia dużej niezawodności i dokładności aparatury pomiarowej będącej elementem stanowiska.

Słowa kluczowe: superkondensatory, pomiary materiałowe i elektryczne, badania nanostruktur węglowych.

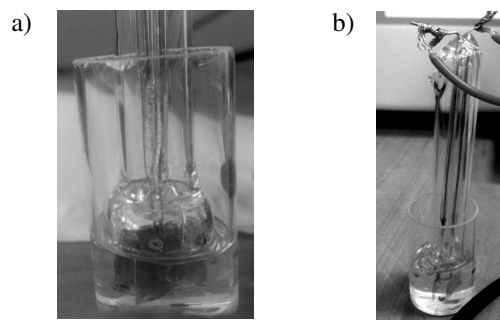
1. WPROWADZENIE

Główną motywacją do zbudowania stanowiska pomiarowego była konieczność wykonania pomiarów komponentów superkondensatorów (takich jak elektrody, folie barierowe) z nanostruktur wytworzonych na Wydziale Elektrycznym Politechniki Częstochowskiej oraz pomiaru parametrów superkondensatorów i magazynów energii budowanych z ich użyciem. W tworzeniu laboratorium wzorowano się na stanowisku badawczym należącym do Drexel NanoMaterials Group (DNG), jednego z najlepszych na świecie ośrodków badawczych w dziedzinie superkondensatorów działającym przy Drexel University.

2. REALIZACJA STANOWISKA POMIAROWEGO

2.1. Stan początkowy

Pierwszych pomiarów dokonano mostkiem Solartron SI 1260 [1]. Komórkę pomiarową przedstawioną na rysunku 1 stanowiły dwie platynowe, płaskie płytki o wymiarach 1 cm na 1 cm oddalone od siebie o 2,35 mm. Płytki umieszczono w szklanej osłonie umożliwiającej napełnianie i opróżnianie przestrzeni pomiędzy i wokół płytek różnymi badanymi substancjami. W celu wyznaczenia pojemności własnej komórki (w warunkach próżni) wykonano dwa pomiary dla znanych substancji wypełniających kondensator testowy: powietrza (jego przenikalność jest niemal równa przenikalności dielektrycznej próżni) i heksanu, którego współczynnik przenikalności dielektrycznej jest stabilny, a jego wartość jest znana i wynosi 1,88.



Rys. 1. Komórka pomiarowa z platyny: a) komórka pomiarowa (zbliżenie), b) podczas wykonywania pomiarów

Pojemność zastępczą komórki wypełnionej powietrzem (widzianą z zacisków mostka) opisuje wyrażenie:

$$c_p = c_0 \cdot \varepsilon_p + c_d \quad (1)$$

gdzie: c_p – zmierzona pojemność dla powietrza, c_0 – pojemność dla próżni, c_d – pojemność doprowadzeń komórki testowej (przewody + styki), ε_p – względna przenikalność elektryczna powietrza równa 1,00054. Natomiast dla heksanu wzór (1) przyjmuje postać:

$$c_h = c_0 \cdot \varepsilon_h + c_d \quad (2)$$

gdzie: c_h – zmierzona pojemność dla heksanu, ε_h – przenikalność heksanu wynosząca 1,88. Na podstawie zależności (1) i (2) uzyskuje się wartość pojemności własnej komórki:

$$c_0 = \frac{c_h - c_p}{\varepsilon_h - \varepsilon_p} = 0,375 \text{ pF} \quad (3)$$

Znając tę wartość oraz współczynniki względnej przenikalności elektrycznej powietrza i heksanu możemy policzyć pojemność doprowadzeń $c_d = 2,5 \text{ pF}$. Uzyskane wartości pojemności komórki wypełnionej badanymi substancjami mają od 6 do 10 rzędów większą wartość pojemności (μF i mF). Dlatego w dalszych obliczeniach pojemność doprowadzeń nie była brana pod uwagę.

Aby obliczyć współczynnik względnej przenikalności elektrycznej (charakterystyczny dla danego materiału) dokonano przekształceń:

$$c = \epsilon_r \cdot \frac{\epsilon_0 \cdot s}{d} \rightarrow c = \epsilon_r \cdot c_0 \quad (4)$$

gdzie: c – pojemność tego samego kondensatora po wypełnieniu badanym dielektrykiem [F], s – powierzchnia elektrod [m²], d – odległość między elektrodami [m]. Względna przenikalność elektryczna jest opisana zależnością:

$$\epsilon_r = \frac{c}{c_0} \quad (5)$$

W układzie pomiarowym mostka z komórką pomiarową nie było możliwości przeprowadzenia wszystkich badań niezbędnych do analizy wpływu poszczególnych materiałów na parametry superkondensatorów. Dla niektórych materiałów dielektrycznych uzyskiwane przez komórkę wartości pojemności elektrycznej przekroczyły zakres pomiarowy mostka wynoszący 10 mF. Spowodowało to konieczność dalszej modyfikacji opisanego stanowiska.

2.2. Plan modernizacji stanowiska

W celu kontynuowania badań nawiązano współpracę z Drexel University, gdzie członkowie zespołu naukowego WE PCz odbyli staż naukowy w laboratorium NMG. Po zapoznaniu się ze sprzętem, technikami pomiarowymi i interpretacją uzyskiwanych wyników postanowiono zaprojektować, a następnie zbudować własne laboratorium. W tym celu poszerzono współpracę naukową, powiększono zespół naukowy o specjalistów w dziedzinie wytwarzania nanostruktur.

Przyjęto, że nowopowstające Laboratorium Superkondensatorów pod względem dokładności nie powinno ustępować laboratorium w USA, a pod względem funkcjonalnym powinno być efektywniejsze (czas trwania pomiarów, liczba mierzonych niezależnie od siebie komórek superkondensatorowych). Dane pomiarowe będą modyfikowały modele teoretyczne w celu opracowania środowiska do projektowania i budowy superkondensatorów. Stworzy to możliwość przeprowadzania korekt dostępnych modeli teoretycznych przy uwzględnieniu danych pomiarowych uzyskiwanych w laboratorium. Przyspieszy to proces badań oraz opracowywania nowych rozwiązań na podstawie uzyskiwanych wyników pomiarów.

Aby można było wzajemnie uzupełniać dane pomiarowe bez konieczności ich przeliczania i kalibrowania sprzętu podjęto decyzję o zachowaniu kompatybilności obu laboratoriów. Zmieniono komórki pomiarowe na identyczne, jakie używa jednostka DNG. Są to komórki pomiarowe firmy SWAGELOK. Używane przez DNG komórki pomiarowe pokazano na rysunku 2.



Rys. 2. Komórka pomiarowa wykorzystywana przez laboratorium Drexel NanoMaterials Group (DU NMG)

2.3. Parametry funkcjonalne stanowiska

Ze względu na brak na rynku gotowych rozwiązań spełniających przyjęte kryteria, podjęto decyzję o zbudowaniu stanowiska pomiarowego od podstaw. Postawiono na wykorzystanie układu FPGA. Zastosowanie takiego układu zapewnia wykonywanie równoległych pomiarów w czasie rzeczywistym. Wyodrębniona część struktury układu FPGA pozwala sprzętowo wykonywać przypisany jej watek realizujący przetwarzanie danych bez wpływu na pozostałe wątki, a także niezależnie od oprogramowania sterującego pomiarami. Założono możliwość wykonywania, co najmniej, kilkunastu pomiarów równoległe bez wpływu na wydajność i dokładność pomiarową każdego z równoległych wątków (docelowo do 32 komórek pomiarowych jednocześnie).

Wybrany gotowy moduł FPGA firmy NI (National Instruments) gwarantuje powtarzalność pomiarów w przewidzianym czasie eksploatacji modułu z zachowaniem akceptowalnej niepewności. Firma NI udostępnia kody źródłowe, co daje możliwość implementowania własnych rozwiązań (algorytmów pomiarowych).

3. PROJEKT, BUDOWA, URUCHOMIENIE I KALIBRACJA STANOWISKA

3.1. Komponenty zestawu pomiarowego LS

Zestaw pomiarowy składa się z modułów dobieranych w zależności od wykonywanych pomiarów. Wszystkie moduły są sprzęgnięte za pomocą kasety NI PXIe-1062Q firmy National Instruments pokazanej na rysunku 3. Kasetka została wyposażona w moduł adaptera zawierający 96 kanałów cyfrowych obsługujących zarówno układy TTL, jak i CMOS, moduł SMB-2147 (16 wejść analogowych), dwa niezależne moduły arbitralnych generatorów NI PXI-5406 o zakresie od 0 do 40 MHz, modułu NI 5751B (adapter modułu FlexRIO), modułu NI PXIe-7972R NI FlexRIO FPGA (wersja Kintex-7 K325T z wbudowaną pamięcią 2GB RAM). Wymienione podzespoły są sprzężone za pomocą płyty głównej sterowanej ośmiordzeniową jednostką CPU Intel Xeon z 16 GB RAM.



Rys. 3. Kasetka NI PXI 1062Q z wysuniętym modułem NI-RIO

3.2. Zarządzanie pomiarem i danymi pomiarowymi

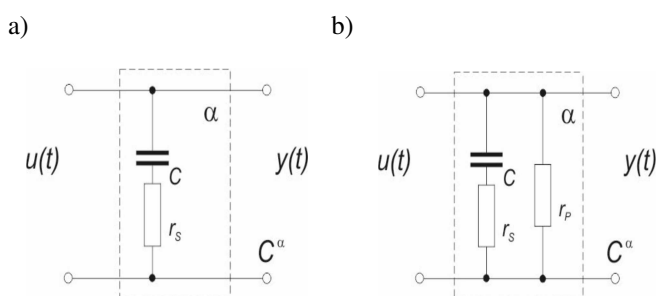
W celu zwiększenia niezawodności systemu pomiarowego i zmniejszenia prawdopodobieństwa wystąpienia błędów wynikających z braku przepustowości systemu pomiarowego rozdzielono procesy pomiaru i transferu danych. Procesami pomiarowymi zarządza układ FPGA, a procesami obsługi danych i ich przetwarzania zajmuje się układ CPU. Uzyskano przepustowość do 3 GB/s dla każdego z wątków pomiarowych oraz 24 GB/s dla

wszystkich wątków łącznie. Producent przewiduje maksymalny transfer na poziomie do 48 GB/s [2]. W LS przepustowość wynosi 24 GB/s ze względu na dublowanie danych w celu ich weryfikacji.

Ze względu na szybkość dysku twardego HDD ograniczoną przy zapisie do 600 MB/s, cały strumień danych musi być zbuforowany w pamięci RAM do czasu zapisu na HDD. W tym celu zwiększono pojemność RAM do 24 GB [2]. Dane pomiarowe po zweryfikowaniu poprawności są zapisywane do bazy danych. Dane można przetworzyć według zadanego algorytmu lub zastosować inny algorytm przetwarzania danych. Rozwiązanie to pozwala przetwarzać dane przy użyciu dowolnej liczby algorytmów bez konieczności ponownego wykonywania pomiarów.

3.3. Przetwarzanie danych i modele superkondensatorów

Dane pomiarowe będzie można porównywać z wynikami uzyskiwanymi symulacyjnie dla wybranych modeli. Podstawowe z nich pokazano na rysunku 4.



Rys. 4. Podstawowy model zastępczy superkondensatora (a), uwzględniający dodatkowo prąd upływu (b)

Planuje się stosowanie różnych modeli i opracowanych dla nich algorytmów przetwarzania danych, wykorzystujących m.in. rachunek różniczkowy rzędu całkowitego i ułamkowego. W pierwszym przypadku proces identyfikacji takiego modelu jest bardzo złożony [4]. Znaczne uproszczenie modelu (praktycznie do trzech parametrów) daje zastosowanie do jego opisu rachunku różniczkowego ułamkowego rzędu (rzędu pochodnej α , pojemności zastępczej C^α i szeregowej pojemności zastępczej r_s) [4]. W takim przypadku ładowanie superkondensatora przez rezystancję szeregową (rys. 4a) można opisać jako [4]:

$$G(s) = \frac{T_2 s^\alpha + 1}{T_1 s^\alpha + 1} \quad (6) \quad G(s) = k \left(1 + \frac{1}{T_s s^\alpha} \right) \quad (7)$$

gdzie: stała czasowa $T_1 = (R + r_s)C$, $T_2 = r_s C$, $k = r_s$ oraz $T = r_s C$.

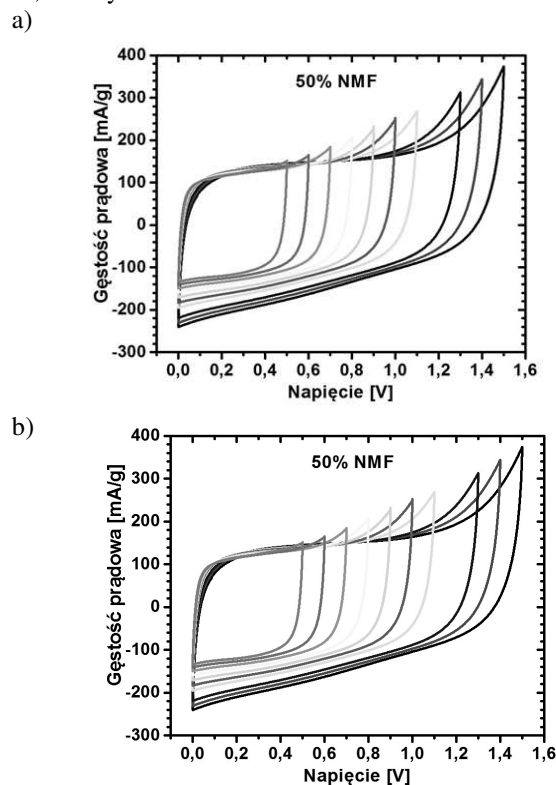
Uzyskane dane pomiarowe można zestawiać z danymi uzyskanymi symulacyjnie dla wybranego modelu, co pozwala na weryfikację stosowanych modeli. Badania symulacyjne pozwalają na zastosowanie znanych modeli, ich modyfikację oraz tworzenie nowych postaci modeli. System dopuszcza dwie metody wyszukiwania zależności między wynikami pomiaru i symulacji. Pierwsza, ręczna realizowana jest przez badacza oraz druga za pomocą sieci neuronowej.

3.4. Kalibracja modułów pomiarowych

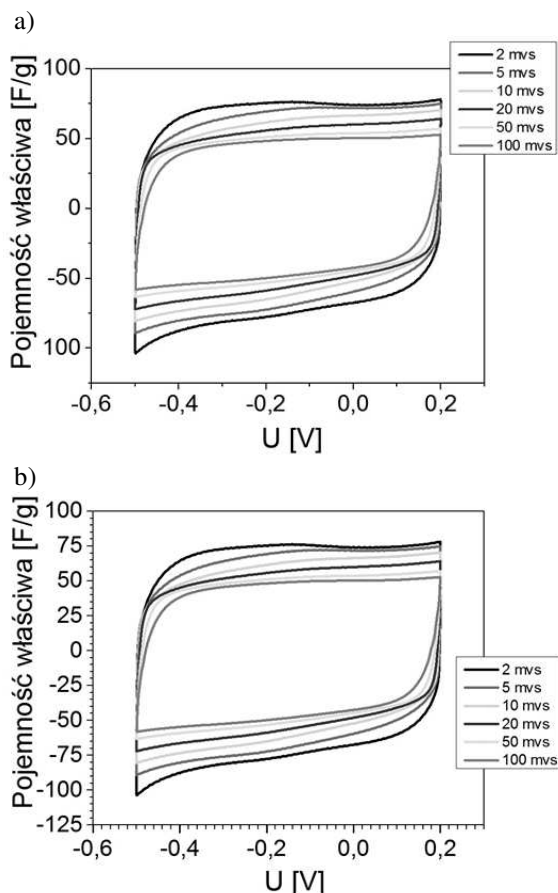
Bezpośredni pomiar modułami NI jest ograniczony do pojedynczych miliamperów. Pomiar komórek super-

kondensatora przy użyciu prądu o takim natężeniu trwa zbyt długo. Biorąc to pod uwagę, zastosowano własny układ kondycjonowania sygnału pozwalający zwiększyć prądy pomiarowe do wartości 10 A, a w przyszłości planowane jest rozszerzenie zakresu do 100 A (NI w pomiarach bezpośrednich, bez ww. układu, może mierzyć w zakresie pojedynczych miliamperów [2]). Obecnie (lipiec 2018r.) trwają prace kalibracyjne i weryfikacyjne uzyskiwanych danych pomiarowych. Jako wzorcowy przyjęto sprzęt w zastosowany w laboratorium w USA (VMP3 i MPG 2 firmy BioLogic). Dane uzyskiwane przez zestaw pomiarowy LS są porównywane z danymi z DNG w zakresie dokonanych tam pomiarów. Po uzyskaniu wstępnej kalibracji, zaczęto zestawiać dane pomiarowe z danymi pochodzącymi z symulacji teoretycznych. Kalibracja systemu pomiarowego nadal trwa. Cały czas trwają również prace nad siecią neuronową pozwalającą wyszukiwać związki między danymi pomiarowymi a wynikami symulacji dla wybranych modeli. Na stanowisku pomiarowym można wykonywać pomiary galwanostatyczne, potencjostatyczne, specyficzne dla spektroskopii impedancyjnej oraz pomiary ładunku przekazywanego do i z superkondensatorów. Ponadto układ w połączeniu z układem kondycjonowania jest programowalnym źródłem prądowym o dającym się kształtować przebiegu prądu z uwzględnieniem charakteru impedancyjnego odbiornika.

Wstępne pomiary przy użyciu opisywanego stanowiska różnią się od wzorcowych mniej niż o 1%. Jako wzorzec przyjęto wartości pomiarowe uzyskane dla tych samych badanych materiałów wykonanych w jednostce DNG, która określa niepewność pomiarową na poziomie 0,1% zakresu pomiarowego. Aktualnie sprawdzone zostały przebiegi wolto-amperometryczne oraz uzyskane za pomocą spektroskopii impedancyjnej w zakresie częstotliwości do 100 kHz. Na rysunku 5 pokazano przebiegi wolto-amperometryczne dla tej samej substancji w postaci 50% roztworu NMF. Na rysunku 5a pokazano przebiegi uzyskane w USA, a na rysunku 5b w LS.



Rys. 5. Wykres wolto-amperometryczny dla 50% roztworu NMF, a) pomiary w DNG, b) pomiary w LS



Rys. 6. Pojemność właściwa kondensatora (komórki pomiarowej) w funkcji napięcia: a) pomiary w DNG, b) pomiary w LS

Na rysunku 6 przedstawiono zależność pojemności właściwej komórki w funkcji napięcia. Na wykresie 6a pokazano przebiegi uzyskane w USA, a 6b w LS. W przypadku tego rodzaju pomiarów różnica pomiędzy danymi uzyskanymi w DNG, a wartościami uzyskanymi w LS, wynosi około 1,5 %, co stanowi prawie dwukrotnie większą wartość, niż w przypadku wyników pomiarów przedstawionych na rysunku 5. Prawdopodobnie jest to związane z ograniczeniami charakterystyki końcówki mocy układu kondycjonowania.

SUPERCAPACITORS TESTING UNIT

The article describes the process of creation of the testing unit in the Supercapacitor Laboratory at the Czestochowa University of Technology, Faculty of Electrical Engineering. This unit has become operational in December 2017 with support from MSWiN (Ministry of Science and Higher Education) special funds. It is used to measure parameters of supercapacitors and materials they are made of. Actions taken to ensure high reliability and accuracy of the measuring apparatus being a part of the unit are described. The measurements were compared with reference values obtained at Drexel NanoMaterials Group USA. The accuracy of measurement carried out CUT FEE was about 1 % of reference value. There is assumed further developing on testing unit leading to selection of the theoretical model best fitted to real measurements. This model should include the most significant behaviours of all components of superconductor.

Keywords: supercapacitors, measurement of electrical and physical properties, carbon nanostructure measurement.

4. WNIOSKI KOŃCOWE

Dotychczasowe prace związane ze stanowiskiem pomiarowym potwierdziły poprawność założeń projektowych oraz działania aplikacji realizującej algorytmy pomiarowe. Dwa rodzaje pomiarów (rodziny charakterystyk) charakteryzują się dokładnością średnio około 1% względem wartości uzyskiwanych w laboratorium referencyjnym DNG. Po zakończeniu kalibracji będzie znana wartość względna i bezwzględna błędów pomiarowych dla poszczególnych pomiarów, a obecne wartości traktowane są jako wstępne.

Otwarta struktura opisanego stanowiska istotnie przyczynia się do poszerzenia jego funkcjonalności, zwłaszcza w aspekcie możliwości badania praktycznie dowolnych modeli superkondensatorów oraz stosowania algorytmów, co wyznacza kierunki prowadzenia przyszłych prac rozwojowych. Zbudowane stanowisko ma cechy unikatowe ze względu na możliwość pełnej kontroli przebiegu pomiarów na wszystkich etapach gromadzenia, przetwarzania i analizy danych.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Frequency Response Analyzer 1260A, <https://www.ameteki.com/products/frequency-response-analyzers/1260a-impedance-analyzer>, data dostępu: 17-07-2018.
2. NI PXIe-8880 User Manual, www.ni.com/pdf/manuals/374684c.pdf, data dostępu: 17-07-2018.
3. Nadeau A., Hassanaliyagh M., Sharma G., Soyata T.: Energy awareness for supercapacitors using Kalman filter state-of charge tracking, *Journal of Power Sources* 296 (2015), s. 383–391.
4. Kopka R., Tarczyński W.: Szacowanie rzędu pochodnej modeli superkondensatorów o bardzo dużych pojemnościach, *Poznań University of Technology, Academic Journals, Electrical Engineering*, No 89, s. 3-4, 2017.

KIERUNKI ROZWOJU METROLOGII A EUROPEJSKIE PROGRAMY BADAWCZE

Patrycja RUŚKOWSKA¹, Zbigniew RAMOTOWSKI²

1. Główny Urząd Miar
tel.: 22 581 92 93, e-mail: p.ruskowska@gum.gov.pl
2. Główny Urząd Miar
tel.: 22 581 95 31, e-mail: z.ramotowski@gum.gov.pl

Streszczenie: W artykule przedstawiono strategiczne kierunki rozwoju współczesnej metrologii w dziedzinach wymagających wsparcia infrastrukturą pomiarową opartą na zaawansowanych technologiach i nowatorskich rozwiązaniach. Opisano możliwości rozwoju i wyzwania dla metrologii występujące w obszarach dotyczących energii, środowiska, zdrowia oraz w zakresie wdrażania innowacyjnych rozwiązań pomiarowych dla potrzeb przemysłu. W dokumencie EURAMET – Strategic Research Agenda (SRA) wykazano, że współpraca instytucji metrologicznych (NMI, DI), instytucji naukowo – badawczych oraz partnerów przemysłowych w ramach Europejskiego Programu Badań w Metrologii (EMRP) w okresie 2008-2015 przyczyniła się w istotny sposób do rozwoju wzorców i metod pomiarowych oraz doskonalenia procesów standaryzacji w ww. obszarach. W ramach tej współpracy nakreślono również kierunki rozwoju światowej metrologii oraz wskazano wyzwania, jakie stoją przed nią w obliczu globalizacji, zanieczyszczenia środowiska oraz rosnących potrzeb społecznych w zakresie opieki medycznej. W artykule opisano również zasady uczestnictwa w europejskich programach badawczych oraz kierunki dalszego zaangażowania w programie EMPIR.

Słowa kluczowe: metrologia, Europejski Program Badań w Metrologii (EMRP), Europejski Program Badań na rzecz innowacji w dziedzinie metrologii (EMPIR).

1. WPROWADZENIE

Metrologia, jako nauka interdyscyplinarna silnie związana z postępem technologicznym, często wykorzystuje innowacyjne rozwiązania pomiarowe do stymulowania rozwoju badań i odkryć naukowych. Przykładowo, osiągnięcie odpowiedniego poziomu technicznych możliwości realizacji pomiarów o dużej dokładności i precyzji przyczyniło się znacząco do wynalezienia niebiesko-świecącej diody elektroluminescencyjnej [1], a także pozwoliło na opracowanie metod umożliwiających analizę stanów kwantowych cząsteczek [2]. Odkrycia naukowe stymulujące rozwój metrologii dały solidne podstawy dla konstruowania zaawansowanych technologicznie wzorców kwantowych. I tak, dzięki zarejestrowaniu kwantowego efektu Halla, w 1980 roku został opracowany stabilny, kwantowy wzorzec rezystancji, stosowany przez instytucje metrologiczne do odtwarzania w sposób pośredni jednostki natężenia prądu elektrycznego - ampera. [3].

Metrologia, poprzez rozwój i walidację metod pomiarowych, wykorzystywana jest zarówno na etapie projektowania, modelowania czy w systemach monitorowania i nawigacji satelitarnej, stosowanych między innymi w takich europejskich programach strategicznych, jak Galileo [4], czy Copernicus [5].

Rozwój gospodarczy oraz społeczny oparty na efektywnym zarządzaniu zasobami środowiska i reagowaniu na zmiany klimatu, uwzględniający takie procesy jak rosnąca urbanizacja, degradacja wywołana emisją gazów cieplarnianych, czy skażeniem wód i gleb oraz nadmierna eksploatacja zasobów naturalnych wymagają stałego monitorowania środowiska i podejmowania działań zaradczych między innymi przez implementację odpowiednich strategii oraz programów badań o zasięgu regionalnym lub międzynarodowym [6].

W obliczu rosnących potrzeb społecznych w obszarach ochrony środowiska, zdrowia oraz postępującej globalizacji na wielu płaszczyznach współpracy, rozpoczęto poszukiwania innowacyjnych rozwiązań technologicznych opartych nierzadko na dokładnych i precyzyjnych pomiarach. Stało się to silnym bodźcem dla rozwoju wielu dziedzin nauki, w tym metrologii, przed którą stoją wyzwania, między innymi w obszarach zintegrowanych systemów monitoringu, zaawansowanych technologicznie metod diagnostyki medycznej, technik komunikacji bezprzewodowej, czy też technik obliczeniowych, służących do modelowania i przewidywania budowy oraz właściwości cząsteczek lub układów ponadcząsteczkowych. Na przełomie ostatniej dekady, kolejne programy ramowe, implementowane w krajach członkowskich Unii Europejskiej, oparte na zasadach zrównoważonego rozwoju, stały się osnową również dla europejskich programów badawczych w dziedzinie metrologii. Pierwsze wspólne inicjatywy o zasięgu europejskim to programy: iMERA (realizowany w latach 2005-2007), iMERA-Plus (realizowany w latach 2008-2012) [7].

2. OCENA EFEKTÓW PROGRAMU EMRP

W roku 2008 wspólnymi staraniami państw członkowskich i zrzeszonych w ramach regionalnej organizacji metrologicznej – EURAMET e. V. oraz Komisji Europejskiej podjęto decyzję o powołaniu do życia Europejskiego Programu Badań w dziedzinie metrologii

(EMRP) [8]. Podstawą inicjatywy 22 krajowych instytutów metrologicznych był art. 185 Traktatu o funkcjonowaniu Unii Europejskiej. Na realizację celów badawczych programu przeznaczono budżet środków publicznych w wysokości 400 mln euro na okres pięciu lat, przy współmiernym wkładzie ze strony państw uczestniczących i Unii Europejskiej.

W ramach programu zrealizowano 119 wspólnych projektów badawczych z udziałem 59 krajowych Instytutów metrologicznych (NMI) i instytutów desygnowanych (DI) z 23 państw członkowskich oraz spoza Unii. W latach 2009 – 2013 ogłoszono 111 wezwań w następujących obszarach tematycznych: zdrowie, środowisko, przemysł, szeroko pojęty układ SI, czy budowa potencjału badawczego. We współpracy badawczą włączyło się ponad 350 grup akademickich i ponad 300 partnerów przemysłowych. Dzięki projektom EMRP rozwinięto nowe technologie pomiarowe, wiedzę i umiejętności. Powstałe publikacje naukowe (w liczbie 998), zgłoszenia patentowe (w liczbie 36), prezentacje konferencyjne (w liczbie 3938) i kontrybucje metrologiczne dla celów opracowania lub doskonalenia norm technicznych (w liczbie 379) przyczyniły się do rozpowszechnienia wytworzonej wiedzy wśród szerokiej gamy potencjalnych odbiorców z sektora przemysłowego, publicznego oraz ośrodków akademickich [9, 10].

Ideą programu EMRP było zapewnienie ram prawnych, organizacyjnych i finansowych dla realizacji wspólnych projektów badawczych przez 22 państwa członkowskie [8]. Głównymi celami EMRP było inicjowanie badań wpływających na zwiększenie tempa rozwoju, walidacji i wykorzystywania nowych technik, procesów i przyrządów pomiarowych. Ważnym aspektem programu było stworzenie baz danych opartych na wytworzonej wiedzy, między innymi dotyczącej nowych wzorców i metod pomiarowych. Uzyskane rezultaty oceniono pozytywnie, stwierdzając, iż zrealizowane projekty EMRP miały istotny wpływ na rozwój innowacji w obszarach wyzwań społecznych takich, jak energia, zdrowie czy środowisko. Zdaniem Panelu oceniającego, będącego organem doradczym Komisji Europejskiej, EMRP spełnił oczekiwania na poziomie działalności operacyjnej. Integrację między uczestniczącymi w nim programami krajowymi uznano za efektywną. Zdaniem Komisji Europejskiej EMRP, po trzech latach od jego rozpoczęcia, osiągnął dobre wyniki w porównaniu do większości swoich początkowych celów operacyjnych [11]. W ramach oceny stwierdzono jednak pewne ograniczenia programu w odniesieniu do trzech wskaźników wpływu, to jest budowania potencjału, interakcji z szerszymi kręgami naukowymi oraz aktywności w zakresie mobilności badaczy. Ponadto panel zachęcił EURAMET e. V., jako instytucję zarządzającą programem EMRP, do rozważenia kwestii umożliwienia europejskim przedsiębiorstwom szybkiego wykorzystania wyników projektów badawczych tego programu i zaproponował poświęcenie większej uwagi działaniom związanym z innowacjami i transferem wiedzy w dłuższym okresie czasu. W ten sposób w 2014 roku ukonstytuował się Europejski program na rzecz innowacji i badań w metrologii (EMPIR) [12].

3. WYZWANIA EMPIR A STRATEGIC RESEARCH AGENDA

Na podstawie doświadczeń i obserwacji zdobytych w programie EMRP [11], wcześniejszego iMERA-Plus [7]

oraz tzw. map drogowych wypracowanych w ramach działalności Komitetów Technicznych i grup zadaniowych EURAMET oraz biorąc pod uwagę zidentyfikowane potrzeby szerokiej grupy interesariuszy, opracowany został dokument *Strategic Research Agenda for Metrology in Europe* (SRA) [10]. Pełniąc rolę programu strategicznego EURAMET, dokument ten przedstawia kierunki rozwoju metrologii europejskiej w obszarach gospodarki wymagających wsparcia nowoczesną infrastrukturą metrologiczną. Są to: zdrowie, środowisko i energia. Regionalna instytucja metrologiczna – EURAMET e. V. kładąc w nim nacisk na badania i rozwój wzorców, metod i technologii pomiarowych oraz procesów normalizacji, chce wpływać na wzrost innowacyjności, konkurencyjności i handlu międzynarodowego przy jednoczesnym zachowaniu zasad zrównoważonego rozwoju. W odpowiedzi na potrzeby interesariuszy reprezentujących różne sektory gospodarki, wskazuje wyzwania oraz kierunki rozwoju dla współczesnej metrologii w wymiarze międzynarodowym, nakreślając jednocześnie ramy dla nowego programu badań w metrologii – EMPIR (ang. European Metrology Programme for Innovation and Research) [12], skoncentrowanego na innowacjach.

4. KIERUNKI ROZWOJU METROLOGII W OBSZARACH WIELKICH WYZWAŃ

Analiza potrzeb oraz wymagań społecznych w obszarach ww. wyzwań, pozwoliły nakreślić kierunki rozwoju europejskiej metrologii i sformułować cele strategiczne EURAMET w tym zakresie. Program badań SRA ma na celu przyspieszenie tempa wzrostu innowacji w sektorze przemysłowym i społecznym poprzez rozwój procesów, produktów i usług, również w aspekcie ww. wyzwań.

W unijnych dokumentach programowych [6] i strategiach rozwoju państw członkowskich poprawie opieki zdrowotnej nadaje się priorytet o wysokim wymiarze politycznym i społeczno-gospodarczym. W tym obszarze zidentyfikowano najważniejsze wyzwania, obejmujące personalizację opieki zdrowotnej, starzenie się społeczeństwa i związany z tym wzrost chorób przewlekłych, w tym nowotworowych, zaburzenia neurodegeneracyjne i choroby sercowo-naczyniowe, kosztowny postęp technologiczny w badaniach przesiewowych, diagnostyce i terapiach ukierunkowanych oraz przesunięcie punktu ciężkości z diagnozy i leczenia na przewidywanie i zapobieganie chorobom.

Wyzwania strategiczne w dziedzinie metrologii w obszarze zdrowia obejmują głównie badania na rzecz innowacji w technologiach pomiarowych stosowanych w diagnostyce czy metodach spersonalizowanego leczenia. Najważniejsze cele w obszarze zdrowia to zapewnienie źródeł spójności pomiarowej w odniesieniu do jednostek Międzynarodowego Układu SI oraz opracowanie i walidacja nowych metod pomiarowych opartych na nowoczesnych i zawansowanych technologiach, mających na celu poprawę jakości i porównywalności wyników diagnostycznych i efektów terapeutycznych.

Tematyka projektów badawczych EMRP w ramach wezwań w obszarze *Zdrowie* [10] skoncentrowana między innymi była na zagadnieniach dotyczących projektowania analizatorów wydechu, rozwoju badań w dziedzinie brachyterapii, medycyny regeneracyjnej, biomarkerów nowotworowych, terapii wiązką zewnętrzną, spójności

pomiarowej pomiarów klinicznych i bezpieczeństwa rezonansu magnetycznego. Ocena i dogłębna analiza uzyskanych rezultatów pozwoliły na sformułowanie dalszych celów badawczych, a tym samym nakreślenie nowych wyzwań dla metrologii medycznej. Stwierdzono, iż innowacyjne działania w diagnostyce medycznej wymagają rozwoju metrologii w zakresie: wzorców, protokołów zgodności, rzetelności i porównywalności pomiarów – zapewnienia spójności pomiarowej. Wzrost wymagań społecznych w zakresie ochrony zdrowia sprawia zaś, iż innowacje powinny dążyć do opracowania lub doskonalenia metod pomiarowych nieinwazyjnych lub mało inwazyjnych, realizowanych w czasie rzeczywistym oraz nowoczesnych terapii spersonalizowanych. Dla tego obszaru nakreślono między innymi następujące cele badawcze:

- rozwój dozymetrii,
- terapie hadronowe,
- medycyna precyzyjna,
- nowatorskie terapie natychmiastowe,
- wzorce muliparametrowe,
- nowatorskie metodologie i wzorce podtrzymujące bezpieczeństwo i skuteczność pomiarów,
- normy i nowe narzędzia metrologiczne zapewniające kompatybilność urządzeń medycznych i odpowiednie procedury pomiarowe.

W przyszłości większe znaczenie w innowacjach w obszarze ochrony zdrowia odgrywać będzie metrologia interdyscyplinarna, przykładowo w zastosowaniach nanomedycyny, która będzie integrować technologie biochemiczne z biofizycznymi, czy biologii syntetycznej łączącej modelowanie molekularne z inżynierią biochemiczną.

Cele badawcze w obszarze *Zdrowie* będą dotyczyć między innymi takich zagadnień, jak:

- zastosowania systemów pomiarowych wspierających ulepszone, mniej zawodne i mniej inwazyjne i bardziej porównywalne pomiary kliniczne,
- zmniejszona niepewność pomiaru oraz zwiększona porównywalność wyników w całym zakresie pomiarów klinicznych i diagnostycznych,
- wytyczne i normy opracowywane w celu osiągnięcia harmonizacji między pomiarami realizowanymi za pomocą różnych urządzeń, technik i metod terapeutycznych.
- stworzenie interdyscyplinarnej infrastruktury dedykowanej pomiarom medycznym,
- stworzenie sieci instytutów metrologicznych (NMI, DI), międzynarodowej opieki zdrowotnej o kluczowym znaczeniu integrujących organizacje, kliniki, grupy wsparcia pacjentów, firmy medyczne i międzynarodowe organizacje (np. IAEA, WHO) działające na rzecz poprawy pomiarów opieki zdrowotnej.

W celu efektywnego zarządzania zasobami środowiska oraz zapobiegania skutkom zmian klimatu wprowadzane są unijne programy strategiczne oraz międzynarodowe porozumienia, jak np. Protokół z Kioto [14]. Nakreślają one kierunki współdziałania państw na rzecz adaptacji do zmian klimatu, redukcji emisji gazów cieplarnianych oraz innych zanieczyszczeń przy jednoczesnym zapewnieniu trwałości zasobów naturalnych, dając wytyczne dla badań realizowanych w ramach europejskich programów badawczych, takich jak EMRP, czy EMPIR.

W ramach EMRP w latach 2010 i 2013 zrealizowano także interdyscyplinarne działania w obszarze *Środowisko*,

które dostarczyły cennych rezultatów badań i pozwoliły osiągnąć postęp w zakresie poprawy możliwości monitorowania zmian klimatu i środowiska. W ramach wezwania opracowano nowe, zaawansowane technologicznie przyrządy i możliwości pomiarowe. Przeprowadzono także porównania międzynarodowe, których wyniki przyniosły korzyści zarówno użytkownikom końcowym, jak i producentom przyrządów oraz laboratoriom metrologicznym, wykonującym pomiary do celów badań środowiskowych, meteorologicznych, czy też klimatycznych.

W rezultacie przeprowadzonego przeglądu wymagań metrologicznych odnośnie do polityk i dyrektyw UE, innych organizacji politycznych, użytkowników końcowych i dostawców technologii we współpracy z komitetami technicznymi, EURAMET zidentyfikował najważniejsze wyzwania dla metrologii w obszarze *Środowisko*. Są to między innymi:

- Rozwój metod monitorowania wskaźników zmian klimatu, opartych na analizie trendów temperatury powierzchniowej powietrza, uzyskiwanych na podstawie historycznych zapisów meteorologicznych. Przyszłe naziemne stacje pomiaru temperatury zaprojektowane do rejestrowania trendów klimatycznych wymagają wsparcia metrologicznego przy ocenie charakterystyk czujników, niepewności wzorcowania i pomiaru oraz w ocenie jakości danych i docelowych niepewności. Do pomiaru temperatury jezior, morza, lodu i profili głębokości potrzebne są jednorodne metody pomiaru dostosowane do obserwacji pochodzących z satelitów.
- Rozwój metod wykrywania optycznego i technik *in situ* służących do analizy właściwości fizycznych i chemicznych atmosfery, tj. jej stanu fizycznego, składu chemicznego, a także procesów transportowych. Badania, skoncentrowane na ustalaniu spójności pomiarowej w realizowanych pomiarach i szacowaniu niepewności, będą realizowane w celu opracowywania charakterystyk warunków atmosferycznych, w tym analizy cykli wody, ozonu, azotu, węgla i siarki oraz innych reaktywnych składników gazowych powodujących zmiany klimatu.
- Rozwój technik pomiarowych umożliwiających dokładne wykrywanie cząstek stałych, aerozoli i nanocząstek, określenie charakterystyk spójnych pomiarowo z układem SI dla ważnych danych cząstkowych, takich jak np.: rozmiar, rozkład wielkość, właściwości optyczne;
- Ustanowienie spójności pomiarowej i jakości danych w odniesieniu do wilgotności atmosferycznej i gleby oraz obiegu wody jako całości przy łącznym zastosowaniu technik *in situ*, teledetekcji oraz z systemów pomiarowych używanych w kosmosie.
- Rozwój metrologii mającej na celu ustalenie i monitorowanie spójności pomiarowej dla kluczowych zmiennych klimatycznych, tzw. ECVs (Essential Climate Variables) związanych z procesami lądowymi, wegetacją i cyklem węgla. Przykładowo, nadal brakuje wiarygodnej metody pozwalającej na ustalenie niepewności pomiaru dla ilości magazynowanego przez lasy węgla.
- Ustanowienie norm i metod potrzebnych do utworzenia w pełni zintegrowanej przestrzeni, spójnej pomiarowo z globalnym systemem obserwacji klimatu przy niepewnościach pomiaru, które są potrzebne do rejestrowania trendów w bazie danych Fundamental

Climate Data Records (FCDR) w perspektywie dziesięciu lat.

Cele badawcze w obszarze Środowisko obejmować będą interdyscyplinarne, wielkoparametrowe pomiary i metody niestandardowe. Oczekiwane rezultaty umożliwią:

- porównywalność szybko rosnącej ilości danych uzyskanych przez wiele systemów, przyrządów i metod pomiarowych, realizowanych w różnych miejscach,
- opracowanie udoskonalonych metod pomiarowych, norm technicznych i wytycznych w różnych dziedzinach metrologii w efekcie wspólnego działania wielu zainteresowanych stron,
- opracowanie nowatorskich urządzeń do wzorcowania (w tym *in-situ*) w celu zapewnienia spójności pomiarowej dla stacji badawczych, mierzących kluczowe parametry dla badań w obszarze klimatu, meteorologii i środowiska,
- zaprojektowanie przyrządów i wzorców pomiarowych umożliwiających rejestrację danych o wymiarze globalnym w perspektywie dziesięciu lat,
- określenie bezpośredniego wpływu i spójności pomiarowej w badaniach w obszarze środowiska i klimatu poprzez angażowanie we wspólne działania laboratoriów spoza NMI i DI, zwłaszcza z regionów polarnych lub zlokalizowanych w sąsiedztwie oceanów.
- dostarczanie wysokiej jakości danych w celu dokładnego wyznaczenia trendów w globalnych anomaliach temperaturowych, śladowych gazach atmosferycznych oraz zrozumienia procesów atmosferycznych, a także cykli węgla, wody i promieniowania, które współtworzą model prognozowania klimatu,
- tworzenie wspólnej infrastruktury i grup roboczych pomiędzy społecznościami metrologów a klimatologów.

Zapewnienie bezpieczeństwa energetycznego stanowi priorytet najwyższej rangi w programach i strategiach rozwoju państw członkowskich. Energetyczne zasoby ulegają wyeksploatowaniu, a poszukiwania nowych wymagają znacznych nakładów finansowych. Bezpieczeństwo wewnętrznych dostaw energii zagrażają opóźnienia inwestycji i postępu technicznego. Obecnie prawie 45% produkcji energii elektrycznej w Europie pochodzi z niskoemisyjnych źródeł energii, głównie z energii jądrowej i wodnej. W niektórych regionach UE może nastąpić do 2020 r. utrata ponad jednej trzeciej zdolności wytwórczych spowodowana ograniczonym okresem eksploatacji tych instalacji. Oznacza to konieczność zastąpienia lub zwiększenia istniejących zdolności, znalezienia pewnych niekopalnych źródeł energii, dostosowania sieci do odnawialnych źródeł energii i dojścia do sytuacji, w której powstanie zintegrowany wewnętrzny rynek energii. Najważniejsze wyzwania w tym obszarze to: zmniejszenie emisji dwutlenku węgla oraz zabezpieczenie dostaw energii.

Wychodząc naprzeciw polityce energetycznej Unii Europejskiej, program EMRP w obszarze Energia uruchomił w 2009 i 2013 szereg tematów badawczych, które dotyczyły między innymi niskoemisyjnych metod wytwarzania energii w sposób konwencjonalny z węgla oraz energii ze źródeł odnawialnych. Zrealizowane wspólne projekty miały na celu:

- zwiększenie wydajności elektrowni na dużą skalę poprzez poprawę parametrów monitorowania i kontroli w urządzeniach krytycznych,
- uruchomienie nowej generacji elektrowni jądrowych, zajmujących się wyzwaniami pomiarowymi,

- przyspieszenie produkcji biopaliw i odnawialnych paliw gazowych (biogazu i / lub wodoru) przyszłej europejskiej mieszanki paliwowej poprzez wiarygodny pomiar ich kluczowych właściwości, realizowany w celu oceny jakości i zwiększenia bezpieczeństwa ww. paliw,
- uzyskiwanie danych i cennych informacji metrologicznych dla wielofazowej produkcji oleju i gazu oraz liniowe wyznaczanie lepkości płynów nienewtonowskich w sektorze energetycznym,
- opracowanie narzędzi metrologicznych wymaganych do poprawy pomiaru efektywności i efektywność obecnych urządzeń fotowoltaicznych (PV) i umożliwienie produkcji następnej generacji ogniw słonecznych,
- dostarczanie wzorców i procedur pomiarowych w celu dokładnego pomiaru elementów układu przeniesienia napędu stosowanych w systemach energii odnawialnej, takich jak farmy wiatrowe.

Najważniejsze cele badawczo-rozwojowe w obszarze *Energia* pokrywają różnorodne etapy łańcucha energetycznego oraz wielu sektorów przemysłowych. Oczekiwane rezultaty badań powinny obejmować między innymi:

- umożliwienie rozwoju i lepsze wykorzystanie odnawialnych źródeł energii słonecznej, wiatrowej dzięki zastosowaniu nowych narzędzi pomiarowych ułatwiających wprowadzanie innowacji mających na celu scharakteryzowanie i poprawę wydajności,
- opracowanie narzędzi metrologicznych wykorzystujących niskoemisyjne źródła energii oparte na węglu, takie jak biopaliwa i biogaz oraz LNG (ang. *liquefied natural gas*),
- wdrożenie usprawnień wydajności w konwencjonalnych źródłach energii i elektrowniach, w tym jądrowych poprzez realizację narzędzi pomiarowych do poprawy procesów monitorowania i kontroli *in situ* oraz rozwój stosowanych materiałów,
- doskonalenie procesów konwersji i przechowywania energii, np. wodoru, ogniw paliwowych i technologii przekształcających energię w gaz, ułatwiając w ten sposób zwiększoną absorpcję odnawialnych źródeł energii,
- doskonalenie metod monitorowania i kontroli sieci elektrycznych i gazowych, umożliwiających większą stabilność jakości dostaw oraz zwiększenie udziału energii ze źródeł odnawialnych w sieciach.

Zgodnie z zasadą, iż „głównym motorem ekonomicznego rozwoju Unii Europejskiej jest innowacja”, w programie EMRP, realizowane były projekty badawcze, których cele ukierunkowano na opracowanie nowatorskich rozwiązań lub technologii pomiarowych dla potrzeb przemysłu. W obszarze *INDUSTRY* sfinansowano około trzydziestu projektów o różnorodnej tematyce. Wśród nich znalazły się: zegary mikrofalowe do zastosowań przemysłowych, biomateriały, chemikalia do analiz powierzchniowych, urządzenia elektroniczne i optyczne, komunikacja kwantowa, cienka warstwa, ultraszybka elektronika, zaawansowane materiały magnetyczne i metrologia wymiarowa w różnych skalach długości. Projekty te dostarczyły szeregu produktów, w tym nowych technik pomiarowych, metod wzorcowania, zbiorów danych i dobrych praktyk oraz wielu publikacji naukowych.

Dalsze badania i rozwój powinny być ukierunkowane na wprowadzanie innowacji w dziedzinie materiałów i procesów przemysłowych oraz ułatwianie nowych lub

znacząco ulepszonych produktów poprzez rozwój technologii pomiarowych.

Osiągnięcia działalności R&D będą obejmować: nowe i ulepszone technologie pomiarowe, materiały odniesienia nowej generacji, wzorce pomiarowe, praktyki kalibracyjne i standardy dokumentacji. Takie wyniki umożliwią przemysłowi skuteczniejsze implementowanie innowacji w zakresie materiałów, procesów i produktów oraz osiągnięcie poprawy wydajności i efektywności.

Wspierając działania na rzecz badań i rozwoju realizacji definicji i rozpowszechniania jednostek miar EURAMET w dokumencie SRA [10] wskazuje również kierunki rozwoju poszczególnych dziedzin metrologii. Kluczowym wyzwaniem dla metrologii akustyki jest rozwój ultradźwięków, infradźwięków oraz drgań w zakresie zapewnienia stabilnych wzorców podstawowych oraz metod pomiarowych. Kontynuowane będą badania na rzecz rozwijania technik optycznych dla pomiarów dźwięku, zarówno w powietrzu jak i w wodzie.

Pomiary chemiczne jako szybko rozwijająca się dziedzina wymaga czystości materiałów odniesienia będących źródłem spójności pomiarowej z układem jednostek SI oraz nowych rozwiązań i technik pomiarowych o dużej dokładności oraz zwiększonych możliwościach detekcji. Takich materiałów o wysokiej czystości dla potrzeb pomiarów chemicznych nadal brakuje lub wymagają one dalszego doskonalenia. Pomiary chemiczne ukierunkowane są między innymi na analizę makromolekuł oraz biomolekuł, analizę śladów. Ich zastosowanie odgrywa nierzadko kluczową rolę w diagnostyce medycznej, w badaniach i monitoringu zmian klimatu, czy pomiarach stabilności zasobów środowiska, ale także na poziomie przemysłowym.

Wyzwania dla metrologii elektryczności i magnetyzmu obejmują między innymi: zastosowanie nanotechnologii, umożliwiające prowadzenie pomiarów na poziomie atomowym/cząsteczkowym, w którym zachodzą zjawiska kwantowe, praktycznej realizacji kwantowych definicji jednostek układu SI, wyznaczanie wartości stałych fundamentalnych oraz rozwój inżynierii kwantowej ciała stałego. Nadal brakuje spójności pomiarowej i porównywalności przyrządów dla kwantowych pomiarów ciała stałego. Ponadto, udoskonalana będzie nadal czułość i dokładność pomiarów elektrycznych. Doskonalenie i poszerzenie skali jednostek elektrycznych nastąpi w zakresie częstotliwości teraherców (THz). Praktyczna realizacja wzorców kwantowych będzie oparta na integracji wielkiej skali półprzewodników, grafenu i nadprzewodników oraz technologii pojedynczego elektronu.

Dla potrzeb metrologii przepływów, z powodu nieakceptowalnych wartości niepewności pomiaru przy zastosowaniu klasycznych metod wzorcowania, a w szczególności przy pomiarach niskich prędkości przepływów (nl/h), w okresie następnych kilku lat najprawdopodobniej zostanie skonstruowany nowy wzorzec z wykorzystaniem absolutnego zliczania cząsteczek. Metrologia przepływów będzie rozwijana również w mikro- i nanoskali.

Rzecz pomiarów promieniowania jonizującego będzie postępował w kierunku zapewnienia bezpieczeństwa i dokładności przy zastosowaniu nowych źródeł wysokiej mocy laserów (np. ELI-NP.), promieniowania hadronowego, czy promieniowania synchrotronowego. Najważniejsze wyzwania dla metrologii w tym zakresie obejmują: zbudowanie detektora typu „*dead-time*”, eliminowanie lub

inicjowanie efektów, wpływających na intensywność napromieniowania w czasie oznaczania oraz opracowanie wzorców do pomiarów neutronów o wysokiej energii – obecne ograniczenie to 20 MeV.

Pomiary długości pełnią istotną rolę w rozwoju metrologii. Wysokiej dokładności pomiary wymiarów znalazły zastosowanie między innymi w projektach *Avogadro* przy oznaczaniu struktury powierzchni, pomiarach odstępów między atomami w kuli krzemu ²⁸Si. Wyzwania i priorytety dla metrologii długości to między innymi: doskonalenie dokładności pomiarów, wsparcie dla nanotechnologii, przejście od dokładności wielkich dystansów – mierzonej w kilometrach do weryfikacji spójnej z Global Navigation Satellite System (GNSS), rozwój pomiarów optycznych długości absolutnej przy wykorzystaniu współczynnika załamania światła, technik z zastosowaniem wielu długości fal.

5. EMPIR – ZASADY UDZIAŁU

EMPIR, jako następcą programu EMRP (European Metrology Research Programme) [12] wspiera w swych celach i założeniach inicjatywy przewodnie strategii „Europa 2020”, w tym „Unia innowacji”, „Europejska agenda cyfrowa”, „Europa efektywnie korzystająca z zasobów” i „Polityka przemysłowa w erze globalizacji”, powiązane ściśle z rozwojem badań w dziedzinie metrologii. EMPIR stanowi platformę komunikacji pomiędzy nauką a przemysłem poprzez proponowanie rozwiązań innowacyjnych, wspieranie i rozwój normalizacji oraz standaryzacji, które umożliwiają swobodną wymianę handlową na skalę światową nowych produktów i usług. EMPIR jest realizowany i finansowany w ramach 8. programu ramowego – „Horyzont 2020” w latach 2014–2023 [13], z projektowanym budżetem wynoszącym 600 mln euro, zapewnionym wspólnie przez Komisję Europejską oraz kraje uczestniczące (wkładami w równych częściach). Udział finansowy Polski w programie badawczym EMPIR wynosi 2,5 mln euro.

Europejski program na rzecz innowacji i badań w dziedzinie metrologii (EMPIR) to w swoich celach i założeniach sukcesor Programu EMRP, który jest skoncentrowany na wspieraniu projektów z zakresu R&D w tematyce metrologicznej i jednocześnie ukierunkowanych na innowacyjność i jej transfer w formie nowych technologii do sektora przemysłowego. Program EMPIR również jest realizowany na podstawie Art. 185 Traktatu o funkcjonowaniu Unii Europejskiej (pt. „*Udział Unii w programach badawczych i rozwojowych*”). Uczestnikami EMPIR są jak w poprzednim programie krajowe instytucje metrologiczne (NMI) oraz krajowe instytucje desygnowane (DI – depozytariusze wzorców państwowych). Swego rodzaju novum stanowi fakt, iż Program EMPIR stwarza możliwości równoprawnego udziału, tzn. w roli beneficjenta środków finansowych przeznaczonych na realizację projektów również ośrodkom naukowo-badawczym oraz innym podmiotom zajmującym się działalnością badawczą, które do tej pory miały do nich dość ograniczony dostęp. Dofinansowanie dla nich, pochodzące z wkładu Komisji Europejskiej (300 mln euro), do całkowitego budżetu programu EMPIR wyniesie 90 mln euro. W ramach wspólnych projektów badawczych EMPIR podjęło współpracę 37 państw członkowskich EURAMET.

Nadrzędnym celem programu EMPIR jest sprostanie wyzwaniom, przed którymi stoi europejski system badań

metrologicznych oraz czerpanie korzyści z ulepszonych rozwiązań w zakresie pomiarów w Europie.

Ogólne cele EMPIR obejmują:

- dostarczenie odpowiednich, zintegrowanych, dostosowanych do celu rozwiązań w zakresie metrologii, wspierających innowacje i konkurencyjność przemysłu, a także technologii pomiaru zapewniających rozwiązanie problemów społecznych związanych z takimi dziedzinami, jak zdrowie, środowisko i energia, w tym wsparcie rozwoju i wdrażania polityki,
- utworzenie zintegrowanego europejskiego systemu badań metrologicznych, charakteryzującego się aktywnym zaangażowaniem na szczeblu regionalnym, krajowym, europejskim i międzynarodowym.

W programie EMPIR mogą być realizowane projekty o charakterze naukowo-badawczym, których celem jest wspieranie wzrostu gospodarczego oraz tzw. Normative – dla potrzeb procesów normalizacji. Wspólne projekty badawcze JRP (ang. Joint Research Projects) powinny łączyć w sobie priorytety strategiczne kilku państw na zasadach skoordynowanej odpowiedzi (np. inteligentnej specjalizacji) w ramach regionu lub na poziomie europejskim. Propozycje tematów badawczych (Proposal Research Topics), z których formowane są przyszłe JRPs, mogą się natomiast skupiać na potrzebach krajowych w dziedzinie metrologii.

Projekty badawcze z rodzaju Research Potential Topics (RPT) powinny umożliwić rozwijającym się NMI wzrost możliwości technicznych i naukowych na poziomie krajowych i regionalnych priorytetów strategicznych. Rozwijanie kompetencji technicznych należy wiązać z potrzebami kluczowych ineteresariuszy. Projekty RPT mają na celu zwiększenie konkurencyjności przemysłu oraz wychodzenie naprzeciw potrzebom społecznym danego regionu. Ważne, aby zdolności NMI wypracowane w danym JRP były utrzymane i rozwijane również po zakończeniu projektu. W tym celu wybrane tematy badawcze będą nadal kontynuowane w ramach nowych projektów EMPIR. Ponadto, od roku 2014 są również dostępne wezwania typu Support for Impact Projects (SIPs) – wsparcie dla wdrożeń, rozszerzające wyraźnie zakres podstawowych projektów badawczych (JRPs). Wezwanie SIP nie polega na finansowaniu badań, ale na działaniach służących rozpowszechnianiu i wykorzystywaniu uzyskanej wiedzy z zakończonych już projektów IMERA-Plus lub EMRP.

Wezwanie 2015 wprowadziło moduł obejmujący projekty „pre-normalizacyjne”, mające na celu wspieranie procesów normalizacji (w tym proponowanie zmian w obowiązujących przepisach, tworzenie nowych regulacji w różnych obszarach metrologii). Pojawienie się projektów tego typu w ramach EMPIR związane jest z ważną rolą, jaką stanowią procesy normalizacyjne w rozwoju gospodarczym.

Projekty EMPIR, podobnie jak EMRP są realizowane w ramach tematycznie skategoryzowanych wezwań. W latach 2014 – 2017 EURAMET ogłosił następujące wezwania EMPIR:

2014: Przemysł (IND), Potencjał badawczy (RPT),

2015: Zdrowie (HLT), Zagadnienia normatywne (NRM), Potencjał badawczy (RPT), Szerszy zakres SI (Scope SI), Wdrożenia (SIP),

2016: Energia (ENG), Środowisko (ENV), Zagadnienia normatywne (NRM), Potencjał badawczy (RPT), Wdrożenia (SIP),

2017: Metrologia Podstawowa (FUN), Przemysł (IND), Zagadnienia normatywne (NRM), Potencjał badawczy (RPT), Wdrożenia (SIP).

W roku 2018 EURAMET wezwań EURAMET ogłosił następujące wezwania:

- Szerszy zakres SI (SIB)
- Metrologia dla zdrowia (HLT)
- Zagadnienia normalizacyjne (PREN)
- Potencjał badawczy (RPT)
- Wsparcie dla sieci metrologicznych (NET)
- Wdrożenia (SIP).

W 2018 roku, jako wsparcie zapoczątkowanego ostatnio procesu tworzenia europejskich sieci metrologicznych (EMNs), mających na celu utworzenie wspólnej europejskiej infrastruktury badawczej w obszarze metrologii, do ustalonej uprzednio listy wezwań została dołączona nowa kategoria: *Wsparcie dla sieci metrologicznych (NET)*.

6. PODSUMOWANIE

Europejskie programy badawcze mają zapewnić jak najlepsze wykorzystanie potencjału poszczególnych regionów, a także zapewnić poprawę w tych dziedzinach metrologii, w których zidentyfikowano punkty krytyczne. Projekty EMPIR mają przyczynić się przede wszystkim do podniesienia poziomu kompetencji instytucji metrologicznych NMI i DI, wzmocnienia kapitału intelektualnego, zwiększenia konkurencyjności gospodarki, rozwoju nowoczesnych technologii we współpracy z przedsiębiorcą i ośrodkami naukowymi w regionie. W celu stymulowania rozwoju metrologii w obszarach zdrowia, środowiska i energii, inicjatywy partnerskie EMRP, czy EMPIR będą nadal kontynuowane.

7. BIBLIOGRAFIA

1. Akasaki I., Nakamura Sh., Amano H., nagroda Nobla z 2014 r.
2. Dąbrowski M., Parniak M., Wasilewski W. Einstein-Podolsky-Rosen paradox in a hybrid bipartite system, *Optica* 4, 2017, s. 272-275.
3. Störmer H. L.: The fractional quantum Hall effect, “*Rev.Modern Phys.*” tom 71, 1999, s. 875–889.
4. Galileo begins serving the globe (ang.). Europejska Agencja Kosmiczna, 2016-12-05.
5. Copernicus: Nowa nazwa europejskiego programu monitorowania Ziemi, europa.eu, (http://europa.eu/rapid/press-release_IP-12-1345_pl.htm).
6. Unijny program Strategia EUROPA 2020, (<https://ec.europa.eu/info/business-economy-euro/economic-and-fiscal-policy-coordination/eu-economic-governance-monitoring-prevention-cor>).
7. Implementing Metrology in the European Research Area (iMERA-Plus), raport EURAMET (<https://www.google.com/search?q=imera+rreport&ie=utf-8&oe=utf-8&client=firefox-b>).
8. Decyzja Parlamentu Europejskiego i Rady nr 912/2009/WE z dnia 16 września 2009 r. w sprawie udziału Wspólnoty w Europejskim Programie Badawczo-Rozwojowym w dziedzinie Metrologii, podjętym przez kilka państw członkowskich, Dz. U. L 257/12 z 30.9.2009.
9. Final Evaluation of the European Metrology Research Programme (EMRP) and Interim Evaluation of the European Metrology Programme for Innovation and Research (EMPIR), (<http://kemianseurat.fi/finntesting/wp-content/uploads/2014/04/Final-evaluation-of-the-Eur>

- opean-Metrology-Research-Programme-EMRP-and-interim-evaluation-of-the-European-Metrology-Programme-for-Innovation-and-Res.pdf.
10. Strategic Research Agenda for Metrology in Europe, wersja 1.0, 2016, (<https://www.euramet.org/research-innovation/sra-survey/>).
 11. Dokument roboczy służb Komisji – Streszczenie oceny skutków towarzyszących dokumentowi Wniosek DECYZJA PARLAMENTU EUROPEJSKIEGO I RADY w sprawie udziału Unii Europejskiej w Europejskim programie na rzecz innowacji i badań w dziedzinie metrologii (EMPIR) podjętym przez kilka państw członkowskich /* SWD/2013/0250 final/.
 12. Decyzja Parlamentu Europejskiego i Rady nr 555/2014/UE z dnia 15 maja 2014 r. w sprawie udziału Unii w Europejskim programie na rzecz innowacji i badań w dziedzinie metrologii (EMPIR) podjętym wspólnie przez kilka państw członkowskich, Dz. U. L 169/27 z 7.6.2014.
 13. Rozporządzenie Parlamentu Europejskiego i Rady (UE) nr 1291/2013 z dnia 11 grudnia 2013 r. ustanawiające „Horyzont 2020” - program ramowy w zakresie badań naukowych i innowacji (2014-2020) oraz uchylające decyzję nr 1982/2006/WE (Dz.U. L 347 z 20.12.2013, s. 104-173).
 14. Kyoto Protocol, unfccc.int, (<https://unfccc.int/process/the-kyoto-protocol>).

DIRECTIONS OF METROLOGY DEVELOPMENT AND EUROPEAN RESEARCH PROGRAMS

The article presents strategic directions of development of contemporary metrology in areas requiring support with a measurement infrastructure based on advanced technologies and innovative solutions. It describes development opportunities and challenges for metrology in the areas of: energy, environment, health and in the area of innovative support for industry. As demonstrated in the EURAMET - Strategic Research Agenda (SRA) document, the collaboration between metrological institutions (NMI, DI), research and industrial partners under the European Program for Research in Metrology (EMRP) carried out in 2008-2013 has contributed significantly in development of measurement standards and methods and improved standardization processes in the areas of great challenges. As a result of European collaboration the development metrology directions have been outlined and there have been identified the challenges of world metrology in the face of globalization, environmental pollution and increasing social needs in the field of medical care. The article also presents the principles of participation in European research programs and describes the directions of further partner involvement of entities in the EMPIR program.

Keywords: metrology, European Metrology Research Programme (EMRP), European Metrology Programme for Innovation and Research (EMPIR).

WYBRANE ZAGADNIENIA DIAGNOSTYKI IMITATORÓW ŁUKU SPAWALNICZEGO

Antoni SAWICKI

Politechnika Częstochowska, Wydział Elektryczny
tel.: 34 32 50 869 e-mail: sawicki.a7@gmail.com

Streszczenie: Podano uzasadnienie techniczne prowadzenia badań diagnostycznych źródeł spawalniczych z wykorzystaniem elektronicznych imitatorów łuku. Stosowanie ich jako elementów wzorcowych, obciążuje użytkowników do wykonywania odpowiednich kalibracji i adjustacji. Przedstawiono struktury układów do diagnozowania imitatora łuku wykorzystującego zadany model matematyczny Pentegowa. Uwzględniono dwa rodzaje działającego wzorcowego wymuszenia prądowego o fali sinusoidalnej i prostokątnej. Zaprezentowano strukturę układu diagnostycznego wykorzystującego metodę porównawczą połączonych szeregowo imitatora wzorcowego i imitatora podlegającego adjustacji. Zbadano wpływ odchyłeń parametrów modelu matematycznego badanego imitatora na wartości powstających błędów współczynnika THD spadków napięć na imitatorach.

Słowa kluczowe: łuk elektryczny, imitator łuku, diagnostyka imitatorów łuku.

1. WSTĘP

Urządzenia elektryczne do spawania łukowego lub plazmowego stanowią obecnie bardzo znaczącą część wyposażenia technologicznego wielu zakładów i warsztatów produkcyjnych i remontowych. Realizowane z ich użyciem różnorodne operacje technologiczne spajania, cięcia i napawania powinny zapewniać: wysoką jakość technologiczną procesów, bezpieczeństwo zatrudnionego personelu, minimalne szkodliwe oddziaływania na środowisko i personel, wysoką efektywność ekonomiczną procesów i minimalny wpływ poziomu umiejętności operatorów oraz zaburzeń warunków zewnętrznych na jakość produkcji. Bardzo duża uniwersalność i szerokie możliwości realizacji procesów technologicznych w różnych warunkach powodują, że źródła zasilania są narażone na różne uszkodzenia. Zarówno producenci, jak i remontowcy dokonują oceny jakości tych źródeł najczęściej na podstawie badań statycznych i technologicznych (dynamicznych). Ograniczone badania statyczne i dynamiczne bezłukowe [1] nie zapewniają jednak właściwej oceny źródeł zasilania. Ze względu na bardzo szerokie możliwości zmian ich parametrów, dużą pracochłonność badań, duże zużycie energii i materiałów, ograniczenia czasowe i wysokie koszty, coraz bardziej preferowane jest wykorzystanie elektronicznych imitatorów łuków spawalniczych.

Budowanie i stosowanie imitatorów łuku ma uzasadnienie w przypadkach diagnostyki powszechne użytkowanych urządzeń spawalniczych. Stosunkowo małe moce łuków spawalniczych umożliwiają elektroniczne (półprzewodnikowe) odwzorowanie ich właściwości jako elementów

silnie nieliniowych i słabo inercyjnych. Natomiast właściwości elektryczne łuków silnopiędowych urządzeń elektrotermicznych (np. pieców, reaktorów) stanowią techniczne ograniczenia praktycznej realizacji imitatorów wielkich mocy. Ponadto te urządzenia są mniej liczne w stosunku do spawalniczych i często charakteryzują się indywidualnymi cechami zarówno łuków, jak i układów zasilających. Dlatego diagnostyka takich urządzeń jest często wykonywana lokalnie podczas realizacji procesów technologicznych z użyciem odpowiednio dobranego zestawu aparatury pomiarowej.

Ze względu na różne technologie spawania, realizowane w różnych warunkach fizycznych i chemicznych, mogą występować różnego rodzaju łuki. Budowa i działanie imitatora łuku spawalniczego wymaga określenia modelu matematycznego łuku. Ze względu na konieczność jego elektronicznej realizacji, model ten powinien być stosunkowo prosty i łatwo strojony w zależności od przewidywanych charakterystyk statycznych i dynamicznych łuku fizycznego. Do takich celów szczególnie nadają się modele hybrydowe [2] i różne warianty modelu Pentegowa [3-5]. Ze względu na dużą złożoność budowy imitatorów i ograniczony rynek usług diagnostycznych tylko niektóre instytucje badawcze i firmy mogą realizować zamówienia na produkcję imitatorów. Z historycznego punktu widzenia jest to więc bardzo młoda dziedzina diagnostyki. W badaniach diagnostycznych układu źródła spawalnicze – imitator łuku spawalniczego mogą występować trzy sytuacje:

- 1) dysponujemy elektronicznym imitatorem łuku, który uznajemy za wzorcowy, a diagnostyce podlegają elektroniczne źródła zasilania;
- 2) dysponujemy elektronicznym źródłem zasilania, które uznajemy za wzorcowe, a diagnostyce podlegają elektroniczne imitatory łuku;
- 3) dysponujemy elektronicznym imitatorem łuku, który uznajemy za wzorcowy, a diagnostyce podlegają inne elektroniczne imitatory łuku.

Ze względu na bardzo pożądaną efektywność technologiczną stosowania sprawnych źródeł zasilania pierwszy przypadek można uznać za najbardziej naturalny i bardziej powszechny od pozostałych. Jednak trudne warunki pracy imitatorów, służących badaniom przeciwieście także niesprawnych źródeł prądu, też mogą prowadzić do skracania ich żywotności i do awarii. Zagadnieniom diagnostycznym źródeł spawalniczych z użyciem wzorcowych imitatorów łuku poświęcono szereg prac [3, 5]. Natomiast w niniejszym artykule zostały rozważone przypadki drugi i trzeci.

2. UKŁADY DIAGNOSTYCZNE IMITATORÓW Z WZORCOWYM ŹRÓDŁEM PRĄDOWYM

Sprawdzenie poprawności działania imitatora łuku wymaga zastosowania wzorcowego źródła zasilania o dobrze znanych charakterystykach statycznych i dynamicznych. Zwykle takie źródło ma nieliniowe charakterystyki zewnętrzne. Natomiast imitator powinien umożliwiać imitację zadanych charakterystyk łuku. W wyborze tych charakterystyk należy kierować się przeznaczeniem technologicznym łuku i dostępnością analitycznych zależności umożliwiających pomiarowe wyznaczanie parametrów imitowanego łuku. Zwykle te zależności dotyczą liniowych modeli matematycznych. Obecnie znana jest nieduża liczba tych zależności [6, 7]. Dodatkowo wymagają one zastosowania określonych przebiegów prądu. Zwykle jest to prąd o przebiegu sinusoidalnym lub prostokątnym. W przypadku zastosowania prądu sinusoidalnego możliwe jest wykorzystanie metod spektralnych lub całkowych wyznaczania parametrów modeli matematycznych [6]. Natomiast w przypadku zastosowania prądu prostokątnego opracowano kilka różnych metod wyznaczania stałych czasowych modeli łuku [7, 8]. Jednakże wtedy charakterystyki statyczne powinny być wyznaczane innymi prostymi metodami [8].

Do badań wybrano stosunkowo uniwersalny model Pentegowa kolumny łuku z charakterystyką statyczną napięciowo-prądową hiperboliczno-liniową opisaną zależnością

$$U_k(I) = R_p I + \frac{P_M}{I} \quad (1)$$

gdzie: $R_0 = bL_0$, $P_M = c + dL_0$ – stałe współczynniki aproksymacji; I – natężenie prądu stałego; L_0 – stała długość łuku.

Związek między kwadratem prądu stanu i_θ i kwadratem prądu rzeczywistego łuku i opisuje równanie różniczkowe liniowe pierwszego rzędu [9, 10]

$$\theta_p \frac{di_\theta^2}{dt} + i_\theta^2 = i^2 \quad (2)$$

gdzie θ_p – stała czasowa modelu matematycznego.

Model Pentegowa odwzorowuje nieliniowy dwójnik obwodu elektrycznego, który jest: energetycznie zbilansowany, cieplnie inercyjny I rzędu, matematycznie liniowy, stacjonarny i elektrycznie bezinercyjny.

Założmy, że w obwodzie z łukiem o charakterystyce statycznej (1) działa wymuszenie prądowe sinusoidalnie zmienne o pulsacji ω i wartości amplitudy I_m

$$i = I_m \cos \omega t = \sqrt{2} I_{sk} \cos \omega t \quad (3)$$

Wzory na obliczanie parametrów charakterystyki statycznej modelu [6] są następujące:

$$P_M = \frac{(U_{sk} I_{sk})^2 - P^2}{R I_{sk}^2 - P} \quad (4)$$

i

$$R_p = \frac{R P - U_{sk}^2}{R I_{sk}^2 - P} \quad (5)$$

Stałą czasową określa wzór

$$\theta_p = \frac{1}{2\omega \sqrt{\left[\frac{(U_{sk} I_{sk})^2 + R I_{sk}^2 (R I_{sk}^2 - 2P)}{(U_{sk} I_{sk})^2 - P^2} \right]^2 - 1}} \quad (6)$$

gdzie: U_{sk} – napięcie skuteczne na kolumnie łuku; P – wartość średnia funkcji mocy chwilowej; R – wartość średnia rezystancji kolumny łuku.

Kompensacja przyelektrodowych spadków napięcia może odbywać się programowo w układzie pomiarowym lub fizycznie z wykorzystaniem odpowiedniego układu [8].

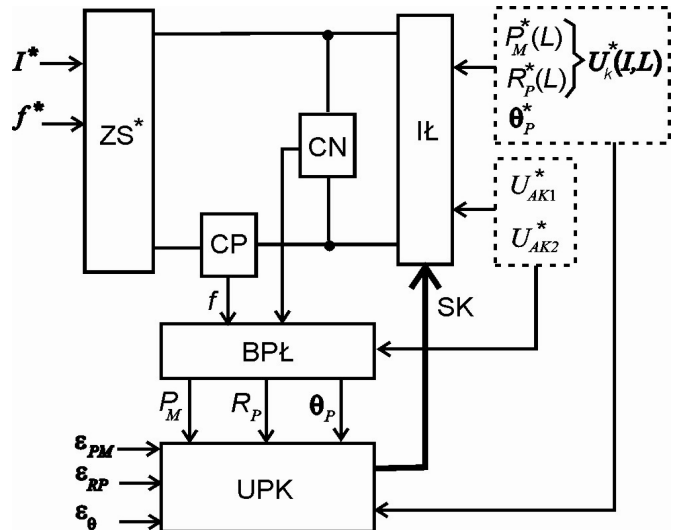
Na rysunku 1 pokazano strukturę układu diagnostycznego do badania imitatorów łuku spawalniczego w obwodzie z wymuszeniem prądowym sinusoidalnym. Wzorcowe źródło prądu spawania ZS^* wytwarza zadany przebieg o wartości skutecznej I_{sk} i częstotliwości f . Jest ono obciążone badanym imitatorem łuku $I\mathbb{L}$. Zarówno do imitatora łuku, jak i do układu diagnostycznego wprowadzany jest zestaw danych definiujących charakterystyki statyczne i dynamiczne łuku. W układzie diagnostycznym obliczane są błędy względne zmierzonych parametrów imitowanego łuku:

$$|P_M - P_M^*| / P_M^* < \varepsilon_{PM} \quad (7)$$

$$|R_p - R_p^*| / R_p^* < \varepsilon_{RP} \quad (8)$$

$$|\theta_p - \theta_p^*| / \theta_p^* < \varepsilon_{\theta P} \quad (9)$$

gdzie: P_M^* , R_p^* , θ_p^* – zadane wartości parametrów; ε_{PM} , ε_{RP} , $\varepsilon_{\theta P}$ – zadane wartości błędów pomiarowych. Jeśli w wybranym zakresie zmian prądu te warunki są spełnione, to można uznać, że badany imitator działa poprawnie.



Rys. 1. Schemat układu diagnostycznego do badania imitatora łuku w obwodzie z prądem sinusoidalnie zmiennym (ZS^* – wzorcowe źródło prądu sinusoidalnego; $I\mathbb{L}$ – badany elektroniczny imitator łuku; CN – czujnik napięcia; CP – czujnik prądu; $BP\mathbb{L}$ – blok obliczania parametrów imitowanego łuku; UPK – układ pomiarowo-kontrolny; SK – sygnały korekcyjne)

Stosowanie wymuszenia prądowego prostokątnego polepsza stabilność płonienia łuku i umożliwia łatwiejszą realizację niektórych procesów technologicznych (np. TIG). Dlatego budowane imitatory powinny być stosowane także do diagnostyki źródeł wytwarzających przebiegi prostokątne

lub inne okresowe, np. o fali trapezowej lub trójkątnej. Jeśli założyć, że współczynnik wypełnienia przebiegu prostokątnego wynosi $k_w = h/T$, to na podstawie metody linearyzacyjnej [7] można pomiarowo określić stałą czasową łuku opisanego modelem (1) i (2) na podstawie wzoru

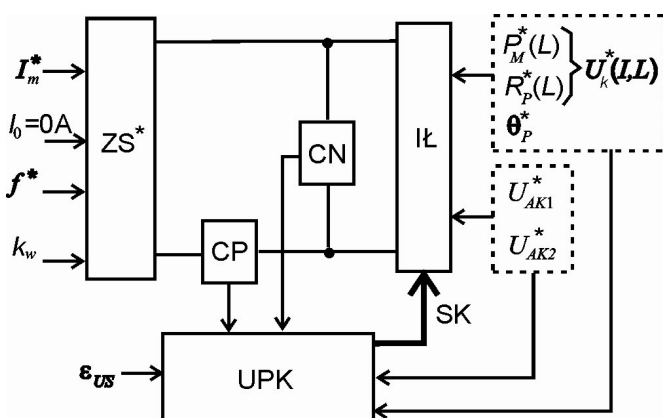
$$\frac{\theta_p}{T} \approx \frac{\frac{P_1}{P_M + R_p I_1^2} - \frac{P_2}{P_M + R_p I_2^2} - 2k_w + 1}{\frac{P_M + R_p I_2^2 \left(\frac{I_1}{I_2}\right)^2}{P_M + R_p I_1^2} - \frac{P_M + R_p I_1^2 \left(\frac{I_2}{I_1}\right)^2}{P_M + R_p I_2^2}} \quad (10)$$

gdzie: u_{sr1} – wartość średnia półfali napięcia w przedziale (0, h); u_{sr2} – wartość średnia półfali napięcia w przedziale (h , T); I_1, I_2 – amplitudy półfal prądu; $P_1 = u_{sr1} I_1$, $P_2 = u_{sr2} I_2$ – moce średnie w półfalach prądu

W układzie diagnostycznym do badania imitatorów łuku zastosowano wzorcowe źródło prądu spawania ZS^* generujące wymuszenie prostokątne. Wytwarza ono przebieg o zadanych wartościach: amplitudy I_m , składowej stałej I_0 , częstotliwości $f = 1/T$ i współczynnika wypełnienia k_w . Jest ono obciążone badanym imitatorem łuku $I\ell$. Zarówno do imitatora łuku, jak i do układu diagnostycznego wprowadzany jest zestaw danych definiujących charakterystyki statyczne i dynamiczne łuku. W układzie diagnostycznym obliczane są błędy względne zmierzonych parametrów imitowanego łuku. Badania obejmują dwa etapy opisane poniżej:

Na pierwszym etapie badań (rys. 2) mogą być wyznaczone charakterystyki statyczne z założeniem $I_0 = 0$ A i z quasi zmienną wartością amplitudy prądu I_m . W takim przypadku (nawet jeśli przebieg jest nieprzemienne lecz o $|i(t)| = \text{const}$) nie ujawniają się efekty dynamiczne płonienia łuku. Wartości częstotliwości i współczynnika wypełnienia fali prądowej mogą być praktycznie dowolne. Wyznaczone punkty pomiarowe charakterystyki są porównywane z punktami na zadanej charakterystyce statycznej. Sposób obliczania błędu dopasowania opisuje wzór

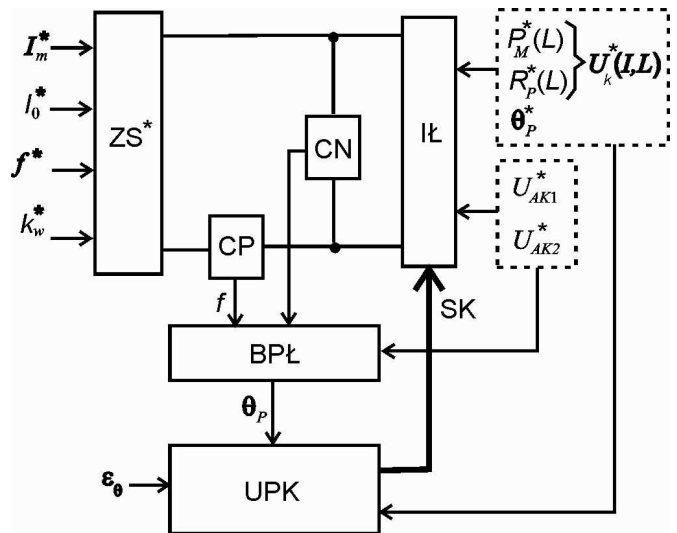
$$\sum_{i=1}^n \left[U_i - \left(\frac{P_M}{I_i} + R_p I_i \right) \right]^2 < \varepsilon_{US} \quad (11)$$



Rys. 2. Schemat układu diagnostycznego do badania statycznego imitatora łuku w obwodzie z prądem prostokątnym (ZS^* - wzorcowe źródło prądu prostokątnego; $I\ell$ - badany elektroniczny imitator łuku; CN - czujnik napięcia; CP - czujnik prądu; UPK - układ pomiarowo-kontrolny; SK - sygnały korekcyjne)

Jeśli ten warunek jest spełniony, to można uznać, że pod względem statycznym imitator działa poprawnie.

Drugi etap diagnostyki polega na wyznaczeniu stałej czasowej modelu łuku. Do jego realizacji można wykorzystać układ o strukturze pokazanej na rysunku 3 w celu ujawnienia się stanów dynamicznych imitatora, razem z wymuszeniem prostokątnym o amplitudzie I_m działająca składowa stała prądu I_0 . Wtedy półfale prądu mają amplitudy $I_1 = I_m + I_0$, $I_2 = -I_m + I_0$. Kryterium błędu pomiaru stałej czasowej opisuje wzór (9). Jeśli ten warunek jest spełniony, to można uznać, że pod względem dynamicznym imitator działa poprawnie.



Rys. 3. Schemat układu diagnostycznego do badania dynamicznego imitatora łuku w obwodzie z prądem prostokątnym (ZS^* - wzorcowe źródło prądu prostokątnego; $I\ell$ - badany elektroniczny imitator łuku; CN - czujnik napięcia; CP - czujnik prądu; BPŁ - blok obliczania parametrów imitowanego łuku; UPK - układ pomiarowo-kontrolny; SK - sygnały korekcyjne)

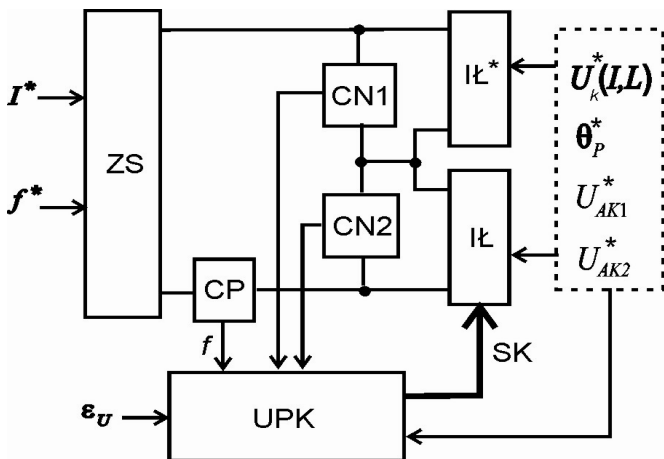
3. UKŁADY DIAGNOSTYCZNE IMITATORÓW Z WZORCOWYM IMITATOREM ŁUKU

Możliwa jest sytuacja, w której laboratorium diagnostyczne dysponuje wysokiej jakości imitatorem łuku spawalniczego uznawanym za wzorcowy. Natomiast nie dysponuje ono wzorcowym źródłem spawalniczym, lecz źródłem o szerokim zakresie zmian nieliniowych charakterystyk napięciowo-prądowych zewnętrznych i to nawet znacznie odbiegających od stromo opadających. Również zakres planowanych badań może wychodzić poza opracowane i dostępne metody eksperymentalnego wyznaczania parametrów modeli matematycznych łuku. W tej sytuacji można zastosować metodę porównawczą.

Ze względu na nieliniowe charakterystyki napięciowo-prądowe łuków możliwe jest ich stabilne płonienie w obwodzie połączonym szeregowo. Przebiegi czasowe prądu wymuszającego mogą być wtedy dowolne. Schemat układu diagnostycznego do badania imitatorów łuku spawalniczego może mieć postać pokazaną na rysunku 4. W przypadku nieidealnego źródła prądowego każdy z imitatorów wpływa na powstawanie odkształceń fali prądu, który jednocześnie przepływa przez oba imitatory. Jako kryterium błędu wygodnie jest zastosować porównanie współczynnika zawartości harmonicznych spadków napięć na imitatorach zgodnie z wyrażeniem

$$\left| \frac{THD_U - THD_U^*}{THD_U^*} \right| < \varepsilon_{TV} \quad (12)$$

Jeśli w wybranym zakresie zmian prądu ten warunek jest spełniony, to można uznać, że badany imitator działa poprawnie zarówno pod względem statycznym, jak i dynamicznym.



Rys. 4. Schemat układu diagnostycznego do badania imitatora łuku metodą porównawczą (ZS - źródło prądu; IŁ - badany elektroniczny imitator łuku; IŁ* - wzorcowy elektroniczny imitator łuku; CN1, CN2 - czujniki napięcia; CP - czujnik prądu; UPK - układ pomiarowo-kontrolny; SK - sygnały korekcyjne)

Ze względu na szeregową (w przybliżeniu trójwarstwową) strukturę łuku fizycznego budowane imitatory najczęściej składają się z kilku szeregowo połączonych układów elektronicznych [3, 5]. Dzięki temu możliwe jest łatwe wyłączenie z obwodu poszczególnych układów imitujących przyelektrodowe spadki napięcia. Takie działanie jest wygodniejsze w porównaniu ze stosowaniem dodatkowego zewnętrznego elektronicznego układu kompensatora przyelektrodowych spadków napięcia [8]

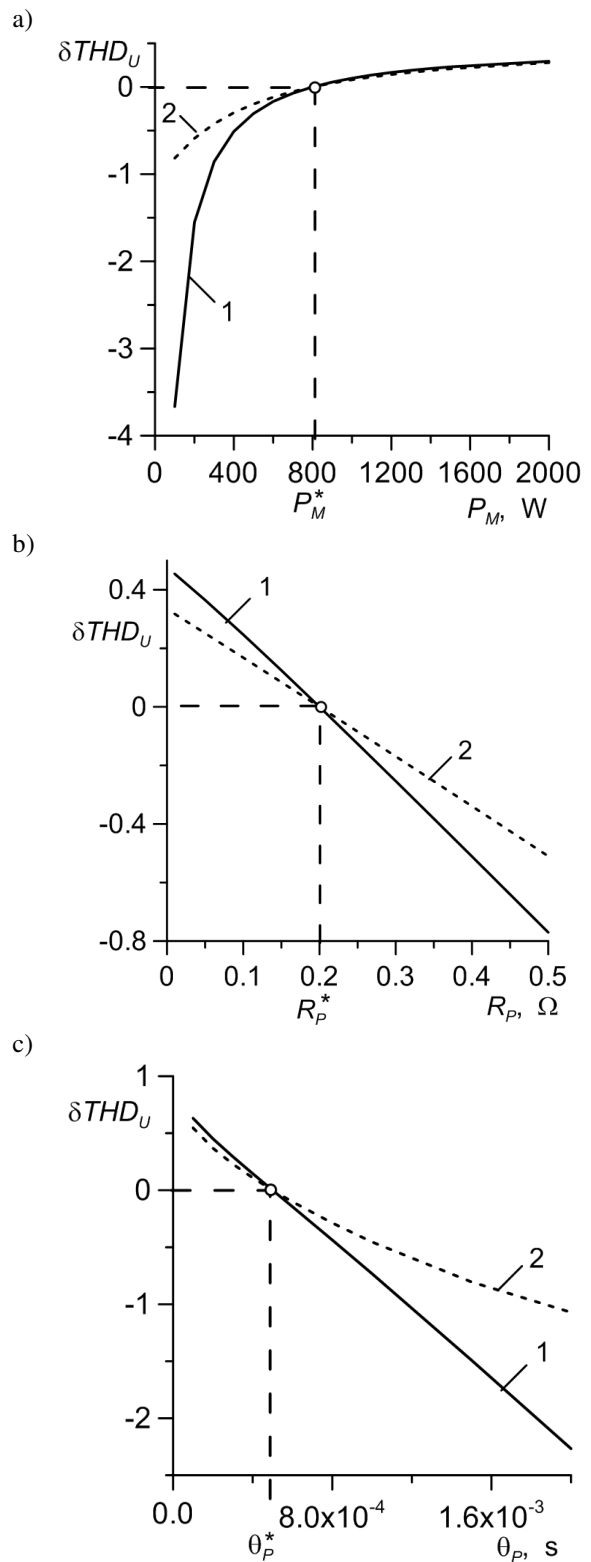
W celu zbadania wpływu odchyłeń poszczególnych parametrów modelu matematycznego diagnozowanego imitatora zakładamy, że różnią się one od parametrów modelu imitatora wzorcowego. Te odchylenia nie są jednocześnie, lecz występują w kolejności wyszczególnionej w opisie rysunku 5. Imitator wzorcowy IŁ* ma następujące parametry: $U_{AK}^* = 16 \text{ V}$, $P_M^* = 800 \text{ W}$, $R_p^* = 0,2 \Omega$, $\theta_p^* = 5 \cdot 10^{-4} \text{ s}$. Parametry przebiegu sinusoidalnego, generowanego przez idealne źródło prądowe, są następujące: $I_m = 100 \text{ A}$, $f = 50 \text{ Hz}$. Odchylenia wybranego parametru badanego imitatora prowadzą do powstawania odchyłeń wartości skutecznych spadków napięć i wartości współczynnika THD_U opisanych wzorem

$$\delta THD_U = (THD_U - THD_U^*) / THD_U^* \quad (13)$$

gdzie: THD_U^* - wartość zadana współczynnika.

Na rysunku 5 liniami ciągłymi oznaczono przypadki pełnej eliminacji napięcia U_{AK} , a liniami przerywanymi przypadki braku takiej eliminacji. Z przedstawionych wykresów widać, że zastosowanie eliminacji przyelektrodowych spadków napięcia zwiększa stromości krzywych, co znacznie ułatwia strojenie badanego imitatora. W praktyce najbardziej niekorzystny przypadek diagnostyczny wystąpi podczas zmian mocy łuku w zakresie $P_M > P_M^*$. Dlatego wtedy deklarowana dopuszczalna wartość odchylenia względnego δTHD_U powinna być najmniejsza.

Następnie zbadano wpływ odchyłeń parametrów diagnozowanego imitatora na efekty działania metody porównawczej w warunkach zasilania z rzeczywistego źródła prą-

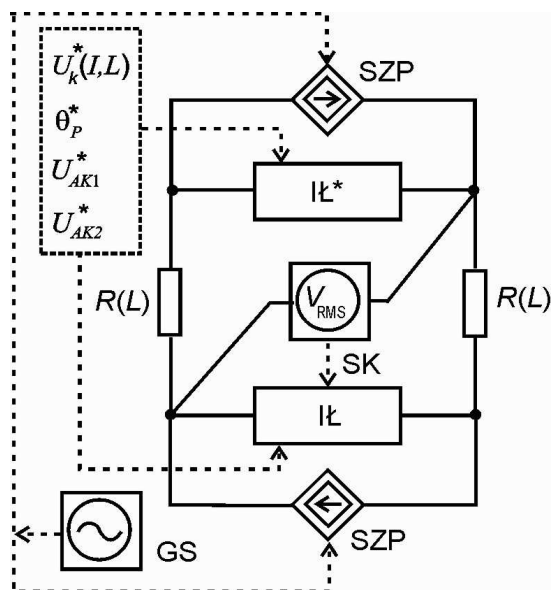


Rys. 5. Wpływ odchyłeń parametrów modelu łuku diagnozowanego imitatora na odchylenie wartości współczynnika δTHD_U metody porównawczej: a) wpływ odchyłeń wartości mocy P_M ; b) wpływ odchyłeń wartości rezystancji R_p ; c) wpływ odchyłeń wartości stałej czasowej θ_p

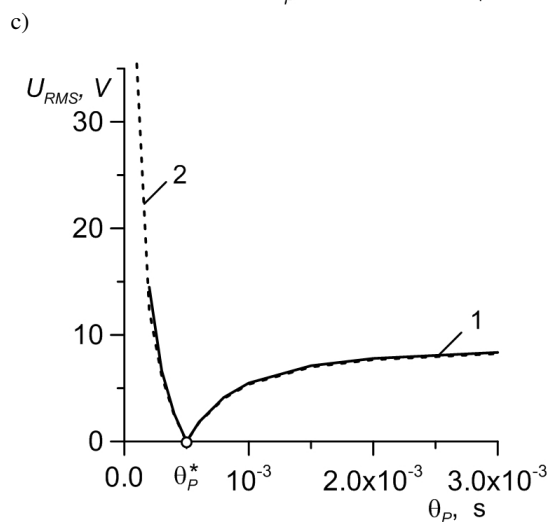
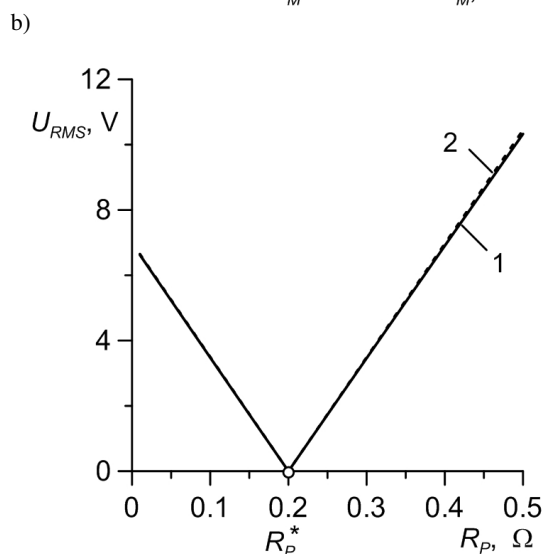
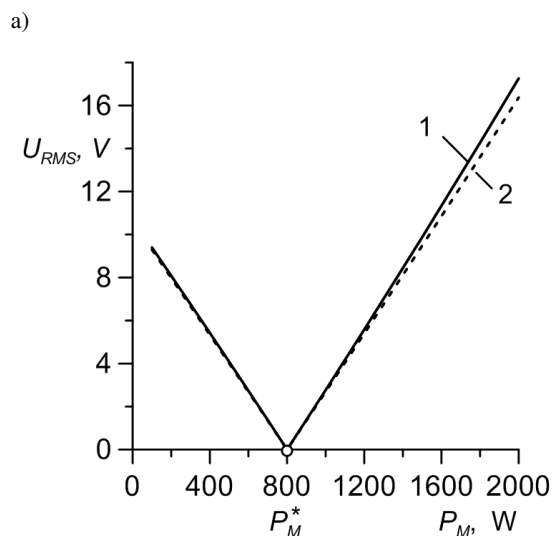
dowego. W tym celu do poprzedniego źródła prądowego dodatkowo włączono równolegle stosunkowo małą admittancję ($G_{zs} = 1/50 \text{ S}$; $B_{zs} = 1/(\omega \cdot 10 \cdot 10^{-3}) \text{ S}$). Powoduje to odkształcenie prądu od przebiegu sinusoidalnego, zmniejszenie jego wartości skutecznej i przez to pogorszenie stabilności działania układu (ułatwienie zgaszenia łuku). Parametry modelu łuku imitatora wzorcowego pozostawiono bez

zmian. Wyniki przeprowadzonych symulacji są bardzo zbliżone do pokazanych na rysunku 5. Na ich podstawie stwierdzono, że w warunkach występowania napięcia U_{AK} użycie rzeczywistego źródła prądowego ogranicza zakres mocy P_M stabilnego działania imitatora (płonięcia łuku) do 900 W. Oprócz tego podobny efekt występuje w zakresie małych wartości stałej czasowej $\theta_p < 4 \cdot 10^{-4}$ s. Stąd wniosek, że eliminowanie efektu przyelektrodowych spadków napięcia umożliwia rozszerzenie zakresów badań diagnostycznych imitatorów elektronicznych łuku.

Na podstawie znanych struktur mostków dwuprądowych [11] można zaproponować analogiczny układ diagnostyczny imitatorów łuku. Jego schemat ideowy pokazano na rysunku 6. Generator sygnału okresowego (np. sinusoidalnego) steruje dwoma identycznymi źródłami prądowymi, do których równolegle są włączone imitatory wzorcowy $I\checkmark^*$ i diagnozowany $I\checkmark$. W pozostałych dwóch gałęziach mostka znajdują się jednakowe elementy biernie R lub L . Zastosowanie kondensatorów pogarsza stabilność pracy układu. W przekątną mostka jest włączony woltomierz wartości skutecznej napięcia działający w szerokim zakresie widma. Jeśli parametry modeli matematycznych imitatorów są takie same, to wartość zmierzonego napięcia wynosi 0 V. Wpływ zmian parametrów modelu matematycznego badanego imitatora na wartość tego napięcia pokazano na rysunku 7. Zastosowano rezystancje $R = 20 \Omega$ w gałęziach mostka. Założono, że podstawowe parametry modeli matematycznych łuku imitatorów są takie jak w poprzednim przypadku. Jednocześnie działają dwa zsynchronizowane ze sobą idealne źródła prądowe o parametrach: $I_m = 100$ A, $f = 50$ Hz. Wyniki symulacji pokazano na rysunku 7. Liniami ciągłymi oznaczono przypadki pełnej eliminacji napięcia U_{AK} , a liniami przerywanymi przypadki braku takiej eliminacji. Powtórzono obliczenia z wykorzystaniem indukcyjności $L = 10$ mH. Uzyskano bardzo zbliżone rezultaty. Z porównania rysunków 5 i 7 wynika, że metoda mostkowa wyróżnia się większą czułością w porównaniu z metodą wykorzystującą szeregowe połączenie imitatorów. Poza tym jest ona mniej wrażliwa na obecność napięcia U_{AK} .



Rys. 6. Schemat układu mostka dwuprądowego do badania imitatora łuku (GS – generator sterujący; SZP – sterowane źródło prądowe; $I\checkmark$ – badany elektroniczny imitator łuku; $I\checkmark^*$ – wzorcowy elektroniczny imitator łuku; V_{RMS} – czujnik - woltomierz wartości skutecznej; SK – sygnały korekcyjne)



Rys. 7. Wpływ odchylenia parametrów modelu łuku diagnozowanego imitatora na wartość napięcia niezrównoważenia mostka U_{RMS} : a) wpływ odchylenia wartości mocy P_M ; b) wpływ odchylenia wartości rezystancji R_p ; c) wpływ odchylenia wartości stałej czasowej θ_p

Jeśli w wybranym zakresie zmian parametrów modeli matematycznych łuku i wybranym zakresie zmian parametrów wymuszenia prądowego spełniony jest warunek

$$U_{RMS} < \varepsilon_U \quad (14)$$

to można uznać, że badany imitator działa poprawnie.

Wzorcowe imitatory elektroniczne mogą zostać zbudowane i zaprogramowane na podstawie wielokrotnych i bardzo złożonych badań eksperymentalnych łuku fizycznego. Prowadzone są one na specjalnych odpowiednio wyposażonych stanowiskach laboratoryjnych przez specjalnie przygotowany personel o wysokich kwalifikacjach. Podczas ich wykonywania potrzebne jest odpowiednie rozpoznanie warunków środowiskowych, dokonywania jest filtracja zakłóceń i stabilizacja wyładowań, a następnie statystyczna obróbka zebranych danych pomiarowych. To gwarantuje w późniejszych badaniach diagnostycznych z użyciem imitatorów uzyskiwanie nie tylko odpowiedniej dokładności pomiarów [5], ale także ich poprawności i powtarzalności. Natomiast wykorzystanie łuku fizycznego w charakterze wzorca do badań diagnostycznych źródeł lub innych imitatorów nawet w warunkach laboratoryjnych, a tym bardziej przemysłowych lub warsztatowych nie daje ani odpowiedniej dokładności, ani powtarzalności rezultatów.

4. WNIOSKI KOŃCOWE

1. Wzrastające rozpowszechnienie elektronicznych źródeł spawalniczych i wymagań pod względem efektywności operacji technologicznych realizowanych z ich użyciem sprzyjają rosnącemu zapotrzebowaniu na precyzyjne elektroniczne imitatory łuku;
2. Diagnostowanie różnych (nawet częściowo uszkodzonych) źródeł spawalniczych o wstępnie nieokreślonych charakterystykach elektrycznych sprzyja powstawaniu uszkodzeń imitatorów łuku;
3. Diagnostyka imitatorów łuków spawalniczych może być stosunkowo łatwo wykonywana dzięki opracowaniu metod pomiarowego wyznaczania parametrów wybranych modeli matematycznych łuku w obwodach z zadanymi wymuszeniami prądowymi.
4. Imitatory łuku jako podstawowe elementy układów diagnostycznych źródeł spawalniczych podlegają wzorcowaniu i strojeniu, które można realizować w układach o strukturach prezentowanych w tej publikacji.
5. Opisana metoda porównawcza umożliwia najprostszą diagnostykę imitatorów łuku z wykorzystaniem źródeł o dowolnych wymuszeniach prądowych, które w wymaganym zakresie zapewniają stabilność pracy układu.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Sawicki A., Sosiński R.: Zagadnienia diagnostyki i pomiarów parametrów dynamicznych prostowników spawalniczych, *Pomiary Automatyka Kontrola*, 2, 1993, s. 30-33.
2. Sawicki A.: Racjonalizacja modeli hybrydowych łuku elektrycznego, *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*, nr 11, R. 93, 2017, s. 198-203. (doi: 10.15199/48.2017.11.41)
3. Sidorec V.N., Pentegov I.V.: Imitator svaročnoj dugi dlâ ocenki svojstv istočnikov toka, primenâemyh pri dugo-voj svarke, *Avtomatičeskââ svarka*, 7, 1981, s. 15-18.
4. Verešago E.N., Kostûčenko V. I.: Imitacionnââ model' êlektričeskoj dugi, *Èlektrotehnika*, 6, 2014, s. 36-42.
5. Sawicki A.: Imitatory łuków w diagnostyce źródeł spawalniczych, XLIX Międzuczelniana Konferencja Metrologów MKM 2017, PCz. 4-6.09.2017, *Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej*, nr 54, s. 195-198.
6. Sawicki A., Haltof M.: Spectral and integral methods of determining parameters in selected electric arc models with a forced sinusoid current circuit. *Archives of Electrical Engineering*, no. 1, VOL. 65, 2016, pp. 87-103. (doi: 10.1515/ae-2016-0007)
7. Sawicki A., Haltof M.: Wykorzystanie metody linearyzacyjnej do wyznaczania stałych czasowych modeli łuku elektrycznego z wymuszeniem prądowym prostokątnym. *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*, nr 4, R. 93, 2017, s. 99-103. (doi: 10.15199/48.2017.04.25)
8. Savicki A., Hal'tof M.: Problemy opredeleniâ parametrov matematičeskikh modelej êlektričeskikh dug v cepâh s istočnikami toka, *Èlektričestvo*, № 1, 2016, s. 25-34.
9. Pentegov I.V.: Voprosy modelirovaniâ dinamiki svaročnoj dugi kak êlementa êlektričeskoj cepi, *Avtomat. svarka*, № 10, 1984, s. 18-23.
10. Pentegov I.V., Sidorec V.N.: Sravnitel'nyj analiz modelej dinamičeskoj svaročnoj dugi, *Avtomat. svarka*, № 2, 1989, s. 33-36.
11. Warsza Z.L.: Samokompensujâce siê oraz przemiennoprâdowe mostki dwuprâdowe, *Pomiary Automatyka Robotyka*, nr 7-8, 2004, s. 142-149.

SELECTED DIAGNOSTICS ISSUES FOR WELDING ARC IMITATORS

Technological rationale for diagnostic research of welding sources using electronic arc imitators has been given. Using them as standard elements forces users to perform appropriate calibration and adjustments. Structure of systems for diagnosing arc imitator using given Pentegov mathematical model has been shown. Two kinds of working, standard current enforcement with sinusoidal and square wave has been included. Structure of diagnostics system has been presented that uses comparative method with sequentially connected standard imitator and imitator being adjusted. Influence of mathematical model parameters deviation of researched imitator on resulting errors value of voltage drop *THD* coefficient on imitators has been researched.

Keywords: electrical arc, arc imitator, arc imitator diagnostics.

PROPOZCJA METODY POMIARU CIEPŁA SPALANIA GAZU ZIEMNEGO Z UWZGLĘDNIENIEM WILGOTNOŚCI GAZU I POWIETRZA.

Orest SEREDIUK¹, Nataliya MALISEVYCH², Mariusz R. RZĄSA³

1. Ivano-Frankowski Narodowy Uniwersytet Techniczny Nafty i Gazu, Ukraina.
tel.: +380974687903 e-mail: mpkjasp@nung.edu.ua
2. Ivano-Frankowski Narodowy Uniwersytet Techniczny Nafty i Gazu, Ukraina.
tel.: +380992129142 e-mail: zarichna@nung.edu.ua
3. Politechnika Opolska, Polska
tel.: +48 77 449 80 71 e-mail: m.rzasa@po.opole.pl

Streszczenie: W pracy opisano autorską metodę wyznaczania ciepła spalania gazu ziemnego. Metodę tę porównano ze znanymi w literaturze metodami pomiarowymi. Przeprowadzono symulacje wpływu wilgotności gazu oraz wilgotności względnej powietrza dostarczanego w procesie spalania, na względną różnicę wyznaczania ciepła spalania gazu ziemnego. Praca zawiera wyniki symulacji wraz z analizą wpływu wilgotności powietrza i gazu na wartość ciepła spalania gazu ziemnego.

Słowa kluczowe: ciepło spalania gazu ziemnego, wilgotność gazu, wpływ wilgotności na ciepło spalania gazu ziemnego.

1. WPROWADZENIE

Z uwagi na rosnące ceny energii, w tym gazu ziemnego, coraz częściej, parametrem rozliczeniowym jest wartość kaloryczna paliwa, a nie jak do tej pory jego ilość. W tym przypadku duże znaczenie ma dokładność wyznaczania ciepła spalania. Niejednokrotnie prowadzi to do dużych rozbieżności w rozliczeniach finansowych pomiędzy importerami i eksporterami gazu ziemnego [1, 2]. Ma to szczególne znaczenie w skali rozliczeń międzynarodowych. Na przykład krajowa norma na Ukrainie [3] zaleca, aby podstawą rozliczenia gazu ziemnego było ciepło spalania. Takie podejście pozwala rozliczać pobrany gaz w jednostkach energii oraz wpływać na eksporterów, aby dostarczali gaz odpowiedniej, jakości. W Polsce cena za gaz ziemny jest ustalana w przeliczeniu na energię cieplną zawartą w suchym gazie [4, 5].

Ciepło spalania lub wartość energii zawartą w suchym gazie z dużą dokładnością można określić za pomocą chromatografu gazowego. Jednak zastosowanie tej metody w warunkach technicznych niejednokrotnie nie jest możliwe lub bardzo trudne. Stąd konieczne jest poszukiwanie innych metod pomiarowych. Autorzy artykułu zaproponowali jedną z metod, która jest względnie tania i może być stosowana na w szerokim zakresie. W pracy przeprowadzono analizę metrologiczną zaproponowanej metody. Analiza ta uwzględnia wady i zalety zaproponowanego rozwiązania oraz wpływu wilgotności na dokładność pomiaru. Ponadto przeprowadzono analizę znanych metod pomiarowych z uwzględnieniem możliwości powszechnego zastosowania tych metod.

Celem artykułu jest omówienie idei metody pomiarowej do wyznaczenia ciepła spalania gazu ziemnego, która nie wymaga osuszania gazu. W pracy przedstawiono autorskie opatentowane rozwiązanie aparatu do wyznaczania ciepła spalania gazu ziemnego, które nie wymaga jego osuszenia. Przeprowadzono symulacje wpływu zmian wilgotności na względną różnicę wyznaczania ciepła spalania gazu ziemnego, celem oceny przydatności opracowanego rozwiązania. W dalszych etapach prac badawczych planowane jest zbudowanie aparatury i przeprowadzanie dalszych badań.

2. PRZEGLĄD METOD POMIAROWYCH

Wartość ciepła spalania możliwa jest do wyznaczenia za pomocą chromatografu gazowego, stosując odpowiednie procedury [1-3]. Zastosowanie chromatografu gazowego jest możliwe w warunkach laboratoryjnych [6, 7]. Ponadto procedury przewidują określenie ciepła spalania dla gazu suchego. W praktyce najczęściej gaz transportowany rurociągiem zawiera pewne ilości pary wodnej, co prowadziłoby do błędów lub wymagałoby osuszenia gazu.

Inne rozwiązanie opisano w patencie 92846 C2 Ukraina [8]. Polega ono na pośrednim określaniu ciepła spalania gazu ziemnego, na podstawie propagacji fal ultradźwiękowych. Wartość ciepła spalania gazu ziemnego określa się pośrednio, poprzez określenie zawartości azotu i dwutlenku węgla w gazie na podstawie propagacji fal ultradźwiękowych. Ciepło spalania określa się z pomocą odpowiednich modeli opartych na sieci neuronowej. Metoda ta podobnie jak poprzednia może być stosowana wyłącznie do suchego gazu. Powodem jest brak modeli, które uwzględniałyby wpływ wilgoci na szybkość propagacji fal ultradźwiękowych w gazie ziemnym.

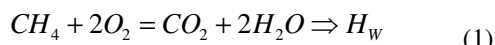
Metoda wyznaczania ciepła spalania gazów palnych opisana w patencie 4062236 United States [9], polega na pomiarze temperatury płomienia palnika podczas spalania mieszaniny suchego gazu ze stałym stosunkiem objętości powietrza. Ilość powietrza jest regulowana w zależności od ilości spalnego gazu potrzebnego do utrzymania zadanej temperatury. Jest to metoda, która pozwala określić ciepło

spalania gazu uwzględniając zawartość zanieczyszczeń znajdujących się w gazie.

3. OPIS PROCESU SPALANIA GAZU

Autorzy zaproponowali nowatorską metodę wyznaczania wartości opałowej gazu ziemnego opisaną w patencie 112737 C2 Ukraina, [10]. Metoda polega na pomiarze temperatury spalania w palniku gazowym przy zachowaniu stałego strumienia mieszaniny gazu z powietrzem. Stały stosunek gazu do powietrza zapewnia odpowiednia konstrukcja palnika.

Ponieważ wilgoć zawarta w gazie obniża jego wartość ciepła spalania opisana metoda pomiarowa uwzględnienia energię potrzebną do odparowania wody znajdującej się w gazie ziemnym. Gaz ziemny w 94% składa się z metanu CH₄, proces spalania opisuje następująca reakcja chemiczna:



gdzie: H_W – stanowi energię cieplną, jaka wytworzyła się w procesie spalania. Maksymalnie przyjmuje się że dla 1 kg metanu wytwarza się 55,6 MJ energii [6].

Podczas procesu spalania woda H₂O, która jest produktem ubocznym procesu spalania, ulega odparowaniu. Odparowanie wody pochłania część energii wytworzonej w procesie spalania. Powoduje to obniżenie wartości ciepła spalania gazu ziemnego. Stąd rzeczywista ilość energii, jaką uzyskuje się w wyniku spalania gazu ziemnego H_N jest niższa od energii wyliczonej z reakcji chemicznej.

Ponadto podczas procesu spalania gazu ziemnego następuje dodatkowo odparowanie wody dostarczonej wraz z gazem ziemnym i powietrzem dostarczonym do palnika w procesie spalania. Dlatego w rzeczywistych warunkach konieczne jest określenie rzeczywistego ciepła spalania H_{NF}, które jest pomniejszone o energię potrzebną na odparowania całej ilości wody biorącej udział w procesie spalania.

$$H_{NF} = H_N - H_R - H_\phi \quad (2)$$

gdzie: H_N – ciepło spalania suchego gazu wyznaczone metodą chromatograficzną [6]; H_R – energia zużyta na odparowanie wody zawartej w gazie ziemnym; H_φ – energia zużywana na odparowanie wody zawartej w powietrzu biorącym udział w spalaniu.

Energię potrzebną do odparowania wody znajdującej się w gazie H_R dla warunków normalnych (ciśnienie bezwzględne 101325 Pa, temperatura 20 °C) oblicza się z zależności:

$$H_R = c_w \cdot m_1 \cdot (T_{TO} - T_S) + r \cdot m_1 + c_p \cdot m_1 \cdot (T_P - T_{TO}) \quad (3)$$

gdzie: c_w, c_p – ciepło właściwe odpowiednio dla wody i pary wodnej; m₁ – masa wody w gazie; T_{TO}, T_P, T_S – temperatury odpowiednio wrzenia wody, temperatura płomienia i znormalizowana wartość temperatury otoczenia (20 °C); r – ciepło właściwe parowania wody.

Z wzoru (1) wynika, że do całkowitego spalania 1 m³ gazu ziemnego potrzebne są 2 m³ tlenu. Przyjmując, że

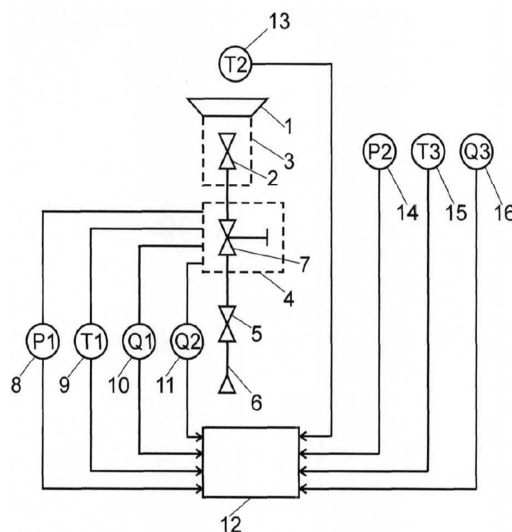
zawartość tlenu w powietrzu wynosi 21%. Stąd do spalania 1 m³ gazu ziemnego wymagane jest 2/0,21 = 9,52 m³ powietrza. Dlatego wzór na energię zużywaną na odparowanie wody zawartej w powietrzu biorącym udział w spalaniu H_φ przyjmuje postać:

$$H_\phi = 9.52 \cdot c_w \cdot m_2 \cdot (T_{TO} - T_S) + 9.52 \cdot r \cdot m_2 + 9.52 \cdot c_p \cdot m_2 \cdot (T_P - T_{TO}) \quad (4)$$

gdzie: m₂ – masa wody w 1 m³ powietrza.

4. AUTORSKA METODA POMIAROWA

Zaproponowana przez autorów metoda pomiarowa [10], polega na pomiarze temperatury spalania w palniku gazowym przy zachowaniu stałego strumienia mieszaniny gazu z powietrzem. Stały stosunek gazu do powietrza zapewnia odpowiednia konstrukcja palnika.



Rys. 1. Schemat urządzenia do wyznaczania ciepła spalania gazu ziemnego

Urządzenie do określania ciepła spalania gazu ziemnego, przedstawiono na rysunku 1. Składa się ono z palnika 1, który zapewnia odpowiednią mieszankę gazu ziemnego i powietrza. Mieszanina gazu i powietrza jest wytwarzana za pomocą dyfuzora 2 w komorze mieszającej 3. Strumień gazu dostarczanego do palnika jest dozowany poprzez odpowiedni układ regulacji 4, w którym zawór 7 jest sterowany komputerowo [10] na podstawie pomiaru ciśnienia 8, temperatury 9, wilgotności względnej 10 i strumienia gazu 11. Układ zasilania gazem jest podłączony do instalacji gazowej 6 poprzez zawór regulacyjny 5. System komputerowej akwizycji danych na bieżąco rejestruje parametry otoczenia takie jak: ciśnienie 14, temperatura 15 i wilgotność 16.

Ciepło spalania gazu ziemnego H jest obliczane na podstawie wzoru, w którym uwzględnia się ciepło potrzebne do odparowania wody:

$$H = \frac{(A \cdot T - B \cdot K_i \cdot \phi \cdot q \cdot \tau)}{q \cdot \tau} \quad (5)$$

gdzie: A – jest współczynnikiem charakterystycznym dla palnika [kJ/K], T – temperatura płomienia palnika, B – ciepło właściwe odparowywania wody (wyznaczone na podstawie wilgotność powietrza),

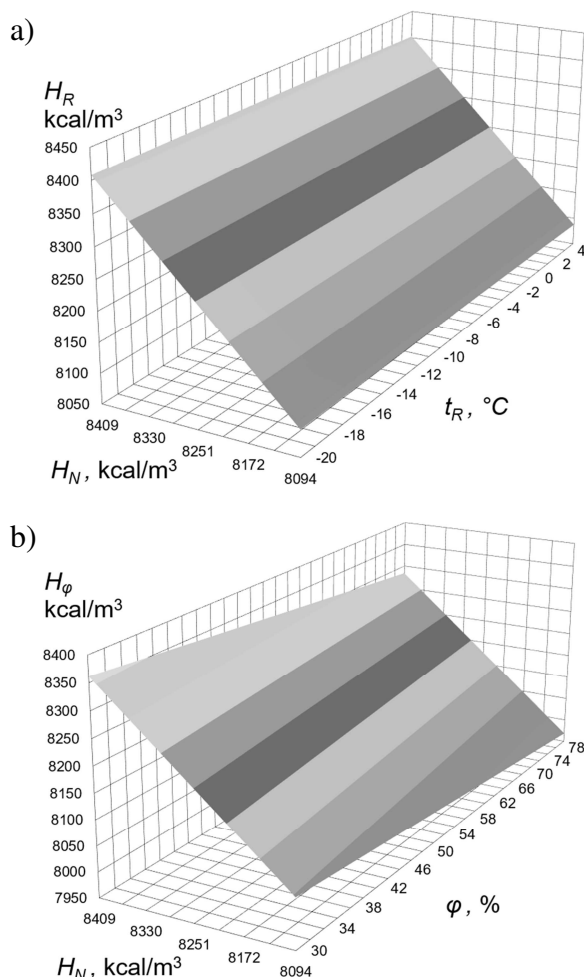
K_i – współczynnik wtrysku charakterystyczny dla danego palnika [$K \cdot \text{kg}/\text{m}^3$], φ – wilgotność bezwzględna, q – normalny objętościowy strumień, τ – czas przepływu gazu.

Dla każdego palnika wymagana jest kalibracja, polegająca na wyznaczeniu współczynnika charakterystycznego A . Kalibrację przeprowadza się dla gazu o znanych parametrach. Ponieważ współczynnik A jest zależny jedynie od wymiarów palnika jednorazowe wyznaczenie współczynnika A może mieć miejsce w warunkach laboratoryjnych i nie zależy on od warunków, w jakich będzie pracowało urządzenie.

Proces kalibracji przeprowadza się dla trzech różnych gazów o różnej i znanej wartości opałowej. Wartość współczynnika A stanowi średnia arytmetyczna tych wartości.

5. WYNIKI BADAŃ

W celu oszacowania wpływu wilgoci zawartej w gazie i powietrzu na wartość zmierzonego ciepła spalania przeprowadzono symulację numeryczną.



Rys. 2. Wpływ wilgoci na ciepło spalania gazu ziemnego a) zawartą w gazie b) zawartą w powietrzu

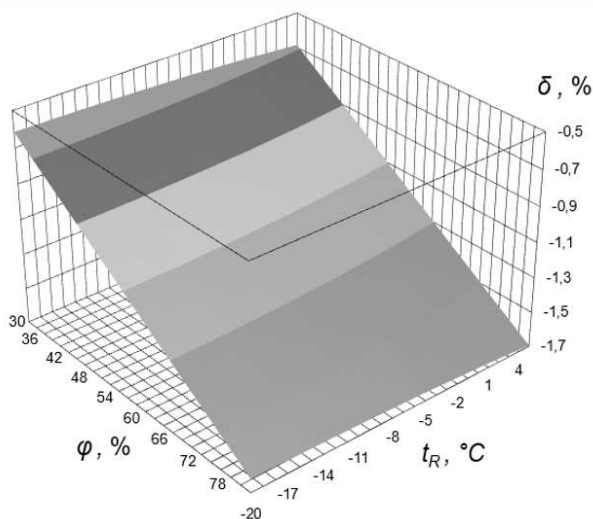
Wilgotność gazu ziemnego jest najczęściej szacowana na podstawie temperatury punktu rosy [7]. Dlatego do badań numerycznych przyjęto zakres zmian temperatury punktu rosy od -20°C do 5°C . Na podstawie znanych algorytmów i nomogramów [7], zakres ten można wyrazić za pomocą

bezwzględnej wilgotności gazu ziemnego od $8 \cdot 10^{-4}$ do $65 \cdot 10^{-4} \text{ kg}/\text{m}^3$.

Ponieważ na ciepło spalania ma wpływ ilość zanieczyszczeń zawartych w gazie, w symulacji przyjęto zaproponowanym w pracy [11]. Przyjęto, że podstawowy skład chemiczny gazu [13] zawiera: 93% metanu, 3,3% etanu, 1,8% propanu, 1,5% azotu i 0,4% dwutlenku węgla. Następnie poszczególne wartości zmieniano w zakresie: metan (89 ... 97)%, etan (0 ... 6,6)%, propan (0 ... 3)%, azot (0 ... 3)%, dwutlenek węgla (0 ... 0,8)%. Zmieniając wartość jednego ze składników pozostałe dobierano w taki sposób, aby suma udziałów procentowych wynosiła 100%.

Wyniki symulacji przedstawiono na rysunku 2. Ilość wody zawartej w gazie przyjęto, jako maksymalną wartość wynikającą z punktu rosy dla danej temperatury. W obliczeniach uwzględniono wartość ciepła spalania suchego gazu H_N odpowiednią dla danego składu chemicznego gazu.

Na podstawie otrzymanych wyników stwierdza się, że zawartość wilgoci zarówno w gazie jak i powietrzu wpływa na ciepło spalania gazu ziemnego. Na przykład dla gazu suchego o katalogowej wartości ciepła spalania $8409 \text{ kcal}/\text{m}^3$ [12], gdy jego temperatura wynosi 20°C , jego rzeczywiste ciepło spalania wynosi $8408 \text{ kcal}/\text{m}^3$, natomiast dla temperatury 5°C , jego ciepło spalania wynosi $8402 \text{ kcal}/\text{m}^3$. Większy wpływ na wartość opałową ma wilgoć zawarta w powietrzu dostarczonym do palnika. Przykładowo dla gazu suchego o katalogowej wartości ciepła spalania $8409 \text{ kcal}/\text{m}^3$, przy wilgotności powietrza 30% ciepło spalania wynosi $8362 \text{ kcal}/\text{m}^3$, natomiast dla wilgotności 80% już tylko $8283 \text{ kcal}/\text{m}^3$. Pozornie może się to wydawać bez znaczenia dla odbiorców małych ilości gazu, jednak w skali krajowych importerów gazu tego rodzaju różnice wiążą się z dużymi kosztami. Stąd podjęto próbę wyznaczenia względnej różnicy ciepła spalania gazu ziemnego, gdy jest ono wyznaczane za pomocą opisaną metodą pomiarową.



Rys. 3. Względne różnice określania ciepła spalania gazu ziemnego o wartości opałowej $7759 \text{ kcal}/\text{m}^3$ przy zmiennej wilgotności gazu i powietrza

Ponieważ nie ma standardowych procedur określania błędów dla metod wyznaczania ciepła spalania gazu ziemnego stąd zaproponowano rozwiązanie opisane w pracy [14]. Gdzie względną różnicę δ oblicza się na podstawie wzoru:

$$\delta = \frac{H_{\phi} - H_N}{H_N} \cdot 100\% \quad (6)$$

Dla wartości ciepła spalania H_N zmierzoną chromatografem gazowym obliczono względną różnicę przy jednoczesnym wpływie wilgoci zawartej w gazie i powietrzu biorącym udział w procesie spalania (rys.3).

6. WNIOSKI

Obecnie powszechnie stosowane metody pomiarowe do określania ciepła spalania gazu ziemnego są opracowywane dla gazu suchego. Wymaga to osuszania gazu przed pomiarem, co w warunkach przemysłowych niejednokrotnie jest kłopotliwe. Zaproponowane rozwiązanie nie wymaga osuszania gazu. Przeprowadzona analiza błędów zaproponowanej metody wykazała, że błędy mają wartość ujemną. Zmiana wilgotności powietrza i gazu w granicach 30% do 80% powoduje zmniejszenie wartości ciepła spalania w granicach 0,5% do 1,7%. Ze względu na to, że różnica w wartości ciepła spalania, gdy nie uwzględnia się wilgotności gazu i powietrza wynosi zaledwie kilka promili, powyższe rozważania nie będą miały większego znaczenia dla odbiorcy końcowego. Jednak zaproponowane rozwiązanie może mieć zastosowanie do określania ciepła spalania gazu ziemnego w rozliczeniach pomiędzy dużymi importerami i eksporterami gazu. Wyniki tej pracy nie kwestionują celowości stosowania innych metod pomiarowych, a jedynie wykazały zalety rozwiązania opisanego w patencie 112737 C2 Ukraina.

7. BIBLIOGRAFIA

1. Norma ISO 15112:2007 Natural Gas – Energy determination.
2. Norma EN 1776:2015 Gas infrastructure. Gas measuring systems. Functional requirements
3. Norma DSTU ISO 15112:2009 Norma Ukraińska: Gaz ziemny. Wyznaczenie energii gazu.
4. Roslonek G.: Uwarunkowania wdrożenia rozliczeń paliw gazowych w jednostkach energii w krajowym systemie gazowniczym, *Konf. Nauk.-Techn. FORGAZ 2014, Muszyna 2014, Prace naukowe Instytutu Nafty i Gazu, Nr 194. – Kraków. 2014. – s.139-143.*

5. Roslonek G.: Kierunki rozwoju Standardów Technicznych IGG w obszarze analityki paliw gazowych / G. Roslonek // *Techniki i technologie dla gazownictwa – pomiary, badania, eksploatacja: Konf. Nauk.-Techn. FORGAZ 2016, Krakow: Prace naukowe Instytutu Nafty i Gazu. – Krakow: Instytut Nafty i Gazu, 2016. – S.63-70.*
6. Międzynarodowa norma GOST 30319.1-96. Gaz ziemny. Metody obliczania właściwości fizycznych. Oznaczanie fizycznych właściwości gazu ziemnego, jego składników i produktów jego przetwarzania.
7. Andriyishyn M.P., Karpash O.M., Marchuk Y.S., Petryshyn I.S., Serediuk O.E., Chehovskiy S.A.: *Natural gas metering: a guide*, Simyk, Ivano-Frankowsk, 2008.
8. Karpash O.M., Darvay I.Y., Karpash M.O.: *Method of express-determination of natural gas heating value* Patent 92846 C2 Ukraine, IPC (2009) G01N25/20 No. a200905201.
9. William H., Clingman, Jr.: *Method of and means for accurately measuring the calorific value of combustible gases.* Patent 4062236 United States, IPC G01N 25/30.
10. Serediuk O.E., Liutenko T.V., Malisevych N.M.: *Method of express-determination of natural gas heating value (in Ukrainian: Sposib ekspres-vyznachennya teploty zgoryannya pryrodnoho gazu).* Patent 112737 C2 Ukraine, IPC (2006.01) G01N25/20 No. a201512215; declared 09.12.2015; published 10.10.2016; Bulletin No. 19.
11. Serediuk O., Malisevych V., Warsza Z.L.: *Symulacja związku właściwości cieplnych i energii gazu ziemnego w pomiarach jego przepływu.* „Przemysł Chemiczny”, T. 96, Nr 10, 2017, s. 2065–2069.
12. Serediuk O., Malisevych V., Warsza Z.L.: *Metoda termoanemometryczna pomiaru wartości energetycznej gazu ziemnego.* „Przemysł Chemiczny”, T. 96, Nr 11, 2017, 2243–2246.
13. *Chemical Composition of Natural Gas* [Electronic resource], Mode of access: World Wide Web: <https://www.uniongas.com/about-us/about-natural-gas/chemical-composition-of-natural-gas>.
14. Gryshanova I., Korobko I., Pogrebniy P.: *Increasing of accuracy of multipath ultrasonic flow meters by intelligent correction.* *Measurement Automation Monitoring*, Dec. 2016, No 12, Vol. 62, pp.411-416.

EFFECT OF HUMIDITY OF METHOD ERROR FOR DETERMINING THE CALORIFIC VALUE OF NATURAL GAS

The paper presents the original method of determining the CALORIFIC VALUE of natural gas, which does not require drying the gas. The method consists in measuring the combustion temperature in a gas burner while maintaining a constant stream of gas mixture with air. This method was compared with methods known in the literature. Many currently used measuring methods that allow to determine the heat of combustion require the use of dry gas, which under industrial conditions is very often troublesome. The work discusses the basics of the natural gas combustion process based on which the simulations of the influence of water vapor contained in both natural gas and air supplied to the burner on the calorific value of gas were carried out. The results of the simulation were used to determine the errors of the proposed measurement method. Simulations were carried out for diversified chemical composition of natural gas and various water vapor content. Based on the conducted simulations, it was found that the relative difference_error is within 0.5% to 1.7% for different values of moisture contained in both the gas and air involved in the combustion process.

Keywords: heat of natural gas combustion, gas humidity, method error to determine the calorific value of natural gas.

SYSTEM MONITOROWANIA POSTAWY PRZYJMOWANEJ PRZEZ CZŁOWIEKA PODCZAS SIEDZENIA

Michał SIENIAWSKI¹, Teodora DIMITROVA-GREKOW², Przemysław TABAKA³, Irena FRYC⁴

1. Politechnika Białostocka, Wydział Informatyki
tel.: +85 7469062 e-mail: sieniawski@pb.student.edu.pl
2. Politechnika Białostocka, Wydział Informatyki
tel.: +85 7469062 e-mail: t.grekow@pb.edu.pl
3. Politechnika Łódzka, Instytut Elektroenergetyki, Zakład Systemów Elektroenergetycznych
tel.: +42 6312610 e-mail: przemyslaw.tabaka@wp.pl
4. Politechnika Białostocka, Wydział Elektryczny, Katedra Elektroenergetyki Fotoniki i Techniki Świetlnej
tel: +85 7469407 e-mail: i.fryc@pb.edu.pl

Streszczenie: W artykule opisano system monitorujący prawidłowość postawy człowieka podczas siedzenia. System ten zbudowany został z użyciem platformy *RaspberryPi 3b*, gumowej maty oraz autorskiego oprogramowania na komputer PC. Pozwala on na informowanie w czasie rzeczywistym osoby monitorowanej o pojawieniu się niesymetrii jej siedzenia na krześle. Zaproponowany przez autorów system pozwala na identyfikację stopnia niepoprawności siedzenia podczas pracy i daje możliwość korekcy postawy, co pozwala na pozytywne oddziaływanie na zdrowie i efektywność pracy osób obsługujących monitory ekranowe. Obsługa systemu odbywa się poprzez interfejs graficzny. Dane pochodzące z monitorowania postawy osoby siedzącej są gromadzone i mogą być podstawą do przeprowadzania badań statystycznych poświęconym np. prawidłowości postawy podczas pracy pracowników biurowych.

Słowa kluczowe: monitorowanie pozycji siedzącej, Raspberry Pi, GUI, DB.

1. INFORMACJE OGÓLNE

W przeciągu ostatniego stulecia średnia ilość czasu spędzanego przez ludzi na siedzeniu uległa znacznemu wydłużeniu. Powszechnie znanym jest fakt, iż długotrwałe siedzenie (prowadzenie siedzącego trybu życia) niesie za sobą szereg negatywnych konsekwencji zdrowotnych [1,2,3,4] dotyczących zarówno zdrowia fizycznego jak i psychicznego. Do szczególnie częstych problemów zdrowotnych można zaliczyć otyłość, problemy układów krążeniowego, kostnego lub mięśniowego. Dostępnych jest wiele raportów i prac badawczych dotyczących powiązania czasu siedzenia przy komputerze z otyłością. W pracach tych ilość spalanych kalorii jest określana współczynnikiem *NEAT* (ang. *NonExercise Activity Thermogenesis*). Współczynnik ten uwzględnia wszystkie aktywności fizyczne wykonywane przez człowieka podczas dnia, które nie są klasyfikowane jako trening fizyczny [5]. Równie często poruszonym w publikacjach tematem jest wpływ postawy osoby siedzącej na układ mięśniowo-szkieletowy. Jednoznaczne wnioski o wpływie czasu spędzanego przed komputerem na zwiększone ryzyko nabycia zaburzeń układu mięśniowo-kostnego wskazują prace [6,7]. Ciekawie są

również psychologiczne aspekty związane z postawą osoby siedzącej [8]. Prace te wskazują, że jeżeli łączny czas, który człowiek spędzi siedząco w ciągu dnia przed telewizorem lub komputerem, przekroczy określoną liczbę godzin, to żadne ćwiczenia nie są w stanie całkowicie wyeliminować negatywnych skutków zdrowotnych [2,9]. Innym wskazywanym w badaniach sposobem na minimalizację negatywnych efektów siedzenia jest stosowanie przerw podczas pracy siedzącej [5,10] oraz zachowywanie prawidłowej postawy podczas siedzenia [11]. Prawidłowa postawa w trakcie siedzenia ma także wpływ na wydajność pracy [11]. Na podstawie badań przedstawionych w literaturze przedmiotu można stwierdzić, iż w przypadkach, w których eliminacja siedzenia podczas pracy jest niemożliwa najlepszą strategią umożliwiającą minimalizację negatywnych efektów zdrowotnych jest stosowanie krótkich i częstych przerw w siedzeniu oraz utrzymywanie poprawnej postawy. Obecnie najbardziej popularnymi rozwiązaniami, służącymi do monitorowania prawidłowości siedzenia, są programy komputerowe umożliwiające pomiar czasu pracy oraz przerw [5,6,9,10]. Programy te jednak nie są w stanie zweryfikować, czy przerwy w pracy rzeczywiście miały miejsce.

W niniejszym artykule przedstawiono autorski system komputerowy, służący do monitorowania postawy przyjmowanej przez człowieka podczas siedzenia. Został on zbudowany z użyciem: *RaspberryPi_3b*, przycisków *Tact_Switch*, płytki prototypowej, przewodów oraz gumowej maty. Oprogramowanie zostało napisane w języku *Python* i *Kotlin* z użyciem framework *Spring* oraz bazy danych *MongoDB*. System ten umożliwia informowanie użytkownika o pojawieniu się nieprawidłowości w symetrii siedzenia oraz pozwala na zarządzanie czasem siedzenia.

2. ZNANE SYSTEMY MONITOROWANIA POSTAWY SIEDZĄCEGO CZŁOWIEKA

W pracy zaprezentowano dwa wybrane systemy - komercyjny i niekomercyjny. Oba umożliwiają

monitorowanie postawy przyjmowanej przez użytkownika podczas siedzenia oraz mierzenie czasu siedzenia.

2.1. Systemy niekomercyjny - CAPRIO

System *CAPRIO* (ang. *Context Aware Posture Recognition In Office*) zbiera dane, informujące o pozycji osoby siedzącej, z czujników nacisku [12]. Krzesło wraz z czujnikami "łączy się" z komputerem za pomocą komunikacji bezprzewodowej np. sieci WLAN lub Bluetooth. System ten w czasie rzeczywistym monitoruje postawę osoby podczas siedzenia i informuje o odstępstwach od neutralnej postawy ciała. W przypadku wykrycia niepoprawności, system wyświetla na ekranie monitora komunikat z prośbą o skorygowanie postawy. Umieszczone na krześle czujniki nacisku (rys. 1) informują, czy osoba siedzi na krześle oraz czy jeśli siedzi, siedzi poprawnie. System jest w stanie informować także o tym, czy zachodzi odchylenie użytkownika do tyłu.

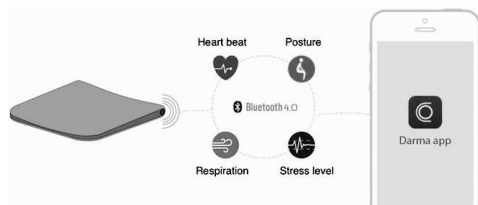


Rys. 1. Rozmieszczenie czujników w systemie *CAPRIO* [12]

Autorzy systemu *CAPRIO* wskazują także, że częste zmiany postawy podczas siedzenia są niezbędne [13]. A zatem informacje dostarczane z sensorów umiejscowionych na krześle nie są wystarczające do monitorowania poprawności postawy. Tak więc zachodzi potrzeba uzyskania dodatkowych informacji o postawie osoby siedzącej zbieranych przy użyciu myszy i klawiatury. Ograniczeniem tego systemu jest fakt, że jest dedykowany do konkretnego krzesła bez możliwości przeniesienia na inne.

2.2. DARMA –system komercyjny

Darma jest systemem zlokalizowanym w poduszce przytwierdzonej do krzesła (rys. 2), co czyni go znacznie dogodniejszym niż rozwiązanie *CAPRIO*.



Rys. 2. „Poduszka” – część systemu *Darma* [14]

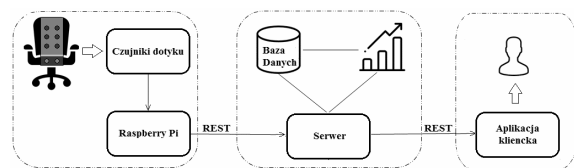
Wewnątrz poduszki znajdują się czujniki oraz aplikacja na mobilne systemy operacyjne (*iOS/Android*). Dane z poduszki przesyłane są do telefonu z użyciem *Bluetooth* [14]. Wbudowane w poduszkę czujniki w czasie rzeczywistym monitorują postawę człowieka podczas siedzenia. W momencie wykrycia nieprawidłowej postawy zostają włączone w poduszce lekkie wibracje. Dodatkowo zostaje przesłane na telefon stosowne powiadomienie. Intensywność wibracji jest konfigurowalna co umożliwia odróżnienie wibracji o nieprawidłowej postawie od wibracji

o rozpoczęciu przerwy. Aplikacja jest w stanie generować raporty ze statystykami siedzenia, zarówno dniowe, jak i tygodniowe. Co więcej poduszka monitoruje tętno oraz częstotliwość oddechów, co odgrywa kluczową rolę w analizie poziomu stresu. Wszystkie te informacje są dostępne do wglądu z poziomu aplikacji na telefon.

3. PREZENTACJA OPRACOWANEGO AUTORSKIEGO SYSTEMU MONITORUJĄCEGO POSTAWĘ CZŁOWIEKA PODCZAS SIEDZENIA

Żeby zapewnić poprawną pracę, przejrzystą strukturę i łatwe rozwinięcie systemu, został on zaprojektowany w konwencji „trzy warstwy”. Architekturę systemu przedstawiono na rysunku 3. Poszczególne warstwy są zaprezentowane jako bloki (patrzac od lewej):

- sprzętowy,
- serwerowy,
- kliencki.



Rys. 3. Architektura opracowanego systemu monitorowania

3.1. Część sprzętowa

Część sprzętowa odpowiedzialna jest za odczyt stanu czujników dotyku, a następnie wysyłanie tych informacji na serwer używając bezprzewodowego połączenia. Składa się ona z gumowej maty, przycisków (odgrywających rolę czujników dotyku), kabli, płytki prototypowej oraz *Raspberry Pi*. Jako czujniki dotyku analizowano czujniki tensometryczne (tabela 1) oraz przełączniki dotykowe (tabela 2). W tabeli 1 zamieszczono podstawowe parametry trzech typowych czujników, które można bez zastrzeżeń zastosować do monitorowania postawy osoby siedzącej. Wobec faktu, że wymagają one do swojego działania wzmacniania sygnału (SES-09074) lub grubej maty (BTENS), wpłynie to na znaczny wzrost kosztów konstruowanego systemu.

Tabela 1. Wybrane parametry tensometrów

Typ	Czułość [mV/V]	Balans zera [mV/V]	Nieliniowość [%]	U_{DC} [V]
BTENS-NA1	1,5±0,1	±0,02	0,02	5~12
BTENS-NA27	1,0±0,15	±0,03	0,03	5~12
SES-09074	1,5±0,1	±0,01	0,06	10

Tabela 2. Parametry charakteryzujące przełączniki dotykowe

Typ	Siła uruchamiania [N]	Minimalny kontakt [μ A @ 1 VDC]	Czas życia [cykle]
FSM2JH/AH	1,6±0,5 N	10	500 000
FSM1L	1,3±0,5 N	10	20 000
FSM2JART	2,6±0,5 N	10	500 000

Ze względu na ich niski pobór energii, wysoką czułość oraz brak nieliniowości, do zastosowania w budowanym systemie wybrany zostały monostabilny przełącznik dotykowy *FSM2JH* typu THT o rozmiarze: 6x6 mm

i wysokości 4,3 mm. Rozmieszczenie tych przełączników zostało zainspirowane systemem *CAPRIO*. Służące jako detektory pozycji przyciski *Tact_Switch* podczas monitorowania uwzględniają zmiany w symetrii siedzenia monitorowanej osoby. Stanowi to istotną zaletę tegoż systemu w stosunku do *CAPRIO*. Systemu jest sterowany za pomocą *Raspberry Pi* (wersja trzecia), a oprogramowanie napisane zostało w języku *Python*. Sposób wyznaczania pozycji osoby siedzącej odbywa się na podstawie porównania danych zbieranych z par czujników symetrycznych względem osi pionowej. Równoważność wartości sygnałów pochodzących z danej pary czujników świadczy o zachowaniu symetrii w pozycji osoby siedzącej (w odpowiednim obszarze ciała).

3.2. Część serwerowa

Część serwerowa składa się z *serwera nasłuchującego* na przychodzące zapytania *REST* oraz z *systemu zarządzania bazą danych*. Zadaniem jej jest wystawienie serwisu *REST*-owego z dwiema metodami: jednej do zapisu danych pochodzących z nowych pomiarów oraz drugiej pozwalającej odczytywać pomiary z bazy danych.

Jako *system zarządzania bazą danych* wybrane zostało *MongoDB*. Planowane użycie obecnej bazy danych również w przyszłych badaniach oznacza, że algorytm obróbki i analizy danych powinien zostać niezależny od ułożenia czujników na krzesło oraz ich liczby. Mając na uwadze powyższe wymaganie struktura danych została zrealizowana w następujący sposób:

- data i czas pomiaru - wykorzystywane podczas wyszukiwania pomiarów, spełnia rolę klucza głównego rekordu,
- ocena pozycji jako liczba zmiennoprzecinkowa – pozwala na ocenienie pozycji nie tylko binarnie, ale również z wartościami pomiędzy.

Użyta biblioteka *Spring MVC* ma główne zadanie tworzyć *REST* serwisów za pomocą adnotacji. Dodatkowo, aby zmniejszyć ilość kodu wymaganego do napisania przez programistę, zastosowano bibliotekę *Spring Data*, której zadaniem jest automatyzacja komunikacji z bazą danych.

3.3. Część kliencka

Część kliencka składa się z aplikacji i graficznego interfejsu użytkownika. Głównymi zadaniami są:

- okresowe odpytywanie serwera o ostatni pomiar pozycji siedzenia,
- mierzenie czasu siedzenia,
- wyświetlanie statystyk.

Wybrany został język *Kotlin*, biblioteka *TornadoFX* do interfejsu graficznego oraz biblioteka *Feign* do łatwej komunikacji ze strony klienckiej. Za pomocą adnotacji dodawanych do metod interfejsu (*HTTP*) oraz ścieżkę do zasobu biblioteki tworzy obiekt, który może komunikować się z zasobem. Komunikacja odbywa się w formacie *JSON*. Wymagane jest podanie biblioteki obsługującej serializację przy wysyłaniu oraz deserializację przy odbieraniu obiektów. Ową biblioteką na potrzeby projektowanego systemu jest *GSON*.

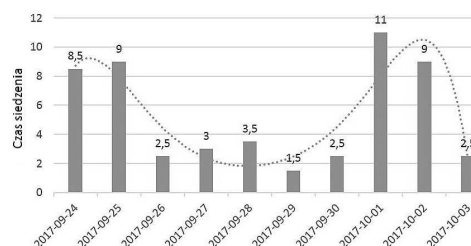
Aplikacja cyklicznie pobiera dane o ostatnich odczytach z bazy danych o aktualnej pozycji podczas siedzenia. Domyślna cykliczność ustawiona została na 0,9 sekundy. Po stronie klienckiej jest również *Okno podsumowania*. Jest to główne okno programu, które prezentuje najważniejsze informacje z punktu widzenia użytkownika:

- ocena aktualnej pozycji i wizualizacja końcowa,

- czas pozostały do końca przerwy T_{pmp} lub pracy T_{Smp} ,
- nawigacja do okna *Statystyki*,
- przejście do podstawowych *Ustawień*.

Okno konfiguracji przerw pozwala na dostosowywanie programu do swoich potrzeb. Między innymi jego zadaniami są: zliczanie czasu, kalkulacje pozostałego czasu do końca aktualnie trwającej przerwy T_{pmp} , lub pracy T_{Smp} , czy też obliczanie wartości na pasku postępu. Ustawienia mogą być przydzielone przez lekarza lub fizjoterapeutę.

System zawiera również statystyki i wykresy, pozwalając na wyselekcjonowanie danych. Opcja „*Czas siedzenia*” wskazuje na początek i koniec zakresu (rys. 4); pozwala na wgląd do trybu pracy oraz stanowi bazę umożliwiającą formułowanie zaleceń prewencyjnych dotyczących użytkownika. Na rysunku 4 linią przerwana zaznaczono linię trendu wyznaczoną wielomianem szóstego stopnia. Krzywa ta dostarcza dodatkową informację o zwyczajach dotyczących czasu spędzanego na siedzeniu przez określoną osobę. Wiedza ta może być wykorzystana do sterowania sposobem reakcji systemu monitorowania. Przekładowo im mniej regularna jest wspomniana krzywa, tym system powinien zareagować w krótszym czasie, wskazując na nieprawidłowości w siedzeniu. Uwzględniając powtarzalność lub przypadkowość dotyczącą czasu siedzenia człowieka, system monitorowania mógłby stosować personalizowane monitorowanie osoby siedzącej.

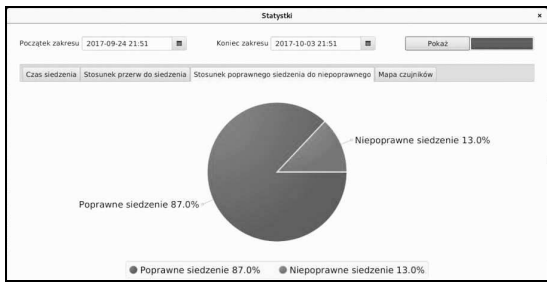


Rys. 4. Graficzne przedstawienie liczby godzin spędzonych w pozycji siedzącej w poszczególnych dniach

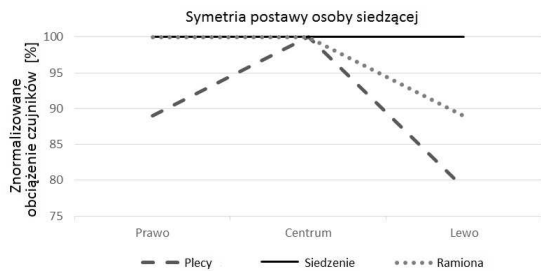
Stosunek poprawnego (T_R) do niepoprawnego czasu siedzenia (T_N), opcje: początek i koniec zakresu przedstawiono na rysunku 5. Diagram ten stanowi informację zwrotną nie tylko o aktualnej poprawności postawy osoby siedzącej, a przede wszystkim o zmianach w nawykach związanych z siedzeniem.

Stosunek czasu przerw (T_p) do czasu siedzenia (T_s); opcje: początek i koniec zakresu, wydaje się być skutecznym uzupełnieniem informacji o czasie siedzenia. Jest on wizualizowany diagramem kołowym, a zgromadzone dane dodatkowo wzbogacają bazę niezbędną do dalszych poszukiwań o optymalne warunki bezpiecznej pracy w trybie siedzącym.

Na rysunku 6 przedstawiono przykładowe dane o asymetrii osoby siedzącej, obliczone na podstawie skumulowanych danych z czujników, znormalizowane do najdłuższego czasu siedzenia. Cyfry obrazują procentowe dane znormalizowanego czasu dla każdego przycisku. Na podstawie wykresu można jednoznacznie określić tendencje dotyczące skrzywienia sylwetki osoby siedzącej w prawą stronę.



Rys. 5. Okno dialogowe informujące użytkownika o ilorazie poprawnego do niepoprawnego czasu siedzenia



Rys. 6. Wizualizacja symetrii postawy siedzącej na bazie zarejestrowanego obciążenia czujników

4. WNIOSKI

Przedstawiony system monitorowania postawy człowieka w pozycji siedzącej umożliwia pozyskanie szczegółowych informacji na temat symetrii sylwetki (chwilowo i globalnie). Na podstawie tych danych można sformułować wnioski o zachodzących tendencjach dotyczących postawy danego człowieka. Wiedza ta może być wykorzystana do zapobiegania występowaniu w przyszłości zagrożeń zdrowotnych wynikających z częstego przebywania w pozycji siedzącej. Dane pomiarowe zarejestrowane przez czujniki, po poddaniu odpowiedniej obróbce, mogą być wykorzystane w czasie rzeczywistym. Specjalista rehabilitant na ich podstawie może dopasować zalecenia dotyczące spersonalizowanych ćwiczeń korekcyjnych. System można dalej rozwijać poprzez np. zamianę przycisków na czujniki nacisku oraz inteligentne dopasowanie się systemu do określonego użytkownika.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Wilmot E.G., Edwardson C.L., Achana F.A.: Sedentary time in adults and the association with diabetes,

- cardiovascular disease and death, *Diabetologia*, Nr 56/4, 2013, s. 942-3.
2. Ekelund U., Steene-Johannessen J., Brown W.: Does physical activity attenuate, or even eliminate, the detrimental association of sitting time with mortality, *The Lancet*, Vol.388, Nr 10051, 2016, s. 1302–1310.
3. Christian von Loeffelholz: The Role of Non-exercise Activity Thermogenesis in Human Obesity, *Med Sci Sports Exerc*, MDText.com, Inc., South Dartmouth (MA), 45/7, 2013, s. 1386-1393.
4. Villablanca P.A., Alegria J.R., Mookadam F.: Nonexercise activity thermogenesis in obesity management, *Mayo Clinic* Nr 90/4, 2015, s. 509-519.
5. Stephens B., Granados K., Zderic T.: Effects of 1 day of inactivity on insulin action in healthy men and women, *Metabolism*. 60(7), 2011, s. 941-949.
6. Biswas A., Faulkner E.: Sedentary Time and Its Association With Risk for Disease Incidence, Mortality, and Hospitalization in Adults: A Systematic Review and Meta-analysis, *Ann Intern Med*. 162(2), 2015, s.123-132.
7. Ortiz-Hernández L., Tamez-González S., Martínez-Alcántara S.: Computer use increases the risk of musculoskeletal disorders among newspaper office workers, *Archives of Medical Research*. Vol 34/4, 2003, s. 331-342.
8. Grabmeier J.: Study: Body Posture Affects Confidence In Your Own Thoughts, *The Ohio State University News*, October 05, 2009, <https://news.osu.edu/news/2009/10/05/posture/>, stan z 22.03.2018.
9. Duvivier B.M., Schaper N.C., Bremers M.A.: Minimal intensity physical activity of longer duration improves insulin, *PLoS One.*, 9(8), 2014, s. 105-135.
10. Dunstan D., Kingwell B., Larsen R.: Breaking Up Prolonged Sitting Reduces Postprandial Glucose and Insulin Responses, *Diabetes Care*. Vol. 35, 2012, s. 976–998.
11. Robertson M.M.: Health and Performance Consequences of Office Ergonomic Interventions Among Computer Workers. LNCS, Vol 4566. Springer, Berlin, Heidelberg. 2007.
12. CAPRIO. <https://www.osha.gov/SLTC/etools/computer-workstations/>, stan z 22.03.2018.
13. Haveman S., Kant G.. „Smart monitoring of worker posture in an office environment”, 2008.
14. Darma. http://darma.co/Darma_Cushion.html, stan z 22.03.2018.

THE MONITORING SYSTEM OF HUMAN POSTURE DURING SEATING

The main goal of this paper is to present a computer system that would monitor a sitting position and inform the user if it is incorrect. As additional functionality we ensure reminding the user about breaks from sitting and check whether this break is actually executed. This topic was chosen because in last century average amount of sitting increased dramatically. Prolonged sitting has negative effects on human health both physically and mentally. That is why it is important to create systems like this one which are trying to eliminate those effects. If no eliminate then at least minimize them.

The presented system includes *Raspberry Pi 3B*, *Tact Switch* buttons, prototype board, cables and rubber mat. The software was written in *Kotlin* and *Python*, involving frameworks *Spring* and *TornadoFX*.

The issue contains a short literature review of negative effects of prolonged sitting and presents selected solutions dealing with the same problem. In section four we present the architecture of our proposition, explaining the most important details also about the functionality of the system. The last section summarizes the project and draws number of further development.

Keywords: sitting posture monitoring, Raspberry Pi, GUI, DB.

POMIARY DRGAŃ METALOWEJ PŁYTY ZE STOPU HASTELLOY X

Dariusz STRĄK¹, Marzena MIĘSIKOWSKA², Magdalena PIASECKA³, Dariusz MICHALSKI⁴

1. Politechnika Świętokrzyska, Wydział Mechatroniki i Budowy Maszyn, Katedra Mechaniki
tel.: 41 34 24 320, e-mail: dstrak@tu.kielce.pl
2. Politechnika Świętokrzyska, Wydział Mechatroniki i Budowy Maszyn, Katedra Technik Komputerowych i Uzbrojenia
tel.: 41 34 24 334, e-mail: marzena@tu.kielce.pl
3. Politechnika Świętokrzyska, Wydział Mechatroniki i Budowy Maszyn, Katedra Mechaniki
tel.: 41 34 24 320, e-mail: tmpmj@tu.kielce.pl
4. Politechnika Świętokrzyska, Wydział Mechatroniki i Budowy Maszyn, Wydziałowe Laboratorium Komputerowe
tel.: 41 34 24 314, e-mail: michalski@tu.kielce.pl

Streszczenie: Celem artykułu jest pomiar drgań metalowej płyty ze stopu Hastelloy X i ich analiza. Badania przeprowadzono z wykorzystaniem wzbudnika magnetycznego własnej konstrukcji oraz wibrometru laserowego PSV-500. Wprowadzenie płyty w drgania o różnej częstotliwości ma na celu wytworzenie sytuacji fizycznej podobnej do występującej na powierzchni grzejnej wymiennika ciepła. W pracy przedstawiono konstrukcję stanowiska badawczego i metodykę przeprowadzenia eksperymentów. Zarejestrowane sygnały analizowano w dziedzinie czasu i częstotliwości.

Słowa kluczowe: drgania, analiza czasowa, analiza częstotliwościowa, płyta Hastelloy X.

1. WPROWADZENIE

1.1. Drgania powierzchni grzejnej wymiennika ciepła

Podczas pracy wielu urządzeń, w których występują duże różnice temperatury, powstają naprężenia termiczne elementów powierzchni i lokalne jej odkształcenia. Przykładem takich urządzeń są wymienniki ciepła. Na pracę urządzenia o niewielkich wymiarach, jakimi są przepływowe wymienniki ciepła z minikanalami, istotny wpływ mogą wywierać deformacje wynikające z rozszerzalności cieplnej powierzchni grzejnej. Deformacje takie mogą prowadzić do powstania miejscowych przewężeń kanału. Może to powodować zaburzenia przepływu płynu oraz procesu wymiany ciepła. Zgodnie z uznawanymi w literaturze klasyfikacjami kanałów, minikanaly są to kanały o średnicy hydraulicznej poniżej 3 mm. Zgodnie z szeroko uznawaną w literaturze klasyfikacją kanałów zaproponowaną przez *Kandlikara* [1], minikanal ma średnicę hydrauliczną z zakresu $3 \text{ mm} \geq d_h > 200 \mu\text{m}$.

Dodatkowym czynnikiem powodującym nasilenie powstawania deformacji powierzchni są procesy przebiegające ze zmianą fazy medium roboczego, takie jak zjawisko wrzenia w minikanale prostokątnym ogrzewanym asymetrycznie. Intensyfikują one sprężyste odkształcenia płyty grzejnej w wyniku zmian temperatury i ciśnienia towarzyszących tworzeniu się, wzrostowi i odrywaniu się pęcherzy parowych. Są to zjawiska niestabilne, którym towarzyszą niestabilności przepływu płynu oraz ciśnienia w kanale.

Na podstawie pomiaru drgań powierzchni można wyznaczyć jej lokalne odkształcenia przy znanych przemieszczeniach. Zatem zmienna częstotliwość drgań powierzchni może wskazywać na powstawanie jej lokalnych deformacji. Identyfikację częstotliwości drgań powierzchni wymiennika ciepła można wykorzystać również do badania zjawisk niestabilności przepływu, które są szczególnie intensywne podczas zmiany fazy czynnika.

1.2. Metody pomiaru i analizy drgań powierzchni grzejnej

Do pomiaru drgań powierzchni grzejnej zastosowano metodę bezstykową. Metoda ta nie wymaga umieszczania czujników drgań wraz z infrastrukturą pomiarową na rozpatrywanej powierzchni. Jest to metoda umożliwiająca jednoczesny pomiar rozkładu temperatury na powierzchni grzejnej. Przeprowadzenie pomiaru bezstykowego umożliwia wibrometr laserowy Polytec PSV-500 [2].

Analizę drgań powierzchni grzejnej można przeprowadzić w dziedzinie czasu oraz w dziedzinie częstotliwości. Analiza w dziedzinie częstotliwości pozwala badać charakterystyczne harmoniczne drgania powierzchni.

1.3. Cel pracy

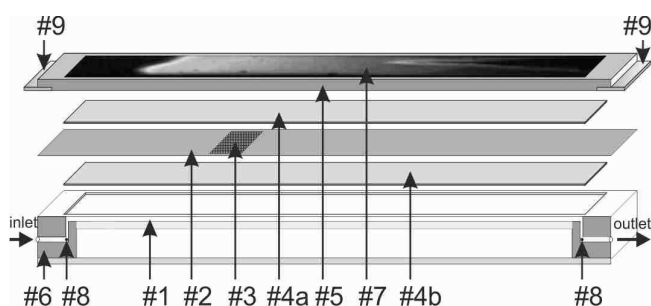
Zagadnienia realizowane w ramach pracy mają charakter interdyscyplinarny. Wiążą one problematykę wymiany ciepła z analizą drgań – czasową oraz częstotliwościową. Celem tej pracy jest identyfikacja i pomiar drgań metalowej płyty ze stopu Hastelloy X, które są generowane na skutek trzech zastosowanych rodzajów wymuszeń. W pracy wykorzystywane jest, opracowane we własnym zakresie, stanowisko badawcze do wytwarzania i pomiaru drgań powierzchni grzejnej z wykorzystaniem wibrometru laserowego Polytec PSV-500.

2. STANOWISKO I METODY BADAWCZE

2.1. Płyta metalowa ze stopu HASTELLOY X

W badaniach wykorzystano płytę, która stanowi powierzchnię grzejną dla płynu roboczego przepływającego wzdłuż minikanalu w modelowym wymienniku ciepła [3].

Schemat modułu testowego, wykorzystywanego w badaniach wymiany przy wrzeniu podczas przepływu przez minikanal, pokazano na rysunku 1. W przedstawionej konstrukcji wymiennika ciepła z minikanalem prostokątnym, do detekcji temperatury powierzchni grzejnej wykorzystywano technikę termczułych ciekłych kryształów. Powierzchnię grzejną dla przepływającego płynu chłodniczego stanowiła cienka metalowa płyta wykonana ze stopu Hastelloy X firmy Haynes Int. (USA). Głównymi składnikami stopu są nikiel, chrom, żelazo i molibden. Materiał grzejnika wybrano kierując się wymogiem cechowania się przez powierzchnię grzejną odpowiednio dużej rezystancji elektrycznej przy założeniu, że zmiany oporności właściwej materiału powierzchni grzejnej względem temperatury są pomijalnie małe. Według informacji producenta, Hastelloy X odznacza się odpornością na utlenianie, modyfikacją i wytrzymałością na wysokie temperatury. Ponadto stop ten ma dobre właściwości odnośnie formowania i możliwości zgrzewania.



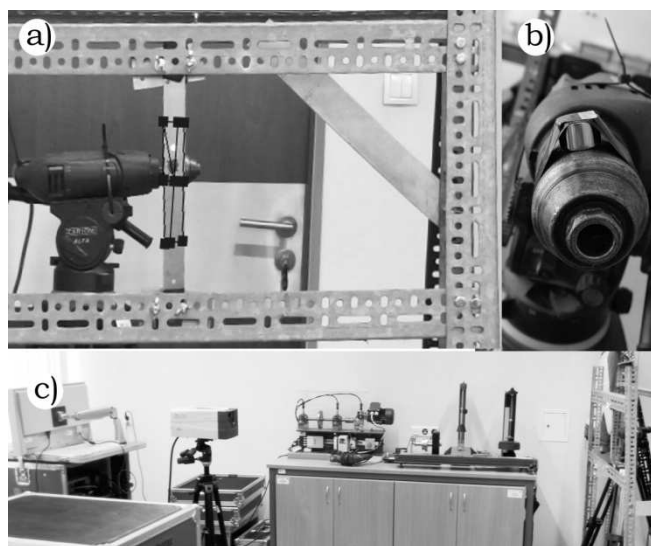
Rys. 1. Schemat modułu testowego, w którym do detekcji temperatury powierzchni grzejnej wykorzystuje się technikę termczułych ciekłych kryształów: 1-minikanal, 2-płyta grzejna, 3-powierzchnia rozwinięta, 4a,b-szyba, 5-pokrywa, 6-korpus, 7-czarna farba podkładowa i warstwa ciekłych kryształów, 8-termopara, 9- elektroda miedziana

Zmiana geometrii minikanalów z równoczesną zmianą ciśnienia wpływają na intensywność wymiany ciepła oraz na wytrzymałość elementów składowych wymiennika ciepła. Zagadnienie to omówiono w pracach [4,5], których celem było przedstawienie problematyki naprężeń cieplnych i odkształceń termicznych podczas przepływu czynnika chłodniczego w minikanale wymiennika ciepła. Naprężenia cieplne określono w metalowej przegrodzie wymiennika, w której generowane jest ciepło na skutek przepływu prądu elektrycznego. Wyznaczenie odkształceń oraz rozkładów temperatury wewnątrz płyty wykonano przy pomocy programu Ansys Workbench wykorzystującego numeryczne metody rozwiązań równań przewodnictwa cieplnego oraz równań przemieszczeń. Stwierdzono, że jednym z najważniejszych aspektów, który należy uwzględnić przy modelowaniu zjawisk fizycznych zachodzących w trakcie przepływu czynnika o podwyższonej temperaturze przez kanały o niewielkich wymiarach, są deformacje termosprężyste ograniczających je ścianek. Jak to wykazano na podstawie prezentowanych wyników obliczeń, różnica temperatur występująca wzdłuż długości minikanalu wywołuje zmiany jego kształtu, co prowadzi do wystąpienia lokalnego przewężenia kanału nawet do 40% w stosunku do głębokości nominalnej kanału. Zniekształcenia te mają wpływ na zmianę prędkości przepływu czynnika przez kanał oraz intensywność wymiany ciepła na odcinku pomiarowym. W wymienionych pracach nie przedstawiono wyników badań eksperymentalnych rzeczywistych odkształceń płyty,

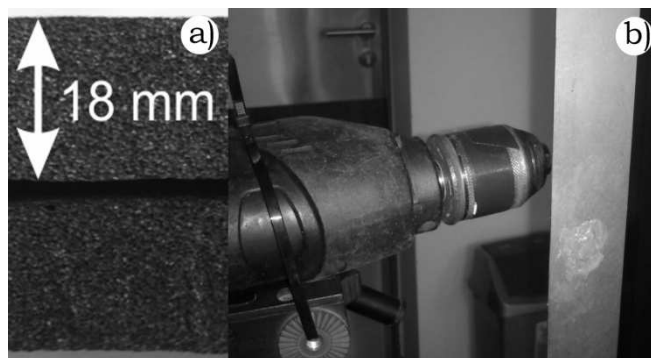
a jedynie obliczenia numeryczne, w którym zostały wprowadzone rozkłady temperatury oraz lokalne współczynniki przejmowania ciepła wzdłuż przepływu. Należy podkreślić, że planowane eksperymenty pozwolą na eksperymentalną weryfikację przedstawionych wstępnych wyników obliczeń numerycznych.

2.2. Opis stanowiska badawczego oraz aparatury pomiarowej

Podstawowym elementem stanowiska jest opisana w poprzednim punkcie metalowa płyta zamocowana na stalowej ramie (rys. 2). Płyta metalowa Hastelloy X ma wymiary: 310 mm (długość), 31 mm (szerokość) oraz 0,65 mm (grubość). W środkowej części płytki zamocowany został magnes neodymowy N38, pokazany na rysunku 3b [7, 8].



Rys. 2. Widok stanowiska badawczego: a) od strony wibrometru laserowego, b) od strony zamocowania magnesu, c) widok ogólny



Rys. 3. Widok elementów stanowiska badawczego: a) pianki izolacyjnej drgania zastosowanej do stanowiska badawczego, b) płytki i magnesu neodymowego zamocowanych

Płytkę została przymocowana do konstrukcji metalowej na dwóch jej końcach, co pokazano na rysunku 2a. W miejscu jej mocowania, między płytą metalową a konstrukcją stalową, zastosowano piankę o grubości 18 mm (rys. 3a), która spełnia zadanie izolatora drgań tak, aby płytka z Hastelloy X nie przenosiła drgań na całą ramę metalową. Jako wzbudnik drgań posłużyło wprowadzane w ruch obrotowy wrzeciono wiertarki o regulowanej prędkości obrotowej z zamontowanym magnesem neodymowym [7]. Wiertarkę umieszczono na metalowym statywie oddzielnym od konstrukcji. Podłoga w laboratorium została

wyłożona grubą wykładziną. Pod stopkami konstrukcji i statywu z wiertarką zamontowano dodatkowo piankę izolacyjną, która spełnia zadanie tłumienia drgań między poszczególnymi elementami konstrukcji. Do pomiaru drgań płytki wykorzystano wibrometr laserowy typu PSV-500-B pozwalający na pomiar w sposób bezstykowy oraz na analizę i wizualizację drgań na podstawie skanu powierzchni drgającego obiektu zgodnie z zadaną siatką punktów pomiarowych za pomocą wiązki lasera. Zasada działania wibrometru laserowego polega na porównaniu wiązki lasera odbitej od badanego obiektu i docierającej do fotodetektora ze znanym sygnałem referencyjnym. W przypadku, gdy źródło fali lub odbiornik porusza się, częstotliwość światła zmienia się w wyniku efektu Dopplera. Częstotliwość fali rośnie przy wzajemnym zbliżaniu się źródła i odbiornika, a maleje podczas oddalania się źródła fali i odbiornika. Mierząc tę różnicę częstotliwości można bezpośrednio odczytać prędkość badanego obiektu. Cyfrowa obróbka sygnału pozwala uzyskać informacje o amplitudzie drgań, prędkości drgań, przyspieszeniu i widmie częstotliwościowym. Z punktu widzenia wiarygodności otrzymanywnych wyników pomiarów ważne jest, aby przyrząd pomiarowy nie był podatny na wpływ pozostałych elementów konstrukcji na badany obiekt. Nabiera to szczególnie dużego znaczenia w przypadku pomiaru drgań obiektów o małych wymiarach i masach [10,11]. Dlatego zastosowano autorski bezstykowy wzбудnik magnetyczny.

Do wytworzenia drgań płytki użyto magnesu neodymowego N38 [6-8]. Odległość pomiędzy magnese m wymuszenia a magnese m wzbudzenia wynosiła 70 mm, natomiast odległość płytki metalowej Hastelloy X do głowicy laserowej 2,5 m. Pomiarów dokonano przy użyciu obrotomierza DT-30LK [9].

2.3. Metodyka przeprowadzenia badań

Każda 5,5 sekundowa seria pomiarowa miała na celu zbadanie powtarzalnych drgań płytki. Do wzbudzenia drgań wykorzystano autorski układ bezstykowego wzbudnika magnetycznego. Magnes wzbudzenia [7] został umieszczony na wrzecionie wiertarki. Układ regulacji obrotów wrzeciona wiertarki umożliwiał ustawienia 5 różnych prędkości obrotowych. Wiertarka została zamocowana na statywie, którego podstawę skutecznie wytłumiono. Zastosowano trzy częstotliwości wymuszenia: W1 – 25 Hz odpowiadające prędkości obrotowej 1500 obr/min wiertarki, W2 – 35 Hz odpowiadające prędkości obrotowej 2100 obr/min i W3 – 50 Hz odpowiadające prędkości obrotowej 3000 obr/min. Pomiaru prędkości obrotowej bezstykowego wzbudnika magnetycznego dokonano po ustabilizowaniu obrotów przy użyciu obrotomierza DT-30LK [9]. Pomiar bezstykowy przeprowadzany jest na zasadzie odbicia od paska odbłaskowego emitowanej przez obrotomierz wiązki laserowej o długości fali 630 – 670 nm. Odbite światło pada na fotodiode znajdującą się w urządzeniu. Fotodiode służy do rejestracji i pomiaru parametrów odbitej wiązki laserowej. Obrotomierz znajdował się w odległości około 350 mm od wału z zamocowanym magnese m neodymowym i został ustawiony tak, aby wiązka laserowa padała na zamocowany na wrzecionie pasek odbłaskowy. Podstawowe parametry pomiarowe zastosowanego obrotomierza są następujące: zakres pomiarowy dla pomiaru bezstykowego: 2 – 200 000 obr/min, dokładność pomiaru $\pm 0,05\%$ lub ± 1 obr/min, rozdzielczość pomiaru 0,001 – 1 [9].

Po ustabilizowaniu obrotów bezstykowego wzbudnika magnetycznego, wykonywano pomiary częstotliwości drgań

za pomocą wibrometru laserowego. Częstotliwość próbkowania wynosiła 12,5 kHz. Pomiary wykonano dla temperatury otoczenia 20,4°C, wilgotności powietrza 55% i ciśnienia atmosferycznego 0,1 MPa.

Dane techniczne magnesu wymuszenia były następujące [6]: wymiary gabarytowe: średnica: $10 \pm 0,1$ mm, wysokość: $5 \pm 0,1$ mm, a jego właściwości fizyczne określa gęstość $\sim 7,5$ g/cm³, ciężar magnesu $\sim 2,94$ g, twardość Vickersa (HV) ~ 600 kG/mm², rezystywność ~ 144 uOhm x cm oraz udźwig $\sim 2,5$ kg. Właściwości magnetyczne magnesu z materiału N38 zestawiono w źródle [7]. Szczegółowe dane o magnese m z materiału N38 są przedstawione w pracach [7,8].

2.4. Zastosowane analizy sygnału

Sygnały pomiarowe zarejestrowano za pomocą wibrometru laserowego Polytec PSV-500. Dokonano trzech prób pomiarowych w postaci przebiegów czasowych o czasie trwania 5,5 s dla trzech różnych wymuszeń drgań.

Analizę zarejestrowanych sygnałów przeprowadzono na podstawie przebiegów czasowych oraz w dziedzinie częstotliwości. Na podstawie przebiegów czasowych wyznaczono wartość minimalną, maksymalną oraz wartość skuteczną amplitudy drgań (RMS), wartość średnią oraz odchylenie standardowe [12]. Zależności częstotliwościowe uzyskane za pomocą szybkiego przekształcenia Fouriera (FFT) pozwoliły na wyznaczenie charakterystycznych częstotliwości płytki.

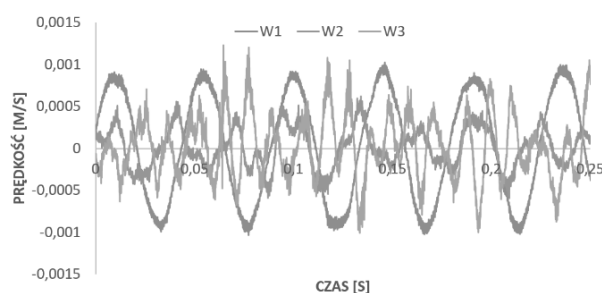
3. REZULTATY

Uzyskane wartości RMS, średnia \bar{x} , odchylenie standardowe S(x), minimum, maksimum z przebiegów czasowych zestawiono w Tabeli 1.

Tabela 1. Wartości parametrów sygnału uzyskane z przebiegów czasowych

Wymuszenie	RMS	\bar{x}	S(x)	Max	Min
Hz	m/s	m/s	m/s	m/s	m/s
W1 – 25	$5,9 \cdot 10^{-4}$	$6,2 \cdot 10^{-7}$	$5,9 \cdot 10^{-4}$	$1,1 \cdot 10^{-3}$	$-1,1 \cdot 10^{-3}$
W2 – 35	$2,8 \cdot 10^{-4}$	$-4,0 \cdot 10^{-7}$	$2,8 \cdot 10^{-4}$	$9,8 \cdot 10^{-4}$	$-1,0 \cdot 10^{-3}$
W3 – 50	$3,4 \cdot 10^{-4}$	$1,1 \cdot 10^{-6}$	$3,4 \cdot 10^{-4}$	$6,4 \cdot 10^{-3}$	$-3,5 \cdot 10^{-3}$

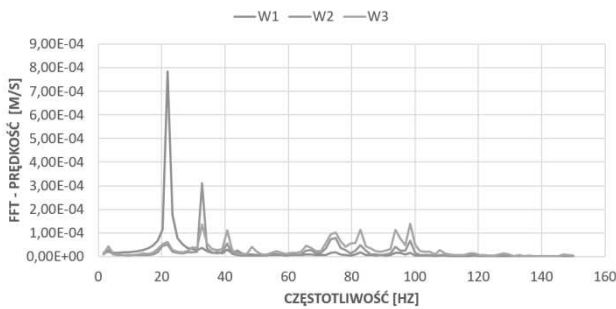
Fragmety przebiegów czasowych dla zastosowanych trzech różnych wymuszeń drgań przedstawione zostały na rysunku 4.



Rys. 4. Przebiegi czasowe drgań dla trzech różnych wymuszeń W1, W2, W3

Po uwzględnieniu niepewności wzorcowania wibrometru laserowego [2] uzyskano niepewność maksymalną pomiaru odpowiednio dla wymuszenia: W1 - $\pm 0,0018$ m/s; W2 - $\pm 0,00085$ m/s; W3 - $\pm 0,001$ m/s.

Fragmety zależności częstotliwościowych dla zastosowanych trzech różnych wymuszeń drgań przedstawione zostały na rysunku 5.



Rys. 5. Przebiegi częstotliwościowe drgań dla trzech różnych wymuszeń W1, W2, W3

Charakterystyczne częstotliwości wymuszenia mają swój wyraz w zależnościach częstotliwościowych. Dla wymuszenia W1 - 25Hz uzyskano charakterystyczną częstotliwość 23,4375 Hz, dla wymuszenia W2 - 35Hz częstotliwość 32,8125 Hz, a dla W3- 50Hz częstotliwość 98,4375 Hz będącą dwukrotnością częstotliwości W3.

4. WNIOSKI KOŃCOWE

Zbudowane stanowisko badawcze pozwala na pomiary metodą bezstykową drgań metalowej płyty wymuszanych za pomocą opracowanego urządzenia w celu przeprowadzenia analizy zjawisk na powierzchni grzejnej wymiennika ciepła. Zarejestrowane sygnały analizowano w dziedzinie czasu i częstotliwości. Wyznaczona amplituda drgań zależna była od sztywności płytki, warunków podparcia i siły wymuszającej.

Wykorzystana aparatura i zaproponowana metodyka przeprowadzania eksperymentów może być wykorzystana do badania warunków wymiany ciepła podczas przepływu czynnika wrzącego wzdłuż minikanalu na podstawie analizy drgań jego powierzchni grzejnej. Uzyskane wyniki będą podstawą dalszych badań.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Kandlikar, S. G.: Fundamental Issues Related to Flow Boiling in Minichannels and Microchannels, *Experimental Thermal and Fluid Science*, vol. 26, No. 2-4, 2002, pp. 389-407.
2. Dokumentacja wibrometru Polytec PSV-500, www.polytec.com
3. Piasecka M.: Impact of selected parameters on boiling heat transfer and pressure drop in minichannels, *International Journal of Refrigeration*, vol. 56, 2015, pp. 198-212.
4. Błasiak S., Musiał T., Piasecka M., Strąk K.: Thermal stresses in the heated wall of the minichannel, *Measurement Automation Monitoring*, vol. 62, No.1, 2016, pp. 22-25.
5. Piasecka M., Błasiak S., Musiał T.: Numerical calculations of the thermal deformations of the rectangular minichannel walls, *The European Physical Journal Web of Conferences*, vol. 114, 2016, paper No. 02096.
6. <http://www.magnesy.eu/mw-10-x-5--n38---magnes-neodymowy-t-1755.html#>
7. http://www.magnesy.eu/index.php?action=towar&mode=zalacznik&ID=1755&ATTACHMENT_ID=61
8. <http://www.magnesy.eu/mw-10-x-1,5--n38---magnes-neodymowy-t-1267.html>
9. Voltcraft obrotomierz DT-30LK instrukcja użytkowania.
10. Cichoń P., Stosiak M.: Zastosowanie wibrometru laserowego do pomiaru drgań stołu symulatora liniowego napędu hydrostatycznego, *Napędy i Sterowanie*, Nr 5, 2012, s. 66-72.
11. Samborski S., Wieczorkiewicz J., Rusinek R., Dziedzic J.: Methodology of structures damage estimation in case of cantilever isotropic beam, *Journal of Technology and Exploitation in Mechanical Engineering*, Vol. 1, No. 1-2, 2015, s.5-16.
12. Dąbrowki Z., Dziurdź J., Klekot G., Radkowski S.: *Materiały Pracowni Wibroakustyki Instytutu Podstaw Budowy Maszyn, Wydział SIMR Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2007.*

MEASUREMENT OF VIBRATIONS OF METAL PLATE OF HASTELLOY X ALLOY

Abstract: The aim of this article is to measure vibrations of a metal plate of Hastelloy X alloy and its analysis. The research was performed using a magnetic inductor of authors design and a laser vibrometer PSV-500. The introduction of the plate into vibrations of different frequencies is aimed at creating a physical situation similar to that occurring on the heating surface of the heat exchanger. The work presents the construction of the test stand and the methodology of performing the experiments. The recorded signals were analyzed in terms of time and frequency domain.

Keywords: vibration, time analysis, frequency analysis, Hastelloy X metal plate.

METODY PROGNOZOWANIA ZMIANY POŁOŻENIA PUNKTU CHROMATYCZNOŚCI ŚWIATŁA EMITOWANEGO PRZEZ ŹRÓDŁA LED W TRAKCIE ICH EKSPLOATACJI

Robert SUPRONOWICZ¹, Justyna KOWALSKA², Przemysław TABAKA³, Cheng QIAN⁴, Jiajie FAN⁵, Irena FRYC⁶

1. Politechnika Białostocka, Wydział Elektryczny
2. Politechnika Warszawska, Instytut Elektroenergetyki, Zakład Techniki Świetlnej
e-mail: justyna.kowalska@ien.pw.edu.pl
3. Politechnika Łódzka, Instytut Elektroenergetyki, Zakład Systemów Elektroenergetycznych
tel.: 42 6312610 e-mail: przemyslaw.tabaka@wp.pl
4. School of Reliability and Systems Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China
e-mail: cqian@buaa.edu.cn
5. College of Mechanical and Electrical Engineering, Hohai University, Changzhou 213022, China
e-mail: jay.fan@connect.polyu.hk
6. Politechnika Białostocka, Wydział Elektryczny, Katedra Elektroenergetyki Fotoniki i Techniki Świetlnej
tel.: +85 7469062 e-mail: i.fryc@pb.edu.pl

Badania zostały zrealizowane w ramach pracy nr S/WE/3/2018 i sfinansowane ze środków na naukę MNiSW

Streszczenie: W artykule zaprezentowano dwie metody prognozowania przesunięcia punktu chromatyczności u',v' zachodzącego w trakcie eksploatacji źródeł LED. Zmierzone w trakcie eksploatacji LEDa rozkłady widmowe mocy promienistej, zostały użyte w metodzie prognozowania bazującej na modelowaniu rozkładu mocy promienistej oraz metodzie regresji nieliniowej opierającej się na wartości współrzędnych położenia punktu chromatyczności u',v' . Zamieszczono porównanie wyników predykcji zmian położenia punktu chromatyczności wybranymi metodami. W celu weryfikacji dokładności wyników uzyskiwanych przy użyciu obydwu modeli przeprowadzono predykcję wartości u',v' dla czasu eksploatacji LEDa wynoszącego 9200 h. Wartości otrzymane przy użyciu nieliniowej regresji zmiany u',v' charakteryzują się wyższą dokładnością od uzyskanych modelowaniem rozkładu widmowego LED.

Słowa kluczowe: kolorymetria, LED, rozkład widmowy, współrzędne chromatyczne.

1. WSTĘP

Dwudziesty pierwszy wiek w branży oświetlenia profesjonalnego jak i komercyjnego w znacznym stopniu został zdominowany przez białe źródła LED. Użytkownicy tego typu źródeł światła oczekują informacji o jego parametrach i okresie przez który będzie on spełniał swoją funkcję. Elektryczne źródła światła mogą być opisywane różnorodnymi wielkościami i parametrami świetlno-optycznymi. Do typowych wielkości opisujących jakość parametrów świetlnych elektroluminescencyjnych źródeł światła, emitujących promieniowanie barwy białej zalicza się:

- strumień świetlny Φ [lm];
- temperatura barwowa T_b [K]
lub temperatura barwowa najbliższa T_{cb} [K];
- skuteczność świetlna η [lm/W];
- maksymalna wartość natężenia prądu pracy I [A];

- maksymalna moc P [W];
- położenie punktu chromatyczności;
- rozkład widmowy emitowanego światła;
- regiony chromatyczności (binowanie);
- wskaźnik oddawania barw $CIE R_a, R_f$ [-];
- trwałość – dla tradycyjnych źródeł światła (tj. takich dla których czas eksploatacji zawiera się w przedziale od 1000 godzin (np. żarówki) do 32 000 godzin (np. wysokoprężne lampy sodowe o podwyższonej trwałości) definiowana jest jako czas po upływie którego 50% badanych lamp nadal świeci. Wraz z pojawieniem się na rynku źródeł LED, wprowadzono inną definicję trwałości, którą oznaczono symbolem $L_x B_x$. Parametr ten informuje o wartości procentowej utrzymania początkowego strumienia świetlnego w określonej liczbie badanych źródeł światła. Na przykład symbol „ $L_{70} B_{50} 10\ 000\ h$ ” informuje że 50% z badanych źródeł światła utrzyma 70% strumienia początkowego w czasie 10 000 godzin [1].

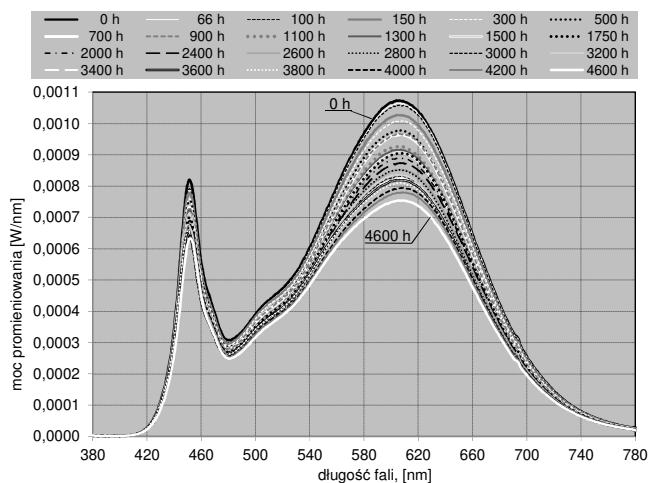
Liczne ośrodki naukowe prowadzą prace badawcze dotyczące wyznaczania parametrów eksploatacyjnych LEDów. W związku z faktem, iż czasy świecenia źródeł LED sięgającą dziesiątków tysięcy godzin, badania dotyczące określania zmian parametrów świetlnych LED-ów w czasie eksploatacji są prowadzone z użyciem metod prognozowania matematycznego.

Spśród wszystkich parametrów istotnych z punktu eksploatacji LEDów jedynie metoda dotycząca metod prognozowania eksploatacyjnych zmian wartości strumienia świetlnego białych LED-ów jest uznana międzynarodowo. Jest nią opracowanie Illuminating Engineering Society of North America IES opublikowane w dokumencie TM-21-11 [2]. Zmiany eksploatacyjne dotyczące wartości pozostałych parametrów LEDów np. rozkładu widmowego, skuteczności świetlnej, temperatury barwowej najbliższej czy położenia

punktu chromatyczności nie zostały jak do tej pory opisane uznanymi międzynarodowo metodami prognozowania. Brak tych metod nie wynika z faktu iż są to zagadnienia marginalne. Wręcz przeciwnie - zagadnienia te są istotne, zarówno z naukowego jak i praktycznego punktu widzenia np. efekt zmiany barwy światła białego instalacji oświetleniowych, w których występuje wiele opraw LED umieszczonych obok siebie, może być uciążliwy dla użytkowników. W celu opisanego parametrów barwy źródła światła należy dysponować danymi pomiarowymi dotyczącymi jego rozkładu widmowego.

2. DANE POMIAROWE - ROZKŁAD WIDMOWY MOCY PROMIENISTEJ ŚWIATŁA BIAŁEJ DIODY LED W FUNKCJI CZASU JEJ ŚWIECENIA

W artykule zespołu Cheng Qiana „Prediction of Lumen Depreciation and Color Shift for Phosphor-Converted White Light-Emitting Diodes Based on A Spectral Power Distribution Analysis Method” [3] zaprezentowano zmierzone rozkłady widmowe mocy promienistej światła (rys. 1) emitowanego przez diodę pc-LED (niebieską diodę pokrytą luminoforem emitującą światło o temperaturze barwowej najbliższej wynoszącej 3000 K). Diodę tę zasilono prądem stałym o wartości 180 mA. Temperatura pracy wynosiła 105°C.

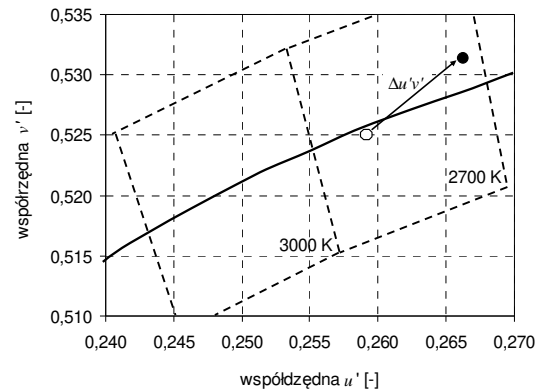


Rys. 1. Zmierzone rozkłady widmowe diody w funkcji czasu świecenia

Z użyciem danych dotyczących rozkładu widmowego określa się położenie punktu chromatyczności (rys. 2) oraz jego przesunięcie $\Delta u'v'$, zachodzące podczas eksploatacji danej diody. Zmiany te mogą być określane poprzez wartość, którą definiuje się jako odległość o jaką nastąpiło przesunięcie punktu chromatyczności źródła światła względem jego początkowego położenia. Zgodnie z zaleceniami ANSI C78.377A aby produkt oświetleniowy nie przyczyniał się do powstawania wizualnych różnic w odbieranej przez człowieka barwie, różnica $\Delta u'v'$ nie może przekraczać $\pm 0,006$. Dlatego też pomiary zostały przerwane po 4600 h pracy diody, ponieważ wartość $\Delta u'v'$ wyniosła 0,007 czyli produkt powinien zostać wycofany z użytkowania.

Określanie tego granicznego momentu jest bardzo istotnym zagadnieniem, ale pomimo działań podjętych w wielu ośrodkach naukowych, brak jest obecnie uznanych międzynarodowo metod umożliwiających prognozowanie zmian $\Delta u'v'$ światła białych LED. W niniejszym

opracowaniu przedstawiono metodę prognozowania tych zmian z zastosowaniem regresji nieliniowej. W dotychczasowych publikacjach, poświęconym temu zagadnieniu, tego rodzaju metoda nie była opisywana.



Rys. 2. Ilustracja przesunięcia punktu chromatyczności - $\Delta u'v'$

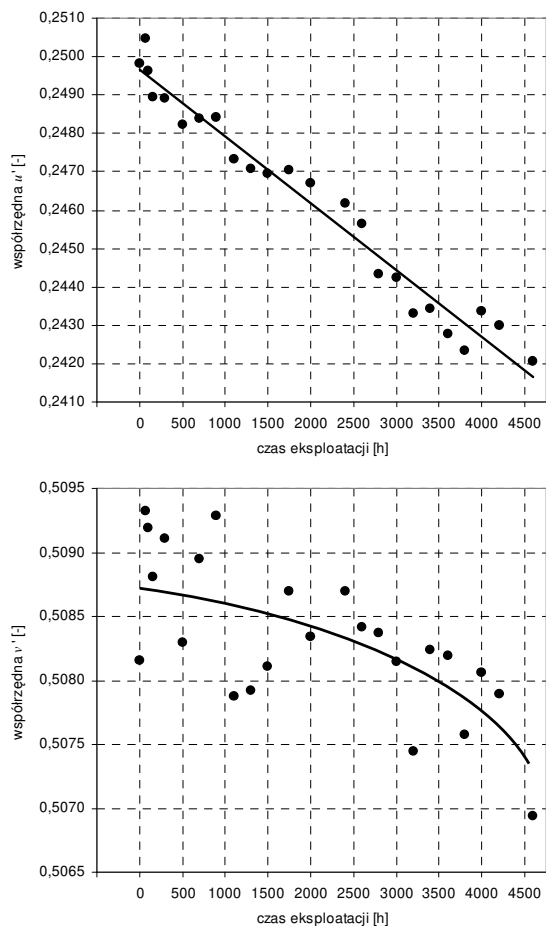
3. METODA OPARTA NA NIELINIOWEJ REGRESJI

Dane pomiarowe (rys. 1) zostały wykorzystane w metodzie predykcji zmian przesunięcia punktu chromatyczności diody. Algorytm działania użyty w tej metodzie przedstawiono na rysunku 3. Dla rozkładów widmowych mocy promienistej białego LEDa wyznaczono wartości położenia punktu chromatyczności $u'v'$ (rys. 4). Następnie wykreślono funkcję dopasowania $y = c + a \exp^{bx}$ dla tych punktów. Metoda ta została zaimplementowana w środowisku programistycznym R. Efekt dopasowania zilustrowano na rysunku 4.



Rys. 3. Schemat proponowanej metody predykcji położenia punktu chromatyczności

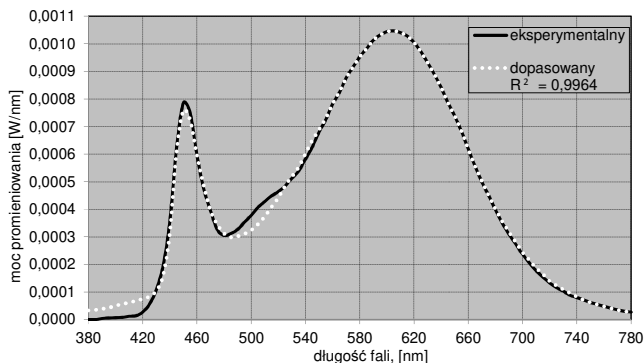
W celu określenia jakości przedstawionej metody prognozowania położenia punktu chromatyczności, uzyskane przy jej użyciu dane porównano z danymi uzyskanymi metodą opisaną przez współautorów tego artykułu w publikacji [3] „Prediction of lumen depreciation and color shift for phosphor-converted white light-emitting diodes based on a spectral power distribution”.



Rys. 4. Wyniki dopasowania współrzędnej chromatycznej $u' v'$ modelem $y = a \exp^{bx+c}$

4. METODA PROGNOZOWANIA ZMIAN POŁOŻENIA PUNKTU CHROMATYCZNOŚCI ŚWIATŁA LED BAZUJĄCA NA MODELOWANIU ROZKŁADU WIDMOWEGO

Metoda prognozowania zmian położenia punktu chromatyczności bazująca na modelowaniu rozkładu widmowego została przedstawiona w pracy [3]. Autorzy pracy [3] dokonali, przy użyciu programu Origin dekompozycji zmierzonego (dla czasu 0 h) rozkładu widmowego przy użyciu funkcji Asym2sig (rys. 5). Jakość dopasowania opisana parametrem R^2 wynosi 0,9964.



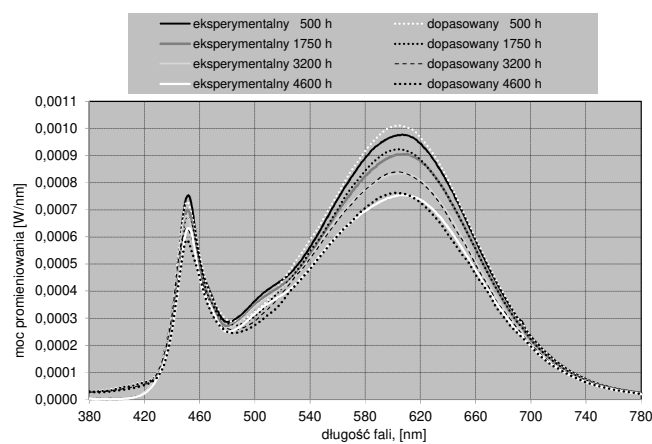
Rys. 5. Rozkład widmowy zmierzony oraz modelowany

Wartości położenia punktu chromatyczności $u' v'$ dla danych pochodzących z pomiaru oraz zamodelowanych zamieszczono w tabeli 1. Dla każdego zmierzonego rozkładu

widmowego przedstawionego na rysunku 1, wyznaczono krzywą dopasowania, dobierając odpowiednie współczynniki funkcji Asym2sig. Uzyskane w ten sposób krzywe zamieszczono na rysunku 6 wraz z odpowiadającymi im zmierzonymi rozkładami widmowymi. Otrzymana we wszystkich przypadkach wartość współczynnika R^2 przekracza 0,99 (tabela 2). Wartości przewidywane współrzędnych położenia punktu chromatyczności oraz ich przesunięcia względem wartości zmierzonych eksperymentalnie zamieszczono na rysunku 7.

Tabela 1. Wartości, zmierzonego oraz modelowanego, strumienia świetlnego oraz położenia punktu chromatyczności $u' v'$

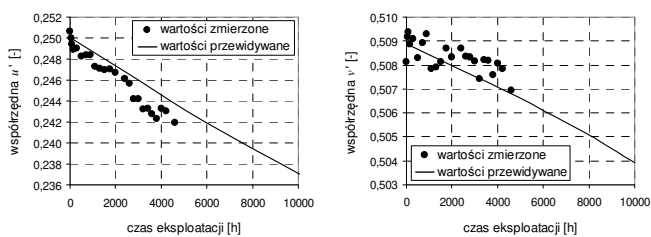
wielkość	rozkład widmowy światła białej diody LED	
	zmierzony	dopasowany (Asym2sig)
u'	0,2498	0,2506
v'	0,5082	0,5078



Rys. 6. Zmierzony i modelowany rozkład widmowy diody dla wybranych czasów pracy

Tabela 2. Wskaźnik R^2 dla wybranych czasów pracy diody

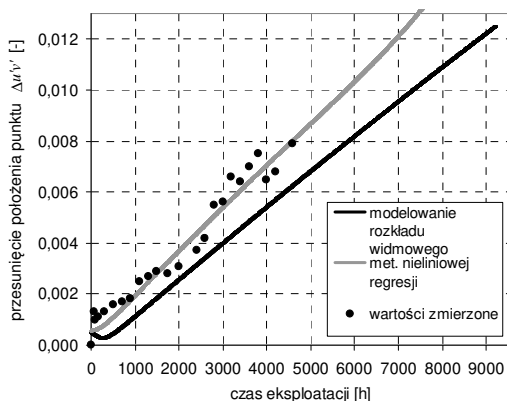
czas	500 h	1750 h	3200 h	4600 h
R^2	0,9947	0,9950	0,9938	0,9930



Rys. 7. Wartości współrzędnych chromatycznych $u' i v'$ wyznaczone dla modelu dopasowania oraz eksperymentalnie

5. PORÓWNANIE DOKŁADNOŚCI PRZEDSTAWIONYCH METOD PROGNOZOWANIA PRZESUNIĘCIA PUNKTU CHROMATYCZNOŚCI $\Delta u' v'$

Porównanie jakości działania obydwu omawianych metod polegało na tym, iż przy ich użyciu prognozowano wartość przesunięcia punktu chromatyczności (rys. 8) w trakcie eksploatacji LEDa przez 9200 h. Czas ten jest dwukrotnością czasu dla którego dysponowano danymi pomiarowymi dotyczącymi rozkładu widmowego mocy promienistej (rys. 1).



Rys. 8. Zestawienie efektów działania prognozowania położenia punktu chromatyczności w odniesieniu do wartości zmierzonych

W tabeli 3 przedstawiono współrzędne położenia punktu chromatyczności $u'v'$ przy wybranych czasach pracy LEDa.

Tabela 3. Współrzędne $u'v'$ dla określonego czasu pracy LEDa

Czas [h]	Wartości zmierzone		Metoda rozkładu widmowego		Metoda nieliniowej regresji	
	u'	v'	u'	v'	u'	v'
0	0,24982	0,50815	0,25010	0,50857	0,24978	0,50877
500	0,24826	0,50829	0,24938	0,50838	0,24883	0,50871
1750	0,24708	0,50870	0,24761	0,50787	0,24655	0,50850
3200	0,24329	0,50744	0,24561	0,50723	0,24406	0,50807
4600	0,24199	0,50693	0,24374	0,50658	0,24180	0,50733

Jakość metod prognozowania została określona poprzez różnicę wartości prognozowanych i zmierzonych punktów chromatyczności $u'v'$ (Tabela 4).

Tabela 4. Różnica zmierzonych i prognozowanych $u'v'$

Czas [h]	Metoda rozkładu widmowego		Metoda nieliniowej regresji	
	$\Delta u'$	$\Delta v'$	$\Delta u'$	$\Delta v'$
0	0,00028	0,00042	-0,00032	0,00020
500	0,00112	0,00009	-0,00055	0,00033
1750	0,00053	-0,00083	-0,00106	0,00063
3200	0,00232	-0,00021	-0,00155	0,00084
4600	0,00175	-0,00035	-0,00194	0,00075

CHROMATICITY SHIFT PREDICTION METHODS FOR WHITE PHOSPHOR-CONVERTED LED

The chromaticity shift $\Delta u'v'$ in white LEDs are occurring during the exploitation of this type of light sources. The spectral power distributions measured during LED exploitation can be used for calculation of chromaticity shift. Due to long LED lifetime is important to have mathematical methods which could predict their chromaticity shift. The article presents the method of white LED chromaticity shift prediction. The method was based on nonlinear regression of chromaticity coordinates $u'v'$ by R software. For compaction was taken chromaticity shift prediction by modeling the spectral power distribution of LEDs described in the paper Qian C.; Fan J.; Fan X.; Zhang G.: "Prediction of lumen depreciation and color shift for phosphor-converted white light-emitting diodes based on a spectral power distribution". The chromaticity shift values obtained using non-linear regression of $u'v'$ are given with higher accuracy than obtained by modeling the spectral power distribution of LEDs. It is worth noting that methods of chromaticity shift prediction can be also used to determine the durability of LED's luminous flux, color rendering and efficacy.

Keywords: colorimetry, LED, spectral power distribution, chromaticity shift.

W tabeli 5 zamieszczono informacje dotyczące wartości przesunięcia punktu chromatyczności $\Delta u'v'$ oraz dokładności określania tego przesunięcia wyznaczonego obydwojma omawianymi metodami prognozowania. Z danych zawartych w tabeli 5 wynika, iż metoda regresji liniowej zapewnia większą dokładność prognozowania położenia punktu chromatyczności niż modelowanie rozkładu widmowego przyjętą w artykule [3] funkcją.

Tabela 5. Wartości przesunięcia punktu chromatyczności w wybranych czasach i dokładność metod prognozowania

Czas [h]	Wartości Δ_{ZM}	Metoda rozkładu		Metoda nieliniowej regresji	
		Δ_{RW}	$\Delta_{ZM} - \Delta_{RW}$	Δ_{NR}	$\Delta_{ZM} - \Delta_{NR}$
0	0,0000	0,0005	-0,0005	0,0006	-0,0006
500	0,0016	0,0005	0,0011	0,0011	0,0005
1750	0,0028	0,0022	0,0006	0,0033	-0,0005
3200	0,0066	0,0043	0,0023	0,0057	0,0009
4600	0,0079	0,0063	0,0016	0,0080	-0,0001
9200	-	0,0125	-	0,0178	-

6. WNIOSKI

Wykazano, iż predykcja zmian położenia punktu chromatyczności $\Delta u'v'$ na podstawie wartości współrzędnych położenia punktu chromatyczności $u'v'$ charakteryzuje się wyższą dokładnością obliczeń niż prognozowanie z użyciem metody modelowania rozkładu widmowego. Jakość metod prognozowania została określona jako wartość różnicy wartości prognozowanych i zmierzonych punktów chromatyczności. Warto również zauważyć, iż omawiane metody prognozowania mogą być także rozwijane w kierunku ich zastosowań np. do określania wskaźników oddawania barw.

7. BIBLIOGRAFIA

1. DIN IEC/PAS 62 717
2. IES TM-21-11
3. Qian C.; Fan J.; Fan X.; Zhang G.: Prediction of Lumen Depreciation and Color Shift for Phosphor-Converted White Light-Emitting Diodes Based on a Spectral Power Distribution; Analysis Method IEEE Access (Vol. 5), 2017; s. 24054 - 24061

ASPEKTY TECHNICZNE REJESTRACJI ORAZ ANALIZY SYGNAŁÓW ELEKTROENCEFALOGRAFICZNYCH

Beata SZUFLITOWSKA

Zachodniopomorski Uniwersytet Technologiczny, Katedra Sterowania i Pomiarów
e-mail: beataszufliowska@wp.pl

Streszczenie: Elektroencefalografia jest techniką powszechnie stosowaną w diagnostyce medycznej oraz w badaniach. W artykule opisano zasadę pomiarów EEG i scharakteryzowano aparaturę pomiarową oraz metody rejestracji. Artykuł podzielony jest na dwie części. W pierwszej przedstawiono metody rejestracji sygnałów EEG oraz ich zastosowania kliniczne, a w drugiej narzędzia analizy widmowej. W pracy zostały użyte rzeczywiste sekwencje sygnałów EEG określone przez lekarza jako sygnały prawidłowe oraz wskazujące na chorobę (napadowe). Ich analiza została wykonana za pomocą szybkiej transformaty Fouriera oraz dyskretnej transformaty falkowej. Obliczano widmo mocy, a uzyskane średnie wartości mocy spektralnej stanowiły podstawę wskazania stanu patologicznego.

Słowa kluczowe: elektroencefalograf, elektrody, analiza widmowa.

1. WSTĘP

Sygnały biologiczne generowane przez tkanki organizmu żywego pełnią funkcje informacyjne oraz koordynujące. W związku z tym stanowią jeden z najczulszych wskaźników fizjologicznych tkanek i są wykorzystywane w diagnozowaniu chorób wielu narządów.

Podstawowy podział, uwzględniający naturę tych sygnałów, obejmuje:

- sygnały elektryczne, wykorzystywane w takich dziedzinach, jak: elektrokardiografia (ang. electrocardiography, EKG), elektroencefalografia (ang. electroencephalography, EEG), elektromiografia (ang. electromyography, EMG),
- magnetyczne (magnetokardiografia, ang. magnetocardiography, MCG),
- mechaniczne (ciśnienie krwi, ruchy oddechowe, skurcze mięśnia macicy), akustyczne (fonokardiografia), chemiczne (gospodarka wodno-elektrolitowa, fluktuacje stężenia gazów we krwi),
- oraz ciepłe (temperatura).

Rozpatrując dziedzinę określoności omawiane sygnały dzieli się na ciągłe (szeregi czasowe, przykładowo EEG, EMG, EKG) oraz procesy dyskretne (sekwencje zdarzeń – częstość uderzeń serca, sekwencje wyładowań neuronowych). Na ogół sygnały te są losowe i niestacjonarne.

Zaletą wykorzystywania sygnałów biologicznych w diagnostyce jest brak narażenia pacjenta na promieniowanie jonizujące związane z podawaniem radiofarmaceutyków. Dodatkowo sygnały biologiczne charakteryzują się wysoką rozdzielczością czasową (rzędu ms), która nie jest możliwa do osiągnięcia w badaniu rezonansem magnetycznym.

Głównymi ograniczeniami zastosowań sygnałów biologicznych w pomiarach są małe amplitudy zmian pola elektrycznego i magnetycznego powstałe w wyniku czynności poszczególnych tkanek oraz niska rozdzielczość przestrzenna (1-3 cm). W tabeli 1 przedstawiono wartości amplitud przykładowych sygnałów biologicznych [1-3].

Tabela 1 Porównanie wybranych parametrów sygnałów biologicznych

Lp.	Sygnał	Zakres częstotliwości Hz	Amplituda mV
1	EKG	0,05-150 (diagnostyka) 0,5-49 (monitorowanie)	0,1-5
2	EMG	25-5000	0,1-100
3	EEG	0,1-100	0,025-0,1
4	Potencjał czynnościowy neuronu	0-10000	50-100

W pracy omówiono problematykę rejestracji oraz metody analizy sygnałów biologicznych na przykładzie sygnału elektroencefalograficznego.

2. PODSTAWY ELEKTROENCEFALOGRAFII

Metoda pomiaru aktywności elektrycznej mózgu za pomocą encefalografu rozwinęła się w latach powojennych. W 1924 roku Hans Berger wykonał pierwszy zapis EEG czynności ludzkiego mózgu, który nazwał encefalogramem. Pierwszy wielokanałowy aparat EEG został opracowany w 1932 roku przez Jana Fredricha Tonniesa.

Obecnie badanie EEG wykorzystywane jest do różnicowania zmian organicznych oraz czynnościowych mózgu (padaczka, guzy mózgu, choroba Alzheimera, demencja), migren i zawrotów głowy oraz monitorowania pracy mózgowia podczas zabiegów kardiochirurgicznych [4-5].

Podstawowym warunkiem uzyskania dobrej jakości zapisu jest uzyskanie w chwili rozpoczęcia badania oporności elektrod nie przekraczającej 10 k Ω , co jest uzależnione od odpowiedniego przygotowania skóry głowy, która powinna być odfuszczona oraz pozbawiona, wierzchniej, zrogowaciałej warstwy naskórka. W trakcie rejestracji oporność elektrod powinna być utrzymana poniżej

5 kΩ. Elektrody wykorzystywane w pomiarach czynności elektrycznej są przetwornikami zmieniającymi prąd jonowy płynący w organizmie człowieka na prąd elektronowy [6].

Do rejestracji sygnału wykorzystuje się zwyczajowo 19-21 elektrod rozlokowanych w odpowiednich miejscach na powierzchni głowy. Lokalizacja punktów położenia elektrod określana jest za pomocą układu nazywanego 10-20. Podane liczby odpowiadają 10 lub 20% odległości trzech odcinków wyznaczanych na powierzchni głowy z wykorzystaniem standardowych punktów orientacyjnych: nasion (zagłębienie na szczycie nosa), inion (wypukłość na podstawie potylicy w linii środkowej) oraz pre-auricular point (punkt leżący tuż przed skrawkiem ucha) [4, 7]. Zaletą układu 10-20 jest jego łatwość stosowania i tzw. elastyczność. Odcinki między elektrodami mogą zostać zmniejszone (10, 5 i 2,5% odległości), a liczba elektrod zwiększona. Elektrody oznakowane są dwoma znakami, literą oraz cyfrą. Litery określają okolicę mózgu: Fp – czołowa biegunowa (frontopolar), F – czołowa (frontal), T – skroniowa (temporal), P – ciemieniowa (parietal), O – potyliczna (occipital) oraz C – centralna (central). Cyfry nieparzyste oznaczają półkulę lewą, cyfry parzyste półkulę prawą, litera „z” linię środkową [8].

Postęp technik cyfrowych umożliwił równoczesną akwizycję sygnału EEG ze znacznie większej liczby elektrod. Techniki EEG pozwalające na rejestrację sygnału EEG z więcej niż 32 (według niektórych - dopiero 64) elektrod określane są mianem EEG dużych rozdzielczości (ang. high resolution EEG, hrEEG) [7, 9]. Dużą ilość elektrod stosuje się w celu precyzyjnego określenia położenia nieprawidłowych generatorów mózgowych. Opracowany w 2001 roku przez Oostenweld'a i Pramstra'a system 5-5 polegający na rozmieszczeniu elektrod zgodnie z 5% odstępami między elektrodami pozwala na zdefiniowanie 346 elektrod [7, 10]. Stanisławczyk, Zyss oraz Sawicki w 2011 roku zaproponowali modyfikację zasad układu 10-20, która może zostać wykorzystana w technice hrEEG. Sposób rozlokowywania elektrod byłby całkowicie niezależny od bezwzględnych wartości określających wymiary głowy, gdyby odległości między elektrodami oparte zostały na odległościach kątowych równych 22,5°. Zmodyfikowany system nie uwzględnia elektrod czołowych (lub przedczołowych) Fp1 i Fp2, leżących na płaszczyźnie równikowej Z [7].

Oprócz rutynowego badania EEG wykonuje się 24 godzinny video monitoring EEG oraz inwazyjną metodę elektrokortykografii (ang. Electrocortigraphy, ECoG), w której czujniki wszczepiane są bezpośrednio na powierzchni kory mózgowej lub implementowane w miąższ mózgu. Inwazyjne techniki zapewniają wysoką rozdzielczość czasową i przestrzenną, jednakże obejmują zwykle bardzo małe obszary mózgu [11]. W tabeli 2 porównano charakterystyki metod bezinwazyjnych oraz inwazyjnych.

Tabela 2 Porównanie bezinwazyjnej oraz inwazyjnej techniki pomiarów sygnałów elektroencefalograficznych

Metoda	Charakterystyka
EEG	nieinwazyjna, przenośna, brak fizycznych nakazów (może być stosowana w pozycji siedzącej, podczas snu)
	wrażliwość na artefakty fizjologiczne
	ograniczona rozdzielczość przestrzenna, słaba w głębokich strukturach mózgu
	wysoka rozdzielczość czasowa

ECoG	inwazyjna, brak mobilności
	lepszy stosunek sygnału do szumu
	silniejsze sygnały, możliwość określenia organizacji funkcjonalno-topograficznej mózgu

2.1. Budowa elektroencefalografu

Elektroencefalograf składa się z bloku wzmacniaczy, filtru dolnoprzepustowego, przetwornika analogowo-cyfrowego, filtru górnoprzepustowego oraz filtru pasmowo-zaporowego [4]. Filtr dolnoprzepustowy pozwala na usunięcie z sygnału niepożądanych, zbyt wysokich składowych częstotliwościowych. Częstotliwość graniczna filtru ustawiana jest standardowo na 70 Hz. W celu eliminacji artefaktu mięśniowego stosuje się niższe ustawienia częstotliwości filtra.

Przetwornik analogowo-cyfrowy mierzy próbkę sygnału analogowego, dzięki czemu uzyskuje się jego postać dyskretną. Najnowsze elektroencefalografy umożliwiają wybór częstości próbkowania w zakresie 256 – 2048 Hz.

Filtr pasmowo-przepustowy oraz górnoprzepustowy służą do usunięcia z sygnału zakłóceń, jakie powstają na granicy skóra-elektroda. Obecność artefaktu sieciowego obejmującego jedną elektrodę świadczy o wzroście jej oporności, co może zostać wyeliminowane poprzez skorygowanie „przylegania” elektrody. Rejestracji zapisu dokonuje się też przy stałej czasowej 0,3 lub 1 s [8].

2.2. Wzmocnienie sygnału EEG

Ze względu na niską wartość amplitudy, sygnał EEG wymaga wzmocnienia zanim zostanie poddany przetworzeniu oraz analizie. Wzmacniacze wchodzące w skład aparatury pomiarowej najczęściej zasilane są z sieci elektrycznej 230 V/50 Hz. Blok zasilający aparaturę pomiarową posiada zabezpieczenia uniemożliwiające porażenie pacjenta prądem z sieci elektrycznej, jednakże przy nieodpowiednim postępowaniu może dojść do przepływu przez badaną osobę prądu z sieci elektrycznej. Natężenie prądu elektrycznego płynącego przez skórę, o stopniu wilgotności spotykanej podczas badania EEG (oporność poniżej 5000 Ω), pod wpływem przyłożonego napięcia o wartości skutecznej 230 V wynosi poniżej 45 mA. W tabeli 3 przedstawiono możliwe skutki biologiczne przepływu prądu przez człowieka o natężeniu do 50 mA.

Tabela 3 Skutki biologiczne przepływu prądu o danym natężeniu przez organizm człowieka

Natężenie mA	Skutki biologiczne
0-0,05	prąd niewyczuwalny
~ 1	odczuwalne przez dorosłego człowieka w postaci ciepła, łaskotania, swędzenia lub mrowienia
1-3,5	silna reakcja mięśni, ból
3,5-15	porażenie mięśniowe
15-25	skurcz mięśni klatki piersiowej, wzrost ciśnienia krwi. Przy dłuższym działaniu prądu niż kilkanaście sekund następuje porażenie mięśni oddechowych.
25-50	zaburzenie rytmu serca

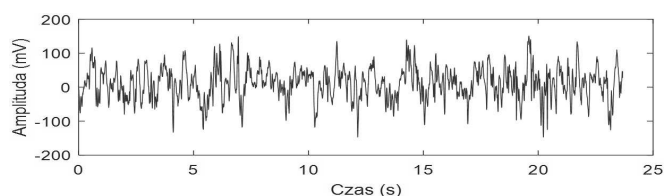
Ze względów bezpieczeństwa we wzmacniaczach stosuje się niskie napięcia zasilające (3-6 V), uzyskiwane za pomocą przetwornic oraz wykonuje się izolację galwaniczną. Od elektroencefalografu wymaga się, aby

podczas badania nie przepływał przez pacjenta prąd większy niż 0,1 mA, a w trakcie awarii aparatury prąd ten nie powinien osiągnąć wartości większej niż 1 mA [6].

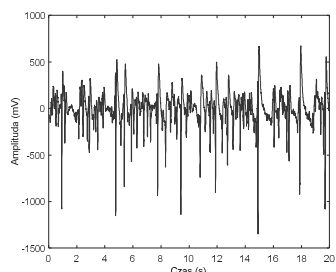
Czułość toru przetwarzania sygnału ustawiana jest na 7–10 $\mu\text{V}/\text{mm}$ (70–100 $\mu\text{V}/\text{cm}$). Zmniejszoną czułość stosuje się przy zapisach o dużej amplitudzie, na przykład u dzieci lub dla celów analizy wyładowań napadowych wysokonapięciowych. Zwiększenie czułości pomaga przy ocenie zapisów niskonapięciowych, na przykład u osób starszych [11].

3. ANALIZA SYGNAŁU EEG

Zapis sygnału EEG traktowany jest, jako zjawisko quasi-okresowe, będące superpozycją wielu składowych. Najczęściej stosowaną analizę sygnału EEG stanowi analiza wzrokowa, która nie jest do końca ustandaryzowana. Interpretacja zapisu zależy od stopnia doświadczenia oraz zmęczenia osoby opisującej wyniki. Ponadto ta sama osoba opisująca sygnał elektroencefalograficzny po kilku latach może zinterpretować zapis w inny sposób. Dlatego występują problemy w implementacji metod matematycznej analizy szeregów czasowych [4, 12]. Na rysunkach 1-2 przedstawiono przykładowe sygnały prawidłowego oraz zarejestrowanego podczas napadu padaczkowego [13].



Rys. 1. Przykład prawidłowego sygnału EEG



Rys. 2. Przykład napadowego sygnału EEG

3.1. Analiza widmowa sygnału EEG

Próby analizy matematycznej sygnału EEG trwały od momentu odkrycia zapisu elektroencefalograficznego. Największe zainteresowanie budziła analiza częstotliwościowa, umożliwiająca określenie z jakich harmonicznych składa się krzywa EEG będąca zapisem ich sumy w funkcji czasu. Transformacja widmowa przekształca sygnał z dziedziny czasu do dziedziny częstotliwości. Dla celów analizy sygnału EEG wykorzystuje się najczęściej dyskretne przekształcenie Fouriera [14].

Wyróżnia się dwie kategorie oszacowania widma danego sygnału: parametryczne oraz nieparametryczne. Metody parametryczne bazują na modelu generacji sygnału. W przypadku analizy EEG szeroko stosowany jest model autoregresyjny (AR), w którym wartość sygnału w dowolnej chwili czasu t można wyznaczyć z pewnej liczby poprzednich wartości oraz z pewnej składowej czysto losowej. Uzyskiwane widmo ma postać pewnej liczby składowych o określonym zakresie częstości na tle szumu.

Metody nieparametryczne polegają na wyznaczaniu widma bezpośrednio z wartości sygnału (np. za pomocą szybkiej transformaty Fouriera FFT) [4]. W tabeli 4 podano wyniki analizy wykonanej dla 50 sekwencji sygnałów EEG określonych przez lekarza jako norma oraz dla 50 sekwencji napadowych. Sygnały zostały przefiltrowane w zakresie częstotliwości 1-60 Hz. Zastosowano szybką transformację Fouriera z oknem czasowym Blackmana. Następnie otrzymane widma znormalizowano oraz obliczono średnią moc widm w każdym wyodrębnionym zakresie częstotliwości, zgodnie z tabelą 4. Rozkład średnich wartości mocy w badanych grupach, obejmujących zapisy prawidłowe, oznaczone jako norma i napadowe (napad), porównano za pomocą testu t-studenta.

Tabela 4 Średnie wartości widma mocy oraz poziomu prawdopodobieństwa testu t-Studenta obliczone dla wyodrębnionych rytmów EEG

Rytmy EEG	Częstotliwość Hz	Norma	Napad	p t-Student
		$\overline{P(f)}$ W/Hz	$\overline{P(f)}$ W/Hz	
δ_L	[1 – 2]	0,232	0,195	0,1
δ_H	[2 – 4]	0,158	0,213	0,02
θ	[4 – 8]	0,131	0,234	0,05
α	[8 – 13]	0,105	0,167	0,005
β_L	[13 – 20]	0,093	0,114	0,1
β_H	[20 – 30]	0,076	0,085	0,5
γ	[30 – 60]	0,026	0,058	0,02

Stochastyczną naturę sygnału EEG można poddać analizie dzięki zastosowaniu dyskretnej transformaty falkowej DWT [15-17]. DWT umożliwia rozdzielenie sygnału wyjściowego $s(t)$ na dwie składowe: aproksymatę A oraz detal D , których pasma częstotliwości zajmują połowę pasma sygnału $s(t)$. W pracy analizę zrealizowano za pomocą falki biortogonalnej *bior1.1* oraz pięciu poziomów dekompozycji, współczynników aproksymat A_1, \dots, A_5 oraz detali D_1, \dots, D_5 [18]. W celu rozróżnienia zapisów napadowych od prawidłowych obliczono średnie moce współczynników falkowych. W tabeli 5 przedstawiono wartości średnie moce współczynników detali, obliczone w zakresach częstotliwości, odpowiadającym rytmom $\delta_H, \theta, \alpha, \beta, \gamma$ oraz prawdopodobieństw p wyliczonych dla testu t-Studenta.

Tabela 5 Wartości średniej moce współczynników detali oraz p – prawdopodobieństwa dla testu t-Studenta obliczone dla wyznaczonych zakresów częstotliwości

Współczynnik detali	Częstotliwość Hz	Norma	Napad	p t-Student
		\overline{P}	\overline{P}	
D_5	[1,875 – 3,75]	0,261	0,241	0,037
D_4	[3,75 – 7,5]	0,260	0,256	0,014
D_3	[7,5 – 15]	0,256	0,282	0,043
D_2	[15 – 30]	0,256	0,295	0,77
D_1	[30 – 60]	0,261	0,292	0,037

Na podstawie przeprowadzonych analiz wyznaczono zakresy częstotliwościowe, odpowiadające rytmom δ_H, θ, α oraz γ , umożliwiające rozróżnienie stanu napadowego. Algorytm oparty na szybkiej transformacji Fouriera planuje się wykorzystać w modelowaniu sygnałów napadowych jako oscylatorów deterministycznych oraz stochastycznych.

4. WNIOSKI KOŃCOWE

Elektroencefalografia jest techniką ciągle rozwijającą się, w której główny nacisk kładzie się na udoskonalanie aparatury pomiarowej oraz sposobów rejestracji sygnału. W pracy zwrócono uwagę na potrzebę modyfikacji systemu 10-20. Omówiono możliwe szkodliwe skutki biologiczne wynikające z nieodpowiedniego obsługiwanie urządzenia pomiarowego. Przedstawione algorytmy analizy sygnału mogą zostać wykorzystane do ekstrakcji cech w systemach ekspertowych, służących do detekcji sekwencji patologicznych.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Yazıcıoğlu R.F., van Hoof C., Puers R.: Biopotential Readout Circuits for Portable Acquisition Systems, 2009, Springer Science, ISBN: 978-1-4020-9092-9.
2. <http://www.ur.edu.pl/pracownicy/kladiusz-majchrowski/materialy-do-pobrania/archiwum/semestr-zimowy-2014-2015/podstawy-elektroniki-i-akustyki-elektrodiagnostyka>
3. Dey N.: Classification and Clustering in Biomedical Signal Processing, AMTCP, 2016.
4. Paszkiel Sz.: Zastosowanie modeli populacyjnych w interfejsach mózg-komputer, rozprawa doktorska, Politechnika Opolska, Opole, 2011.
5. Geng D., Zhou W., Zhang Y., Geng S.: Epileptic seizure detection based on improved wavelet neural networks in long-term intracranial EEG. *Biocybern Biomed Eng*, Nr 36, str. 375–384.
6. Horowitz P., Hill W.: Sztuka elektroniki cz.1 i 2, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności WKŁ, 2009.
7. Stanisławczyk A., Zyss T., Sawicki B.: Układ 10-20 lokalizacji elektrod EEG czyli gdzie tkwi pewien błąd koncepcyjny, *Biologica et Oecologica*, Nr 3, 2006, str. 188-200.
8. <http://www.wuj.pl/UserFiles/File/FRAGMENTY/EEG-fragment.pdf>
9. Zyss T.: Wprowadzenie do techniki EEG dużych rozdzielczości, *Przegląd Elektrotechniczny*, Nr 12, 2004, str. 1205-1209.
10. Oostenveld R., Praamstra P.: The five percent electrode system for high-resolution EEG and ERP measurements, *Clin. Neurophysiol.*, Nr 112, str. 713-719.
11. Kucharski P., Rybicki A., J.: Połączenie mózg-komputer jako metoda komunikacji z niereagującymi pacjentami – przegląd literatury, *Inżynieria biomedyczna*, Nr 3, 2015, str. 148-157.
12. Klekowicz H.: Opis i identyfikacja struktur przejściowych w sygnale EEG, rozprawa doktorska, Uniwersytet Warszawski, Warszawa 2008.
13. Andrzejak R.G., Lehnertz K., Mormann F., Rieke Ch., David P., Elger E. Ch.: Indications of nonlinear deterministic and finite dimensional structures in time series of brain electrical activity: Dependence on recording region and brain state, *Phys. Rev. E*, Nr 64, 2001, 061907.
14. Szymaniec S.: Pomiary i analiza sygnałów dla potrzeb diagnostyki, *Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne*, Nr 1, 2012, str. 93-98.
15. Chen D., Wan S., Xianing J., Bao F.S.: A high-performance seizure detection algorithm based on Discrete Wavelet Transform (DWT) and EEG, *PLOS*, Nr 3, 2017, <http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC5344346/>
16. Hernández D. E., Trujillo L.O., Z-Flores E., Villanueva O.M., Romo-Fewell O.: Detecting Epilepsy in EEG Signals Using Time, Frequency and Time-Frequency Domain Features, *Computer Science and Engineering—Theory and Applications*, 2018, str. 167-182.
17. Li M., Chen W., Zhang : Classification of epilepsy EEG signals using DWT-based envelope analysis and neural network ensemble, *Biomedical Signal Processing and Control*, Vol. 31, 2017, str. 57-36.
18. Ewert P., Kowalski Cz.T.: Zastosowanie analizy falkowej do diagnostyki łożysk tocznych silników indukcyjnych, *Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej*, Nr 66, 2012.

TECHNICAL ASPECTS OF EEG SIGNAL RECORDING AND ANALYSIS

Electroencephalography, as an electrophysiological method to record electrical activity of the brain, is commonly used in medicine and research areas. This article presents theoretical basics of EEG measurement. This method—is still being developed. The greatest emphasis is put on improvement of the measuring equipment and recording methods. The solutions to improve hardware and software are still sought. This article is divided into two main parts. The first part explains EEG recording and its clinical applications. Epilepsy is the most common neurological disorder. The future trends in the development of EEG are pointed out. In the second part spectral analysis tools are presented. The EEG signal has nonlinear and nonstationary properties In the paper, real EEG sequences described by a doctor as normal and epileptic (ictal) are used. The analysis is performed using fast Fourier transform and discrete wavelet transform. The power spectrum in each frequency band is calculated. The obtained average power spectral values allow to distinguish epileptic sequences. Spectral analysis is considered to be a potential tool that may aid in the diagnosis of neurological diseases.

Keywords: electroencephalograph, electrodes, spectral analysis.

WPŁYW TEMPERATURY BARWOWEJ NAJBLIŻSZEJ STANDARDOWYCH LAMP FLUORESCENCYJNYCH NA WARTOŚĆ BŁĘDU f_1 LUKSOMIERZY KLASY A

Przemysław TABAKA¹, Irena FRYC²

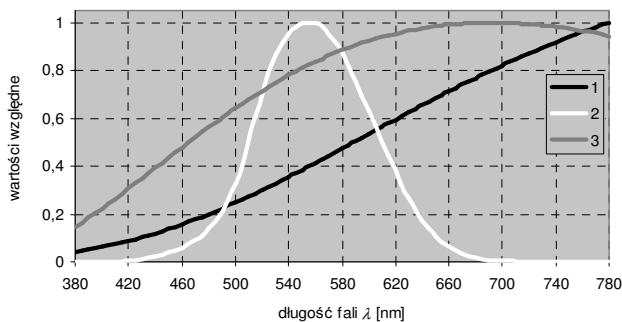
1. Politechnika Łódzka, Wydział Elektrotechniki, Elektroniki, Informatyki i Automatyki, Instytut Elektroenergetyki
tel.: 42 631 2610 e-mail: przemyslaw.tabaka@wp.pl
2. Politechnika Białostocka, Wydział Elektryczny, Katedra Elektroenergetyki Fotoniki i Techniki Światłowej
tel: 85 746 9407 e-mail: i.fryc@pb.edu.pl

Streszczenie: W artykule przeanalizowano zagadnienie wpływu barwy promieniowania (opisanej przy użyciu temperatury barwowej najbliższej) emitowanego przez lampy fluorescencyjne (światłówki wzorcowe) na wartość błędu f_1 luksomierzy klasy A. Wskazano, że wartość błędu f_1 , podana przed producenta w specyfikacji miernika, nie może być utożsamiana z różnicą pomiędzy wynikiem pomiaru a wielkością mierzoną tym luksomierzem. Przedstawiono również wyniki badań potwierdzające fakt, iż luksomierze tej samej klasy, nawet o tej samej wartości błędu f_1 , nie gwarantują uzyskania identycznych wskazań pomiarowych wartości natężenia oświetlenia. Wykazano także, że parametr f_1 (błąd korekcji widmowej) służący do klasyfikowania jakości luksomierzy nie może być traktowany jako miara dokładności przeprowadzonego pomiaru.

Słowa kluczowe: natężenie oświetlenia, korekcja widmowa, źródło światła, błąd luksomierza.

1. WPROWADZENIE

W metrologii wielkości świetlnych pomiary natężenia oświetlenia, dokonywane są przenośnymi fotometrami nazywanymi luksomierzami. Zgodnie z zaleceniami Międzynarodowej Komisji Oświetleniowej CIE, jednym z podstawowych wymagań konstrukcyjnych, jakie muszą spełniać luksomierze, jest ocena mierzonego promieniowania, która ma być zgodna z krzywą $V(\lambda)$ czułości widmowej standardowego obserwatora fotometrycznego (rys. 1) [1].



Rys. 1. Względne rozkłady widmowe: 1 – mocy promienistej iluminantu A, 2 – krzywa czułości widmowej $V(\lambda)$, 3 – czułości fotoogniwa krzemowego $Si(\lambda)$

Obecnie w konstrukcji luksomierzy wykorzystuje się półprzewodnikowe fotodiody krzemowe Si (pracujące na zasadzie fotoogniwa). Ich czułość widmowa (rys. 1), znacznie odbiega od wymaganej krzywej $V(\lambda)$. Oznacza to, że w celu dopasowania czułości fotoogniwa $Si(\lambda)$ do krzywej $V(\lambda)$ należy stosować optyczne filtry absorpcyjne. Skorygowanie detektora, na ogół nie jest możliwe przy zastosowaniu pojedynczego filtra. Dlatego, stosuje się zestawy tychże filtrów. Jednakże zarówno ze względów konstrukcyjnych jak i ekonomicznych, nie wykonuje się idealnego dopasowania czułości detektora do krzywej $V(\lambda)$.

2. KLASY LUKSOMIERZY

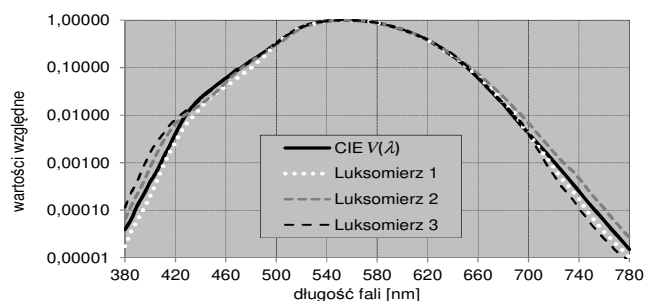
Informacją o jakości dopasowania widmowego luksomierza jest wartość błędu luksomierza f_1 [1]. Jest on wyznaczany na podstawie zależności (1) przy oświetlaniu powierzchni czynnej głowicy fotometrycznej luksomierza światłem iluminantu A (rys. 1) tj. promiennikiem temperaturowym, o temperaturze barwowej T_b wynoszącej 2856 K.

Wartość f_1 jest podstawą do zaszeregowania danego luksomierza do określonej klasy [1]. Informację na temat wartości błędu f_1 producenci podają w specyfikacji luksomierza. Istotnym faktem jest to, że wartość błędu f_1 oraz innych błędów luksomierza, nie może być utożsamiana z niepewnością pomiarową pomiarów natężenia oświetlenia luksomierzem [1].

$$f_1 = \frac{\int_{380}^{780} E_A(\lambda)V(\lambda)d\lambda}{\int_{380}^{780} E_A(\lambda)S(\lambda)d\lambda} \cdot \frac{\int_{380}^{780} V(\lambda)d\lambda}{\int_{380}^{780} S(\lambda)V(\lambda)d\lambda} \cdot 100\% \quad (1)$$

gdzie: $E_A(\lambda)$ – względny rozkład widmowy mocy promieniowania, przy którym przeprowadzono wzorcowanie głowicy fotometrycznej – iluminant A, $V(\lambda)$ – wymagana względna czułość widmowa głowicy fotometrycznej, $S(\lambda)$ – względna rzeczywista czułość widmowa głowicy fotometrycznej.

Za wzorcowe przyrządy laboratoryjne uważane są luksomierze, których wartość błędu f_1' nie przekracza 1,5%. Natomiast podczas weryfikacji parametrów oświetlenia elektrycznego, np. w celu sprawdzenia spełnienia wymagań określonych w normie [2], zazwyczaj wykorzystywane są mierniki klasy B oraz C. Wartości błędu f_1' dla luksomierzy klasy B zawierają się w przedziale $3\% < f_1' \leq 6\%$, a dla mierników klasy C przedział ten wynosi $6\% < f_1' \leq 9\%$. Luksomierze dla których wartość błędu f_1' jest większa od 1,5% ale nie przekracza 3%, zalicza się do fotometrów klasy A. Tego typu mierniki powszechnie stosowane są w laboratoriach fotometrycznych (podczas pomiarów np.: światłości, strumienia świetlnego). Na rysunku 2 zamieszczono krzywe czułości widmowej trzech komercyjnie dostępnych luksomierzy klasy A, o wartościach błędów f_1' wynoszących 2,47% (luksomierz oznaczony nr. 1) oraz 2,86% (luksomierz oznaczony jako 2 oraz luksomierz o nr. 3). Analizując czułości widmowe luksomierzy o nr. 2 oraz o nr. 3 można zauważyć, iż ich czułość widmowa różni się między sobą pomimo identycznej wartości błędu f_1' .



Rys. 2. Względne rozkłady czułości widmowej obserwatora normalnego CIE $V(\lambda)$ oraz trzech luksomierzy klasy A

3. BŁĄD LUKSOMIERZA WYNIKAJĄCY Z MIERZENIA PROMIENIOWANIA ŹRÓDEŁ ŚWIATŁA O INNYM NIŻ KALIBRACYJNY ROZKŁADZIE WIDMOWYM

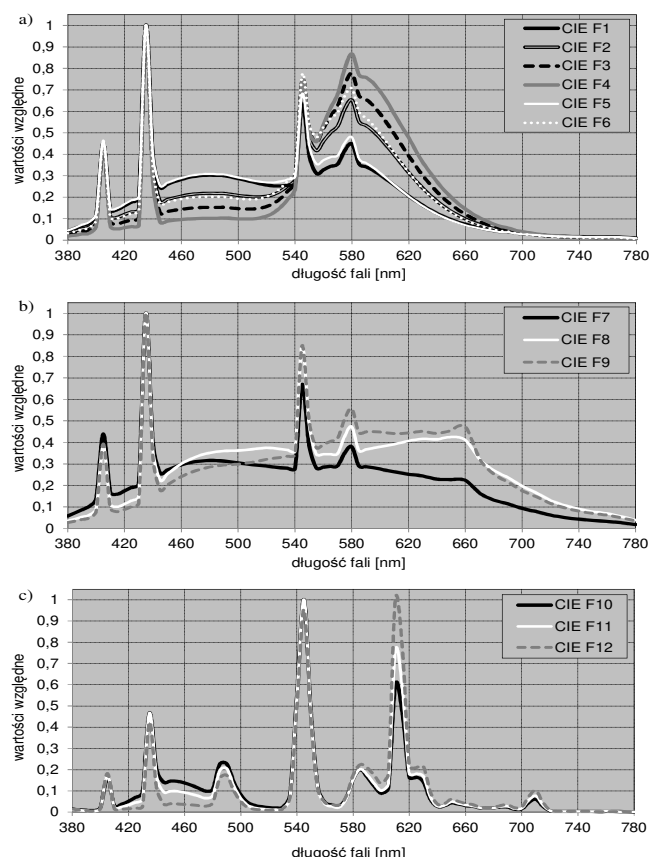
Przy pomiarach natężenia oświetlenia wywołanego światłem emitowanym przez lampy o innym charakterze rozkładu widmowego niż źródło kalibracyjne, CIE [1] zaleca wyznaczenie wartości błędu luksomierza oznaczanego jako f_1 (2).

$$f_1 = \frac{\int_{380}^{780} P_s(\lambda) S(\lambda) d\lambda \int_{380}^{780} E_A(\lambda) S(\lambda) d\lambda}{\int_{380}^{780} P_s(\lambda) V(\lambda) d\lambda \int_{380}^{780} E_A(\lambda) V(\lambda) d\lambda} - 1 \quad (2)$$

gdzie: $P_s(\lambda)$ – względny rozkład widmowy mocy mierzonego promieniowania, reszta oznaczeń identyczna jak zależności 1.

Międzynarodowa Komisja Oświetleniowa CIE, do celów testowania jakości przyrządów pomiarowych wielkości świetlnych, zaleca stosowanie lamp wzorcowych (iluminantów), których rozkłady widmowe są ściśle określone [1]. W celu określenia wartości błędu f_1 luksomierzy klasy A (rys. 2), przy mierzeniu nimi promieniowania emitowanego przez inne niż kalibracyjne źródło światła zastosowano wzorcowe iluminanty F (rys. 3). Pod względem spektralnym odpowiadają one popularnym lampom fluorescencyjnym (świetłówkom). CIE oznaczyła je

symbolami od F1 do F12. Parametry (współrzędne chromatyczne x, y , temperaturę barwową najbliższą T_{bn} oraz wskaźnik oddawania barw R_a [3]) emitowanego przez te lampy promieniowania zestawiono w tabeli 2.



Rys. 3. Względne rozkłady widmowe mocy promienistej świetlówek: a) standardowych, b) szerokopasmowych, c) trójpasmowych

Tabela 2. Parametry promieniowania emitowanego przez wzorcowe iluminanty F

Symbol	Współrzędne chromatyczne		T_{bn} [K]	R_a [-]
	x [-]	y [-]		
Klasyczne				
F1	0,3131	0,3371	6430	76
F2	0,3721	0,3751	4230	64
F3	0,4091	0,3941	3450	57
F4	0,4402	0,4032	2940	51
F5	0,3138	0,3452	6350	72
F6	0,3779	0,3882	4150	59
Szerokopasmowe				
F7	0,3129	0,3292	6500	90
F8	0,3458	0,3586	5000	95
F9	0,3741	0,3727	4150	90
Trójpasmowe				
F10	0,3458	0,3588	5000	81
F11	0,3805	0,3769	4000	83
F12	0,4370	0,4042	3000	83

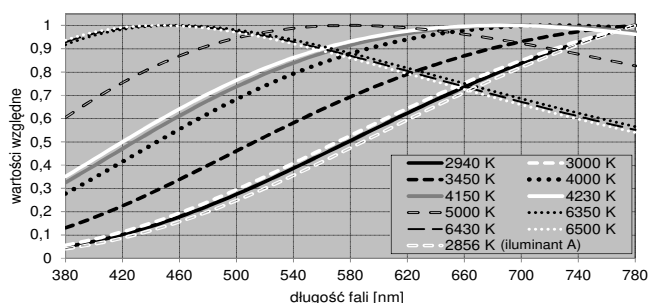
W celu stwierdzenia, czy występuje jakakolwiek korelacja pomiędzy wartością błędu f_1 luksomierza, a temperaturą barwową najbliższą T_{bn} mierzonych źródeł światła przeprowadzono obliczenia wartości tego błędu przy mierzeniu promieniowania emitowanego przez świetłówki wzorcowe (iluminanty F) o określonej temperaturze barwowej oraz promiennik temperaturowy (ciało czarne) o tej samej wartości temperatury barwowej. Rozkład

widmowy ciała czarnego jest opisany prawem Plancka (zal. (3)).

$$u(\lambda) = \frac{2c^2h}{\lambda^5} \cdot \frac{1}{e^{\frac{hc}{\lambda T}} - 1} \quad (3)$$

gdzie: c – prędkość światła w próżni, h – stała Plancka, λ – długość fali promieniowania, k – stała Boltzmana, T – temperatura ciała czarnego.

W celu porównania wartości błędów f_i , dla trzech głowic pomiarowych luksomierzy, wykorzystano promieniowanie dwunastu iluminantów wzorcowych (F1-F12) i odpowiadające im, pod względem wartości temperatury barwowej, rozkłady widmowe promieniowania emitowanego przez ciało czarne. Względne rozkłady widmowe mocy promienistej ciała czarnego zamieszczono na rysunku 4, a parametry świetlne je charakteryzujące zestawiono w tabeli 3.

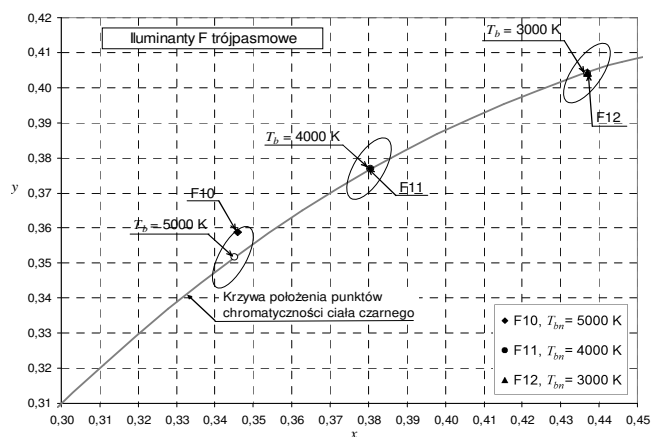
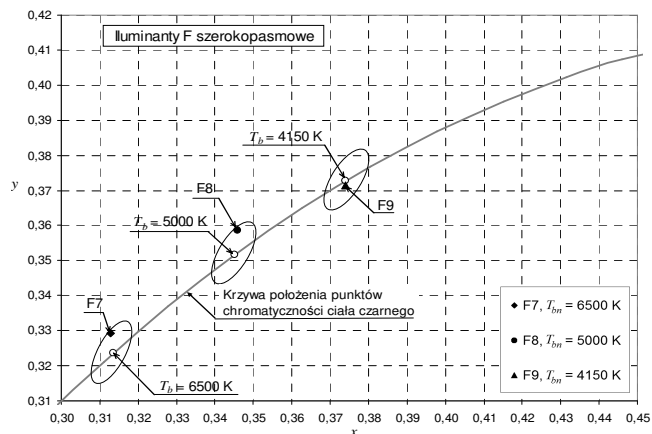
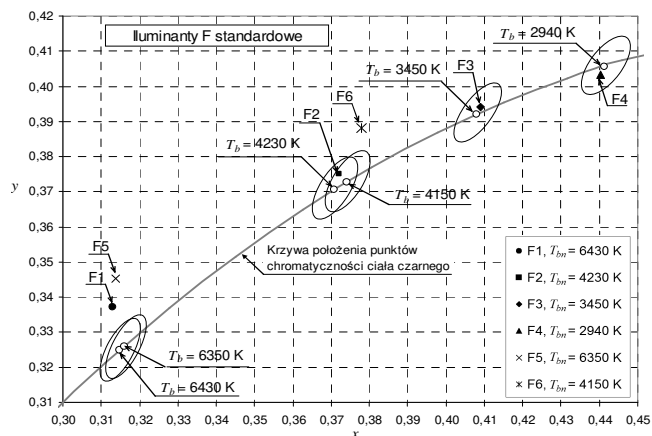


Rys. 4. Rozkłady widmowe promieniowania ciała czarnego oraz iluminantu A

Tabela 3. Parametry promieniowania emitowanego przez ciało doskonale czarne

L.p.	Współrzędne chromatyczne		T_b [K]	R_a [-]
	x [-]	y [-]		
1	0,4413	0,4055	2940	100
2	0,4369	0,4041	3000	100
3	0,4081	0,3921	3450	100
4	0,3805	0,3768	4000	100
5	0,3741	0,3727	4150	100
6	0,3709	0,3706	4230	100
7	0,3451	0,3516	5000	100
8	0,3160	0,3260	6350	98
9	0,3148	0,3248	6430	98
10	0,3136	0,3237	6500	98

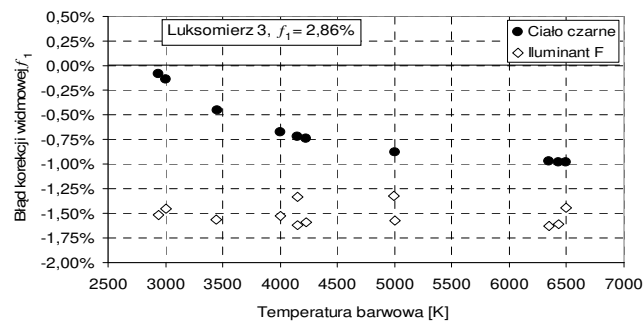
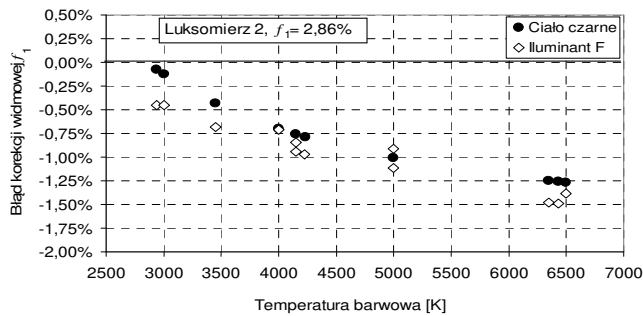
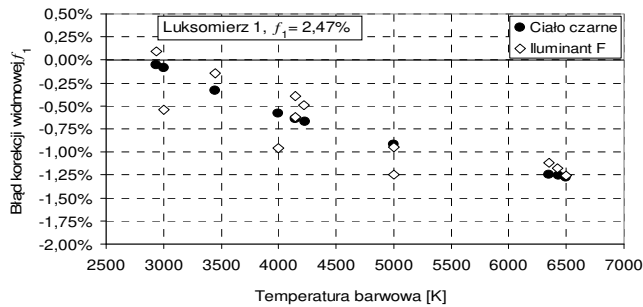
Na rysunku 5 zamieszczono położenie punktów chromatyczności iluminantów F oraz ciała czarnego o odpowiadającym im temperaturom barwowym. Dla poszczególnych punktów chromatycznych ciała czarnego wykreślono elipsy Mac Adama 3-go rzędu. Obrazując one obszar, w którym ludzkie oko nie odczuwa różnicy w odbieranej barwie rozważanych promieniowań. Większość punktów chromatyczności iluminantów F mieści się wewnątrz lub tuż przy granicy 3-ciej elipsy Mac Adama (rys. 5). Jedynie w przypadku świetlówek F1, F5 oraz F6 położenia ich punktów chromatyczności wykraczają poza obszar elipsy. Wskazuje to na fakt, iż występują wizualne różnice w odbieranej przez człowieka barwie światła tych świetlówek a barwie odpowiadających im pod względem wartości temperatury barwowej promienników temperaturowych charakteryzowanych rozkładem Plancka.



Rys. 5. Wykres chromatyczności (x, y) z naniesionymi punktami chromatyczności iluminantów F oraz ciała czarnego, elipsami Mac Adama

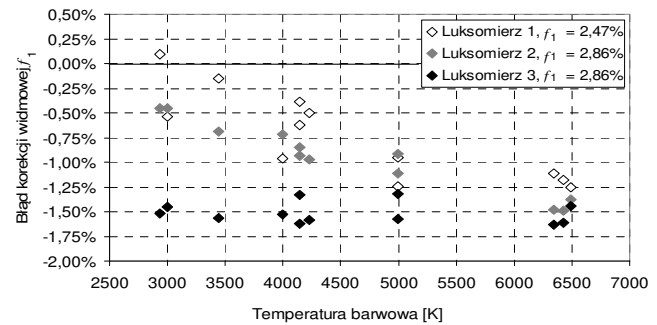
4. WPŁYW TEMPERATURY BARWOWEJ NAJBLIŻSZEJ PROMIENIOWANIA ŚWIETŁÓWKI NA WARTOŚĆ BŁĘDU POMIAROWEGO f_i

Korzystając z zależności (2) obliczono wartości błędów f_i trzech luksomierzy klasy A. Założono, że na powierzchni czynnej głowic fotometrycznych tych luksomierzy pada promieniowanie emitowane przez ciało czarne o określonej temperaturze barwowej, a następnie odpowiadające mu promieniowanie poszczególnych iluminantów F. Zestawienie wartości błędów f_i luksomierza klasy A, dla promieniowania emitowanego przez ciało czarne oraz iluminanty F zamieszczono na rysunku 6. Wartości błędów f_i trzech luksomierzy klasy A dla iluminantów F zamieszczono na rysunku 7.



Rys. 6. Wartości błędów f_1 przy pomiarach luksomierzami klasy A promieniowania emitowanego przez ciało czarne oraz iluminanty F

Dane zestawione na rysunku 6 wskazują, że wartość błędu f_1 luksomierza nie może być wielkością przypisaną do temperatury barwowej źródeł światła, bez uwzględnienia charakteru rozkładu widmowego mierzonego promieniowania. Ta sama wartość temperatury barwowej promiennika temperaturowego i świetlówki skutkuje innymi co do wartości błędami f_1 luksomierza. Ponadto, nawet w przypadku luksomierzy o tej samej wartości błędu korekcji widmowej f_1' , wartość błędu f_1 danego luksomierza różni się między sobą (rys. 7) nawet przy rozpatrywaniu tego samego źródła światła



Rys. 7. Wartości błędów f_1 przy pomiarach iluminantów F trzema rozpatrywanymi luksomierzami klasy A

W przypadku luksomierzy 1 i 2 wraz ze wzrostem temperatury barwowej mierzonych świetlówek można zauważyć wzrost błędu f_1 . Tymczasem przy pomiarach realizowanych luksomierzem 3 taka prawidłowość już nie występuje. Z pewnym przybliżeniem można przyjąć, że w przypadku tego luksomierza wartość błędu nie jest zależna od temperatury barwowej lampy.

Wobec faktu, że Międzynarodowa Komisja Oświetleniowa CIE jak dotąd nie opublikowała rozkładów widmowych lamp reprezentujących różne typy źródeł LED, w pracy uwzględniono wyłącznie serię standardowych lamp fluorescencyjnych. Wpływem promieniowania emitowanego przez źródła LED na wyniki pomiarów natężenia oświetlenia autorzy przewidują zająć się kolejnych pracach.

4. WNIOSKI

Z przeprowadzonych badań wynika, że wartość błędu f_1' podana przed producenta w specyfikacji miernika nie może być utożsamiana z różnicą pomiędzy wynikiem pomiaru a wielkością mierzoną tym luksomierzem. Ponadto mierniki tej samej klasy, a nawet charakteryzujące się tą samą wartością błędu f_1' , nie gwarantują uzyskania z pomiarów tej samej wartości natężenia oświetlenia. Wynika to faktu, iż każdy z luksomierzy nawet te o identycznej wartości błędu f_1' są obciążone inną wartością błędu f_1 .

5. BIBLIOGRAFIA

1. ISO/CIE 19476 Characterization of the performance of illuminance meters and luminance meters
2. PN-EN 12464-1:2012 Światło i oświetlenie
3. PN-E-01005:1990 Technika świetlna – Terminologia.

THE INFLUENCE OF COLOR TEMPERATURE OF STANDARD FLUORESCENT LAMPS ON PARAMETER f_1 OF CLASS A LUXMETERS

In the metrology of light parameters, measurements of light intensity are carried out with portable photometers called luxmeters. In photometric laboratories, class A luxmeters are usually used. When measuring light intensity produced by light source which differs from luxmeter calibration source, the measurement result is having error. The article analyzes the effect of color temperature emitted by CIE standard fluorescent lamps on the class A luxmeters f_1 error value. Also the black body radiation, described by Planck equation) was taken under considerations. It was shown that value of luxmeter f_1 error significantly depends on the type of lamp spectral distribution, as well as on the character of the spectral sensitivity curve of given luxmeter photometric head. It was pointed out that luxmeters of the same class, even characterized by the same vale of f_1' error, do not guarantee identical f_1 luxmeter error. Therefore, the error f_1' , given by the manufacturers of photometric heads, does not provide information on the measurement quality for all kind of light sources which could be measured in contemporary word.

Keywords: illuminance, spectral correction, lamp, luxmeter error.

UOGÓLNIONY MODEL MATEMATYCZNY PRZETWORNIKÓW JEDNOCZESNYCH ZMIAN DWÓCH PARAMETRÓW DWÓJNIKÓW RC / GC O WYJŚCIU CZĘSTOTLIWOŚCIOWYM

Lesław TOPÓR-KAMIŃSKI¹, Janusz GUZIK², Adam PILŚNIAK³

1. Politechnika Śląska, Katedra Metrologii, Elektroniki i Automatyki
tel.: 32 237 25 12, e-mail: leslaw.topor-kaminski@polsl.pl
2. Politechnika Śląska, Katedra Metrologii, Elektroniki i Automatyki
tel.: 32 237 29 91, e-mail: janusz.guzik@polsl.pl
3. Politechnika Śląska, Katedra Metrologii, Elektroniki i Automatyki
tel.: 32 237 26 54, e-mail: adam.pilsniak@polsl.pl

Streszczenie: W pracy przedstawiono uogólniony model matematyczny nowej klasy przetworników parametrów $\{(R;C), (C; tg\delta=\omega RC), (G;C); (C; tg\delta=G/\omega C)\}$ (dwójników RC postaci $Z = R+1/j\omega C$ lub dwójników GC postaci $Y = G+j\omega C$), pozwalających w oparciu o układ oscylatora kwadraturowego rzędu trzeciego (por. rysunek 1a,b) na jednoczesny pomiar tych dwóch parametrów, przy czym zmianom jednego z parametrów (C) odpowiadają zmiany wartości pulsacji ω sygnału wyjściowego przetwornika, natomiast zmianom wartości drugiego z parametrów ($R, G, tg\delta$) – odpowiednio – wzrost lub spadek wartości amplitudy U_1 i U_2 generowanych sygnałów. Wskazano przy tym na optymalne układy analizowanej klasy przetworników.

Słowa kluczowe: dwójnik typu RC / GC, przetwornik zmian parametrów impedancji – częstotliwość, oscylator kwadraturowy rzędu trzeciego, transkonduktancyjny wzmacniacz operacyjny (OTA).

1. WSTĘP

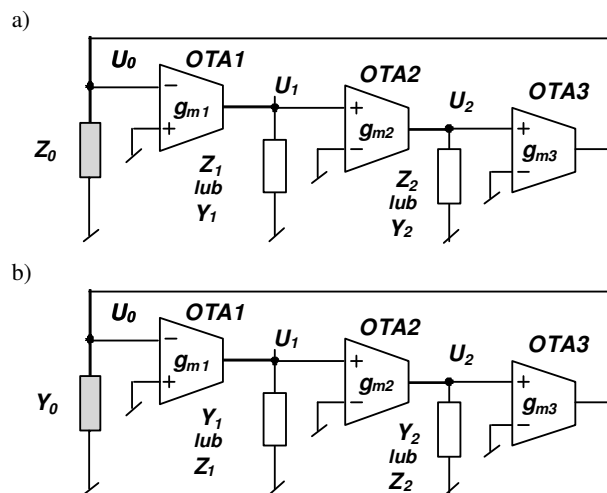
W literaturze (np. [1, 2]) opisanych jest wiele różnych metod pomiaru składowych impedancji Z dwójników RC postaci $Z = R+1/j\omega C$ lub admittancji Y dwójników GC postaci $Y = G+j\omega C$. Jedną z rozwijanych w ostatnim okresie klas przetworników są układy oparte o przetwarzanie parametrów impedancji - wybranych spośród par $\{(R;C), (C; tg\delta=\omega RC)\}$ lub $\{(G;C); (C; tg\delta=G/\omega C)\}$ - na częstotliwość, w których wykorzystywane są przeróżne konstrukcje oscylatorów [3]. Jednym z charakterystycznych, kluczowych kryteriów podziału takich przetworników jest między innymi rząd n równania charakterystycznego opisującego układ oscylatora [4, 5, 6, 7].

Dotychczas opracowywane przetworniki składowych impedancji na częstotliwość wykorzystywały zazwyczaj oscylatory rzędu $n=2$ i umożliwiały na ogół przetwarzanie tylko jednego parametru dwójników typu RC lub GC [3].

Z kolei zastosowanie oscylatorów rzędu trzeciego, tj. o $n=3$, pozwala na zarówno mniejszą zawartość wyższych harmonicznych w wytwarzanych oscylacjach [8], jak i na zasygnalizowaną w pracy [9] możliwość jednoczesnego pomiaru dwóch parametrów takich dwójników.

2. PODSTAWOWE ZALEŻNOŚCI

W dalszym ciągu w niniejszym artykule zaprezentowano opis uogólnionego modelu matematycznego analizowanej klasy przetworników do jednoczesnego pomiaru dwóch parametrów dwójników zarówno typu RC jak i GC - zilustrowanych odpowiednio na rys. 1a,b.



Rys. 1. Przetwornik jednoczesnych zmian parametrów dwójników RC / GC postaci: $\{(R_0;C_0), (C_0;tg\delta_0)\}$ (a) oraz $\{(G_0;C_0), (C_0;tg\delta_0)\}$ (b)

Wykorzystano do tego celu układ oscylatora kwadraturowego rzędu $n=3$ z zastosowaniem 3 transkonduktancyjnych wzmacniaczy operacyjnych OTA1 – OTA3 [8, 9].

Pracę układu przetwornika według rysunku 1a,b opisuje równanie charakterystyczne rzędu $n=3$ postaci: $a_0 + a_1s + a_2s^2 + a_3s^3 = 0$, co pozwala na określenie zawartych w tabelach 1 i 2 wartości pulsacji oscylacji $\omega = \omega_G = \omega_0$ [8, 9]:

$$\omega_G = \sqrt{a_0/a_2} \quad (1a)$$

$$\omega_0 = \sqrt{a_1/a_3} \quad (1b)$$

Tabela 1. Zestawienie wartości danych $\omega=\omega_G=\omega_0$ dla przetwornika parametrów dwójników RC wg rys.1a

$\omega = f(C_0) = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}(R_0C_0 + R_1C_1 + R_2C_2)}{C_0C_1C_2 + g_{m1}g_{m2}g_{m3}R_0C_0R_1C_1R_2C_2}}$	$Z_0-Z_1-Z_2$
$(R_1 = 0; R_2C_2 \gg R_0C_0):$	Wariant
$\omega = f(C_0) = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}R_2}{C_0C_1}}$	
$(R_2 = 0; R_1C_1 \gg R_0C_0):$	
$\omega = f(C_0) = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}R_1}{C_0C_2}}$	
$\omega = f(C_0) = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}(R_0C_0 + R_2C_2)}{C_0C_1C_2}}$	$Z_0-Y_1-Z_2$
$R_2C_2 \gg R_0C_0:$	Wariant
$\omega = f(C_0) = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}R_2}{C_0C_1}}$	
$\omega = f(C_0) = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}(R_0C_0 + R_1C_1)}{C_0C_1C_2}}$	$Z_0-Z_1-Y_2$
$R_1C_1 \gg R_0C_0:$	Wariant
$\omega = f(C_0) = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}R_1}{C_0C_2}}$	
$\omega = f(C_0) = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{G_1C_0C_2 + G_2C_0C_1}}$	$Z_0-Y_1-Y_2$
$G_1 = 0:$	Wariant
$\omega = f(C_0) = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{G_2C_0C_1}}$	
$G_2 = 0:$	
$\omega = f(C_0) = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{G_1C_0C_2}}$	

Sygnałami wyjściowymi przetworników wg rysunku 1a,b są tutaj napięcia U_1 oraz U_2 , przy czym występuje dla nich cecha typowa dla oscylatorów kwadraturowych, tj. przesunięcie fazowe tych napięć względem siebie o kąt $\pi/2$ [4, 5, 6, 7].

W cytowanych już pracach [8,9] pokazano, że dla relacji $\omega=\omega_G=\omega_0$ mamy do czynienia z sygnałami sinusoidalnymi U_1 lub U_2 o jednakowej amplitudzie, co można względnie łatwo stwierdzić doświadczalnie oscyloskopem dwukanałowym metodą krzywych Lissajoux [1, 2]. Ma to miejsce wtedy, gdy [9]:

Tabela 2. Zestawienie wartości danych $\omega=\omega_G=\omega_0$ dla przetwornika parametrów dwójników GC wg rys.1b

$Y_0-Y_1-Y_2$	$\omega = f(C_0) = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{G_0C_1C_2 + G_2C_0C_1 + G_1C_0C_2}}$
Wariant	$(G_1 = 0; G_2C_0 \gg G_0C_2):$
	$\omega = f(C_0) = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{G_2C_0C_1}}$
	$(G_2 = 0; G_1C_0 \gg G_0C_1):$
	$\omega = f(C_0) = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{G_1C_0C_2}}$
$Y_0-Z_1-Y_2$	$\omega = f(C_0) = \sqrt{\frac{G_0G_2C_1 + g_{m1}g_{m2}g_{m3}R_1C_1}{C_0C_1C_2}}$
Wariant	$G_2 = 0:$
	$\omega = f(C_0) = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}R_1}{C_0C_2}}$
$Y_0-Y_1-Z_2$	$\omega = f(C_0) = \sqrt{\frac{G_0G_1C_2 + g_{m1}g_{m2}g_{m3}R_2C_2}{C_0C_1C_2}}$
Wariant	$G_1 = 0:$
	$\omega = f(C_0) = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}R_2}{C_0C_1}}$
$Y_0-Z_1-Z_2$	$\omega = f(C_0) = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}(R_1C_1 + R_2C_2)}{C_0C_1C_2}}$
Wariant	$R_1 = 0:$
	$\omega = f(C_0) = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}R_2}{C_0C_1}}$
	$R_2 = 0:$
	$\omega = f(C_0) = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}R_1}{C_0C_2}}$

$$\frac{a_0}{a_2} = \frac{a_1}{a_3} \quad (2)$$

Warto podkreślić, że brak spełnienia warunku (2) prowadzi wprost do powstania łatwo stwierdzalnych tłumionych lub narastających oscylacji o wartości pulsacji ω . W dalszym ciągu w tabelach 3 i 4 zestawiono szczegółowe postacie warunku (2).

3. WYBÓR OPTYMALNEJ POSTACI RÓWNAŃ PRZETWARZANIA UOGÓLNIENEGO MODELU ANALIZOWANEJ KLASY PRZETWORNIKÓW PARAMETRÓW DWÓJNIKÓW RC / GC

Równania przetwarzania dla uogólnionego modelu przetworników parametrów dwójników RC / GC według rysunku 1a,b są tutaj następujące. Wartość składowej biernej C_0 przetwarzana jest wprost na częstotliwość (tub: pulsację $\omega=\omega_G=\omega_0$), zgodnie z wzorami zawartymi w tabelach 1 i 2 typu $\omega = f(C_0) = k/\sqrt{C_0}$, gdzie k jest pewną stałą.

Tabela 3. Zestawienie szczegółowych postaci warunku (2) dla przetwornika parametrów dwójników RC wg rys.1a

$Z_0-Z_1-Z_2$	$\frac{1}{R_0 C_0 (R_1 C_1 + R_2 C_2) + R_1 C_1 R_2 C_2} =$ $= \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3} (R_0 C_0 + R_1 C_1 + R_2 C_2)}{C_0 C_1 C_2 + g_{m1} g_{m2} g_{m3} R_0 C_0 R_1 C_1 R_2 C_2}$
Wariant	$(R_1 = 0; R_2 C_2 \gg R_0 C_0):$ $R_0 = \frac{C_1}{R_2^2 C_2 g_{m1} g_{m2} g_{m3}} = g(C_2);$ $tg \delta_0 = \frac{1}{\omega R_2 C_2} = \frac{1}{tg \delta_2} = h(C_2)$
	$(R_2 = 0; R_1 C_1 \gg R_0 C_0):$ $R_0 = \frac{C_2}{R_1^2 C_1 g_{m1} g_{m2} g_{m3}} = g(C_1);$ $tg \delta_0 = \frac{1}{\omega R_1 C_1} = \frac{1}{tg \delta_1} = h(C_1)$
$Z_0-Y_1-Z_2$	$\frac{1}{G_1 C_0 C_2 + g_{m1} g_{m2} g_{m3} R_0 C_0 R_2 C_2} = \frac{R_0 C_0 + R_2 C_2}{C_0 C_1 C_2}$
Wariant	$R_2 C_2 \gg R_0 C_0:$ $R_0 = \frac{C_1 - R_2 G_1 C_2}{R_2^2 C_2 g_{m1} g_{m2} g_{m3}} = g(C_2);$ $tg \delta_0 = \frac{1}{tg \delta_2} \frac{C_1 - R_2 G_1 C_2}{C_1} = h(C_2)$
$Z_0-Z_1-Y_2$	$\frac{1}{G_2 C_0 C_1 + g_{m1} g_{m2} g_{m3} R_0 C_0 R_1 C_1} = \frac{R_0 C_0 + R_1 C_1}{C_0 C_1 C_2}$
Wariant	$R_1 C_1 \gg R_0 C_0:$ $R_0 = \frac{C_2 - R_1 G_2 C_1}{R_1^2 C_1 g_{m1} g_{m2} g_{m3}} = g(C_1);$ $tg \delta_0 = \frac{1}{tg \delta_1} \frac{C_2 - R_1 G_2 C_1}{C_2} = h(C_1)$
$Z_0-Y_1-Y_2$	$\frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{G_1 C_0 C_2 + G_2 C_0 C_1} = \frac{G_1 G_2 C_0 + g_{m1} g_{m2} g_{m3} R_0 C_0}{C_0 C_1 C_2}$
Wariant	$G_1 = 0:$ $R_0 = \frac{C_2}{G_2 C_0};$ $tg \delta_0 = \frac{\omega C_2}{G_2} = \frac{1}{tg \delta_2} = h(C_2)$
	$G_2 = 0:$ $R_0 = \frac{C_1}{G_1 C_0};$ $tg \delta_0 = \frac{\omega C_1}{G_1} = \frac{1}{tg \delta_1} = h(C_1)$

Wartość składowej czynnej R_0 lub G_0 lub współczynnika strat dielektrycznych $tg \delta_0 = \omega R_0 C_0$ oraz $tg \delta_0 = G_0 / \omega C_0$ wyznaczana jest z równości amplitud sygnału U_1 i U_2 , tj. warunku (2) (por. tabele 3 i 4).

Innymi słowy oznacza to, że w strukturach uogólnionego modelu przetworników będą występowały dodatkowe elementy nastawne ζ , pozwalające na uzyskanie relacji: $U_1 = U_2$. Zatem matematycznym warunkiem wyboru elementów nastawnych ζ , jest dla par funkcji:

$$\left. \begin{aligned} \omega &= f(C_0) \\ R_0 \text{ lub } G_0 &= g(\zeta) \end{aligned} \right\}. \quad (3a)$$

$$\left. \begin{aligned} \omega &= f(C_0) \\ tg \delta_0 &= h(\zeta) \end{aligned} \right\}. \quad (3b)$$

Tabela 4. Zestawienie szczegółowych postaci warunku (2) dla przetwornika parametrów dwójników GC wg rys.1b

$Y_0-Y_1-Y_2$	$\frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{G_0 C_1 C_2 + G_2 C_0 C_1 + G_1 C_0 C_2} =$ $= \frac{G_0 G_1 C_2 + G_0 G_2 C_1 + G_1 G_2 C_0}{C_0 C_1 C_2}$
Wariant	$(G_1 = 0; G_2 C_0 \gg G_0 C_2):$ $G_0 = \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3} C_2}{G_2^2 C_1} = g(C_2);$ $tg \delta_0 = \frac{\omega C_2}{G_2} = \frac{1}{tg \delta_2} = h(C_2)$
	$(G_2 = 0; G_1 C_0 \gg G_0 C_1):$ $G_0 = \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3} C_1}{G_1^2 C_2} = g(C_1);$ $g \delta_0 = \frac{\omega C_1}{G_1} = \frac{1}{tg \delta_1} = h(C_1)$
$Y_0-Z_1-Y_2$	$\frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{G_0 C_1 C_2 + G_2 C_0 C_1} = \frac{G_0 G_2 C_1 + g_{m1} g_{m2} g_{m3} R_1 C_1}{C_0 C_1 C_2}$
Wariant	$G_2 = 0:$ $G_0 = \frac{C_0}{R_1 C_1};$ $tg \delta_0 = \frac{1}{\omega R_1 C_1} = \frac{1}{tg \delta_1} = h(C_1)$
$Y_0-Y_1-Z_2$	$\frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{G_0 C_1 C_2 + G_1 C_0 C_2} = \frac{G_0 G_1 C_2 + g_{m1} g_{m2} g_{m3} R_2 C_2}{C_0 C_1 C_2}$
Wariant	$G_1 = 0:$ $G_0 = \frac{C_0}{R_2 C_2};$ $tg \delta_0 = \frac{1}{\omega R_2 C_2} = \frac{1}{tg \delta_2} = h(C_2)$
$Y_0-Z_1-Z_2$	$\frac{1}{G_0 C_1 C_2 + R_1 R_2 C_1 C_2 g_{m1} g_{m2} g_{m3}} = \frac{R_1 C_1 + R_2 C_2}{C_0 C_1 C_2}$
Wariant	$R_1 = 0:$ $G_0 = \frac{C_0}{R_2 C_2};$ $tg \delta_0 = \frac{1}{\omega R_2 C_2} = \frac{1}{tg \delta_2} = h(C_2)$
	$R_2 = 0:$ $G_0 = \frac{C_0}{R_1 C_1};$ $tg \delta_0 = \frac{1}{\omega R_1 C_1} = \frac{1}{tg \delta_1} = h(C_1)$

jest kryterium (i), by $\partial f / \partial \zeta = 0$, $\partial g / \partial C_0 = 0$ i $\partial h / \partial C_0 = 0$. Odpowiada to wyborowi nastaw uwidoczniionych po prawej stronie kolumn tabel 3 i 4 (brak zaznaczenia symbolizuje niespełnienie tego kryterium). Możliwości pomiaru parametrów określonych układem (3a) nie posiadają natomiast układy przetworników oznaczone symbolami: $Z_0-Y_1-Y_2$, $Y_0-Z_1-Y_2$, $Y_0-Y_1-Z_2$, i $Y_0-Z_1-Z_2$.

Kryterium (ii) dotyczy z kolei wyboru układu o jak najmniejszej liczbie wielkości wpływowych występujących w równaniach przetwarzania (3a) -(3b). Wtedy to z uwagi na złożoność równań przetwarzania, porównywalne są układy $Z_0-Z_1-Z_2$, $Y_0-Y_1-Y_2$, natomiast zdecydowanie należy wykluczyć układy oznaczone symbolami: $Z_0-Y_1-Z_2$ oraz $Z_0-Z_1-Y_2$.

Trzecim kryterium (iii) jest maksymalizacja czułości przetwarzania przez przetwornik parametru C_0 , tj. $k \rightarrow \max$.

I tutaj (por. tablice 1 i 2) właściwości wszystkich układów są pod tym względem porównywalne.

4. WNIOSKI KOŃCOWE

Ważną zaletą przyjętej realizacji przetworników według rysunku 1a,b jest możliwość pomiaru w tym samym czasie 2 składowych impedancji pasywnego dwójnika typu RC/GC postaci: $\{(R_0, C_0), (G_0, C_0), (C_0, tg\delta_0)\}$ przy czym jeden z tych parametrów jest przetwarzany wprost na częstotliwość (pulsację ω – por. tablice 1 i 2), natomiast drugi parametr wyznaczany jest na podstawie warunku (2) przy stałości amplitud sygnałów sinusoidalnych U_1 lub U_2 .

Wtedy to koniecznym jest jednak wskazanie elementu nastawnego ζ (tu: C_1 lub C_2 – por. tablice 3 i 4).

Omawiane układy przetworników można przy tym łatwo zautomatyzować i przystosować np. do pomiarów różnicowych, wykorzystując zalety tego typu pomiaru [1,2].

Reasumując – optymalnymi przetwornikami do pomiaru składowych $(R_0, C_0), (G_0, C_0)$ są układy $Z_0-Z_1-Z_2, Y_0-Y_1-Y_2$, natomiast do przetwarzania parametrów $(C_0, tg\delta_0)$ – odpowiednio – układy $Y_0-Z_1-Y_2, Y_0-Y_1-Z_2, Y_0-Z_1-Z_2$. W tym ostatnim przypadku dodatkową zaletą jest mało krytyczny dobór nastaw wartości $tg\delta_{1,2} = 1/tg\delta_0$.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Szadkowski B.: Synteza metod pomiaru immitancji, Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka, Nr 93 (802), Gliwice 1984.
2. Tumański S.: Principles of electrical measurement, CRC Press, Taylor & Francis Group, New York, London 2006.
3. Rybin Y. K.: Measuring signal generators, Springer International Publishing AG Switzerland, Zürich 2014.
4. Ahmed M. T., Khan I. A., Minhaj N.: On transconductance – C quadrature oscillators, International Journal of Electronics, Issue 2, Vol. 83, 1997, s. 201-208.
5. Chaturvedi B., Maheshwari S.: Third order quadrature oscillator circuit with current and voltage outputs, ISRN Electronics, Article ID:385062, 2013, s. 1-8.
6. Pandey R. et. al.: OTRA based voltage mode third order quadrature oscillator, ISRN Electronics, Article ID:126471, 2014, s. 1-5.
7. Pandey N., Pandey R.: Approach for third order quadrature oscillator realisation, IET Circuits, Devices and Systems, Issue 3, Vol.9, 2015, s.161-171.
8. Topór-Kamiński L.: Wielozadaniowe wzmacniacze operacyjne w układach oscylacyjnych, Wydawnictwo Pomiar, Automatyka, Kontrola, Warszawa 2008.
9. Topór-Kamiński L., Guzik J., Pilśniak A.: Struktury przetworników jednoczesnych zmian dwóch parametrów dwójników RC o wyjściu częstotliwościowym, Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki PG, Nr 54, Gdańsk 2017, s. 225-228.

GENERALIZED MODEL OF SIMULTANEOUS TWO PARAMETER CHANGES OF TWO-PORT RC / GC NETWORK CONVERTER WITH FREQUENCY OUTPUT

In the paper the generalized model of simultaneous new two parameter $\{(R;C), (C; tg\delta=\omega RC), (G;C); (C; tg\delta=G/\omega C)\}$ changes (of two-port RC given in form $Z = R+1/j\omega C$ or GC network given in form $Y = G+j\omega C$) converter with frequency output is presented. The converter is based on third order quadrature oscillator (see Fig.1a,b) where one of the measuring two-port parameter (C) is converted into frequency ω , however second parameter changes (R, G, tg δ) – suitably converted – to the growth or the fall of amplitude value U_1 or U_2 of generated signals. The advantages of proposed optimal converter realization variant circuits were indicated

Keywords: impedance component changes-to-frequency converter, quadrature oscillator, transconductance amplifier (OTA).

WYSOKONAPIĘCIOWY DZIELNIK REZYSTANCYJNY

Jarosław WALCZAK¹, Krzysztof PACHOLSKI², Radosław KOWALCZYK³

1. INSTOM sp. z o.o. Łódź
tel.: 721 292 080 e-mail: jaroslaw.walczak.jw@gmail.com
2. Politechnika Łódzka, Wydział Elektrotechniki, Elektroniki, Informatyki i Automatyki
tel.: 604 113 444 e-mail: krzysztof.pacholski@p.lodz.pl
3. ZRE."ZWAR" Łódź
tel.: 696 46 48 29 e-mail: powiernictwoinwestycyjne@gmail.com

Streszczenie: Wysokonapięciowy dzielnik rezystancyjny ma za zadanie obniżyć wartość napięcia do poziomu akceptowanego przez przyrządy pomiarowe. Wraz ze wzrostem napięcia wejściowego i prędkości jego zmian w czasie wzrasta wpływ pojemności na dokładność wskazań dzielnika. Rozwiązaniem jest kompensacja dzielnika. Dzielnik wykonany z elementów o takiej samej impedancji będzie dzielnikiem skompensowanym. W takim przypadku błąd wskazań będzie związany z czasem odpowiedzi dzielnika na sygnał wejściowy. Teoretyczny dzielnik napięcia jest elementem inercyjnym pierwszego rzędu. Należy zaznaczyć, że w rzeczywistych warunkach dzielnik pracuje w pewnym układzie pomiarowym i w praktyce nie można go rozpatrywać samodzielnie. Zastosowanie układów automatyki do regulacji parametrów elementów kompensacyjnych dzielnika może być rozwiązaniem na zmniejszenie błędów pomiarowego.

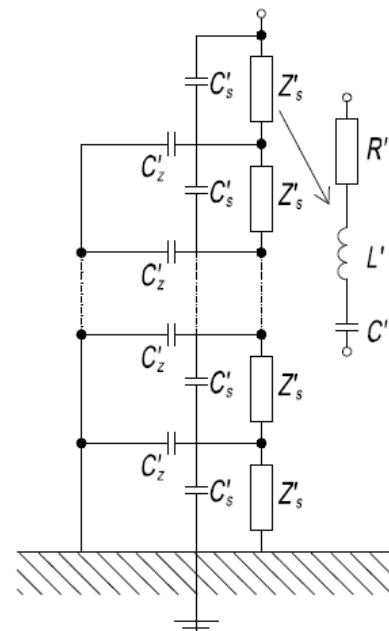
Słowa kluczowe: Dzielnik rezystancyjny. Pojemność doziemna. Transmitancja dzielnika.

1. DZIELNIKI POMIAROWE

Zadaniem napięciowego dzielnika pomiarowego jest obniżenie wartości mierzonego napięcia do wartości napięcia dostosowanej do zakresu przyrządu pomiarowego. Przekładnia dzielnika to iloraz napięcia doprowadzonego do dzielnika do napięcia na jego wyjściu. Teoretycznie przy dzielniku wykonanym z identycznych elementów, o jednakowej impedancji, wyznaczenie przekładni nie stanowi żadnego problemu. W takim przypadku przekładnia zależy tylko od liczby elementów dzielnika. Problem z wyznaczeniem przekładni dzielnika na podstawie jego impedancji wzrasta wraz ze wzrostem wartości napięcia wejściowego U_1 , jak również jego zmian w czasie du/dt . Dla wysokich wartości napięcia i wraz ze wzrostem częstotliwości znaczną rolę zaczynają odgrywać pojemności występujące w układzie dzielnika związane z połączeniami jego elementów, jak i pojemnością występującą pomiędzy elementami dzielnika, a ziemią. Należy również pamiętać o występowaniu indukcyjności elementów i ich połączeń. Rysunek 1 przedstawia schemat zastępczy dzielnika z uwzględnieniem impedancji i pojemności występujących w układzie rzeczywistego dzielnika napięcia.

W technice wysokonapięciowej do pomiarów napięcia wykorzystywane są dzielniki rezystancyjne, pojemnościowe

i rezystancyjno-pojemnościowe. Dzielniki rezystancyjne nadają się do pomiaru napięć stałych, przemiennych i udarowych. Dzielniki pojemnościowe wykorzystywane są do pomiaru napięć udarowych i przemiennych. Wysokość kolumny dzielnika zależy od rodzaju i wartości napięcia wejściowego. Dla napięć przemiennych wysokość kolumny dzielnika to minimum 5 mm/kV wartości skutecznej napięcia. Dla dzielnika na napięcie 400 kV wysokość kolumny dzielnika to ponad $2,5 \text{ m}$, a wraz z konstrukcją i zaciskami to prawie 4 m wysokości. Dla udarów łączeniowych przyjmuje się wysokość kolumny dzielnika 4 mm/kV , dla napięć stałych 3 mm/kV , dla udarów piorunowych około $2,5 \text{ mm/kV}$ wartości napięcia. [1] [2] [6]

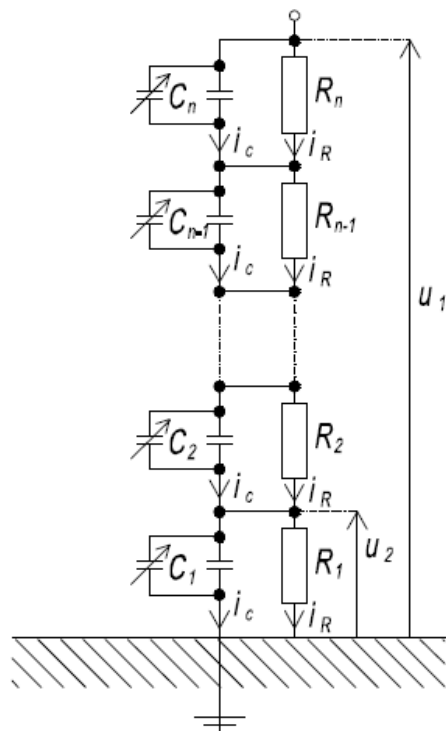


Rys.1. Schemat zastępczy dzielnika uwzględniający impedancję [1]

Na rysunku 1 oznaczono odpowiednio pojemność doziemną poszczególnych członów dzielnika jako C'_z , C'_s to pojemność międzyelementowa elementów dzielnika, a Z'_s to impedancja członu dzielnika o parametrach rezystancji R' , indukcyjności L' i pojemności C' .

2. DZIELNIK REZYSTANCYJNY

W dzielnikach rezystancyjnych można w znacznym stopniu zniwelować wpływ indukcyjności poprzez odpowiednie wykonanie rezystorów składających się na kolumnę dzielnika. Ponadto na dokładność podziału dzielnika indukcyjność ma znacznie mniejszy wpływ niż pojemności. Pojemności międzyelementowe są wielokrotnie mniejsze od pojemności doziemnych. Fakt ten w pewnym uproszczeniu pozwala na pominięcie pojemności międzyelementowych. Znacznie uprościć się wówczas obliczenia związane z wyznaczeniem czasu odpowiedzi dzielnika na sygnał wejściowy. Aby wyeliminować wpływ pojemności w poszczególnych członach dzielnika na jego dokładność podziału napięcia niezależnie od częstotliwości możliwym rozwiązaniem jest skompensowanie dzielnika. Dzielnik wykonany z elementów o takiej samej impedancji będzie dzielnikiem skompensowanym. W takim dzielniku przesunięcia fazowe pomiędzy prądem i napięciem na każdym z członów dzielnika będą identyczne. Uproszczony schemat układu skompensowanego częstotliwościowo dzielnika przedstawia rysunek 2. W tym przypadku dzielnik ma charakter mieszany, rezystancyjno-pojemnościowy.



Rys. 2. Schemat skompensowanego częstotliwościowo dzielnika rezystancyjnego

Pojemności oznaczone na rysunku 2, C_1 do C_n to pojemności poszczególnych członów dzielnika, na schemacie przedstawione jako równoległe połączenie kondensatora stałego, reprezentującego pojemność własną członu dzielnika i kondensatora nastawnego, jako elementu kompensacyjnego. Rezystancje członów dzielnika oznaczono jako R_1 do R_n . Prąd i_c jest prądem płynącym przez pojemności poszczególnych członów dzielnika. Prąd i_R jest prądem płynącym przez rezystancję. W dzielniku skompensowanym, w każdym z członów płyną prądy pojemnościowe i rezystancyjne o takich samych wartościach. Odpowiednio napięcie na wejściu i na wyjściu dzielnika oznaczono jako u_1 i u_2 . Przy założeniu, że przez pojemności będzie płynął taki sam prąd, pojemność poszczególnych członów dzielnika nie wpłynie na jego

dokładność podziału napięcia. Rezystancja w członach dzielnika będzie skompensowana, gdy stałe czasowe tych członów będą sobie równe. Czyli będzie spełniona zależność opisane wzorami (1) (2) (3).

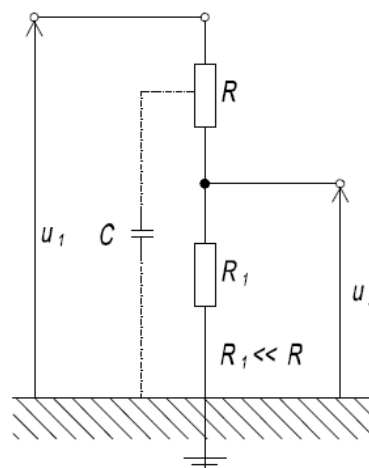
$$\tau_1 = \tau_2 \quad (1)$$

$$\tau_1 = \sum_{k=2}^n R_k \cdot \left(\sum_{k=2}^n \frac{1}{C_k} \right)^{-1} \quad (2)$$

$$\tau_2 = R_1 \cdot C_1 \quad (3)$$

We wzorach (1) (2) (3) oznaczono jako τ_1 stałą czasową $(n-1)$ elementów członu wejściowego i τ_2 stałą czasową członu wyjściowego dzielnika. Dobór odpowiedniej pojemności kondensatorów można wyznaczyć porównując kształt sygnału na wejściu i na wyjściu dzielnika, a w przypadku dzielnika wieloczłonowego na wybranych odpowiednio członach dzielnika. Odpowiednim sygnałem jest tu sygnał prostokątny. W praktyce o kształcie jak najbardziej zbliżonym do kształtu prostokątnego. Warunek równości stałych czasowych będzie spełniony gdy kształty przebiegu sygnałów na wejściu i na wyjściu będą jednakowe lub przynajmniej zbliżone do siebie. [3]

Pojemności doziemne, które nie sposób pominąć w przypadku pomiaru wysokich napięć, wpływają na błąd dzielnika związany z jego czasem odpowiedzi na sygnał wejściowy. Można uprościć układ, nie zmieniając jego czasu odpowiedzi, poprzez dobór odpowiedniej zastępczej pojemności w połowie wysokości dzielnika. Wartość zastępczej pojemności doziemnej C to $2/3C_z$. Gdzie C_z jest sumą rozłożonych pojemności doziemnych C'_z przedstawionych na rysunku 1. Wartość pojemności zastępczej C w odniesieniu do pojemności C_z wyznaczono porównując czasy odpowiedzi dzielnika na sygnał wejściowy dla układu z rysunku 1 i układu z rysunku 3, na którym przedstawiono uproszczony schemat dzielnika rezystancyjnego z zaznaczoną pojemnością zastępczą C . [1]



Rys.3. Schemat dzielnika rezystancyjnego z zastępczą pojemnością doziemną

W rzeczywistych układach dzielnika rezystancyjnego przyjmuje się pojemność doziemną $C_z=10pF$ na $1m$ wysokości kolumny dzielnika, a rezystancję $R=10k\Omega$. W celu zmniejszenia wpływu pojemności doziemnych i zapewnienia lepszej równomierności rozkładu napięcia wzdłuż dzielnika, stosuje się metalowe ekrany, w kształcie pierścieni o odpowiedniej konstrukcji, montowane w górnej

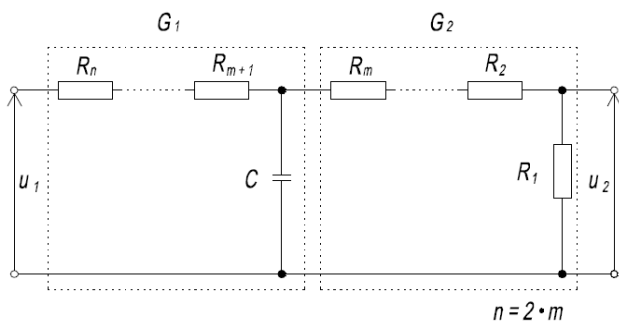
części denominatora. Rozwiązanie takie skraca stałą czasową denominatora i zmniejsza jego błędy związane z przetworzeniem sygnału. Stała czasowa jest wprost proporcjonalna do rezystancji i pojemności doziemnej denominatora. [1]

$$T = \frac{R \cdot C_z}{4}, \quad T = \frac{R \cdot C}{6} \quad (4)$$

Wzór (4) opisuje stałą czasową układu denominatorów przedstawionych na rysunku 1 i rysunku 3. Zmniejszenie rezystancji układu zmniejsza stałą czasową denominatora, ale wpływa na zwiększenie strat mocy w denominatoru. Więcej ciepła wydzieli się na rezystancji i większy będzie wpływ temperatury na parametry elementów denominatora. Zmniejszenie pojemności doziemnej również zmniejsza stałą czasową, ale wyznacznikiem tego parametru jest wysokość kolumny denominatora i jej kształt. [4]

3. TRANSMITANCJA DENOMINATORA

Denominator jest układem liniowy opisanym transmitancją. Należy zaznaczyć, że w rzeczywistych warunkach denominator pracuje w pewnym układzie pomiarowym i w praktyce nie można go rozpatrywać samodzielnie. Rozważmy teoretyczny układ denominatora składający się z kolumny n rezystorów o jednakowej wartości rezystancji. Do obliczeń przyjęto układ z zastępczą pojemnością doziemną przedstawioną na rysunku 3, pomijając pojemności własne rezystorów. Układ denominatora składający się z dwóch połączonych członów, inercyjnego pierwszego rzędu o transmitancji G_1 i proporcjonalnego o transmitancji G_2 , przedstawia rysunek 4.



Rys. 4. Schemat układu kolumny denominatora

W tym przypadku wyznaczenie transmitancji denominatora sprowadza się do wyznaczenia transmitancji zastępczej dwóch kaskadowo połączonych członów denominatora przedstawionego na rysunku 4, opisanej w dziedzinie operatorowej wzorem (5). Zakładając, że rezystancje w członach denominatora są jednakowe, po obliczeniach i podstawieniach do wzoru (5) zależności ze wzoru pomocniczego (6), otrzymujemy obliczoną transmitancję operatorową teoretycznego denominatora napięcia przedstawioną wzorem (7). Po ponownym podstawieniu zależności z wzorów (8) i uproszczeniu otrzymujemy wzór (9). W wzorach (5) i (6) oznaczono jako $Z_{12}(s)$ impedancję równoległego połączenia kondensatora C i szeregowo połączonych rezystorów $R_1 \div R_m$ z rysunku 4. Teoretyczny denominator napięcia jest elementem inercyjnym pierwszego rzędu. [5]

$$G(s) = \frac{Z_{12}(s)}{m \cdot R + Z_{12}(s)} \cdot \frac{R}{(m-1) \cdot R + R} \quad (5)$$

$$Z_{12}(s) = \frac{\frac{1}{s \cdot C} \cdot m \cdot R}{\frac{1}{s \cdot C} + m \cdot R} \quad (6)$$

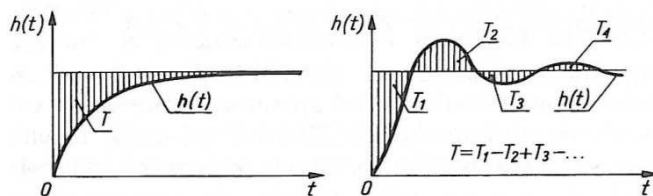
$$G(s) = \frac{\frac{1}{2}}{1 + \frac{m}{2} \cdot R \cdot C \cdot s} \cdot \frac{1}{m} \quad (7)$$

$$\frac{1}{2 \cdot m} = k, \quad \frac{m}{2} \cdot R \cdot C = T \quad (8)$$

$$G(s) = \frac{k}{1 + s \cdot T} \quad (9)$$

Istotnym parametrem dynamicznym rezystancyjnego denominatora wysokonapięciowego jest czas odpowiedzi, który można wyznaczyć z definicji na podstawie wzoru (10). Czas odpowiedzi możemy zdefiniować jako sumę algebraiczną obszarów zawartych między impulsem jednostkowym, a odpowiedzią układu denominatora na ten impuls. Na rysunku 5 przedstawiono typowe odpowiedzi na skok jednostkowy, gdzie $h(t)$ jest odpowiedzią skokową, a T czas odpowiedzi. [7]

$$T = \int_0^{\infty} (1 - h(t)) dt \quad (10)$$



Rys. 5. Typowe odpowiedzi na skok jednostkowy układu, odpowiedź aperiodyczna i oscylacyjna [1]

W układach rzeczywistych impuls jednostkowy nie jest praktycznie możliwy do osiągnięcia. W tej samej chwili czasowej rzeczywisty impuls nie może posiadać jednocześnie wartości 0 i 1, tak jak jest to zobrazowane w przebiegu teoretycznym. Rzeczywisty przebieg, impulsu zbliżonego do jednostkowego, posiada skończoną stromość narastania sygnału. Należałoby tu praktycznie rozważyć odpowiedź układu na impuls narastający, o możliwie dużej stromości narastania impulsu.

4. WNIOSKI

Denominator rezystancyjny spełniający określone warunki może być wykorzystany w układach pomiarowych do pomiaru wysokich napięć. Warunkiem jest odpowiednia kompensacja, w czasie pomiaru, pojemności elementów denominatora, tak aby zapewnić równomierny podział napięcia wzdłuż całej kolumny pomiarowej denominatora. Zmniejszając pojemność doziemną poprzez odpowiednią konstrukcję i możliwe, dopuszczalne zminimalizowanie gabarytów kolumny pomiarowej, zwiększamy dokładność podziału napięcia denominatora. Wysokonapięciowy denominator

rezystancyjny możemy rozpatrywać jako element inercyjny pierwszego rzędu.

5. LITERATURA

1. Flisowski Z.: Technika wysokich napięć, WNT, Warszawa 1988, s. 266-271.
2. Błajszczak G., Olak J.: Rezystancyjny dzielnik napięcia do pomiaru wyższych harmoniczných w sieciach 400kV, Jurata 2011.
3. Nowak J.: Przetwarzanie wielkości charakteryzujących pole elektryczne i magnetyczne, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2009.
4. Ciuba M., Owiński M.: Porównanie temperaturowych własności pojemnościowych dzielników napięcia o różnych konstrukcjach członu wysokonapięciowego, Prace Instytutu Elektrotechniki, zeszyt 270, 2015.
5. Dębowski A.: Automatyka podstawy teorii, WNT, Warszawa 2008.
6. Olejnik B.: Alternatywne metody pomiaru średniego napięcia w elektroenergetycznej sieci rozdzielczej, Zeszyt naukowy nr 78, Politechnika Poznańska, 2014.
7. Łasica A., Chaber B.: Badanie parametrów dynamicznych nowych konstrukcji udarowych dzielników napięć, Przegląd Elektrotechniczny, 10/2017.

HIGH VOLTAGE RESISTANCE DIVIDER

A high voltage resistive divider is designed to lower the value of voltage to the level acceptable by the measuring instruments. Along with the increase of the input voltage and its changes over time, the influence of capacity on the accuracy of the divisor indications increases. The solution is to compensate the divider. A divider made of elements with the same impedance will be a compensated divider. In this case, the indication error will be related to the time of divider response from the input signal. The theoretical voltage divider is the first-order inertial element. It should be mentioned that in real conditions the divider operates in a certain measuring system and in practice it cannot be considered alone. The use of automatic control systems to adjust the parameters of the compensating elements of the divider can be a solution to reduce the measurement error.

Keywords: resistive divider, ground capacity, divisor transmittance.

REMOTE MONITORING OF SEMICONDUCTOR SWITCHES' TEMPERATURES IN A BIDIRECTIONAL DC / AC / DC CONVERTER

Wojciech WOJTKOWSKI

Białystok University of Technology, Electrical Department
tel.: +48 85 746 9440, e-mail: w.wojtkowski@pb.edu.pl

Abstract: The paper presents a temperature monitoring system of a bidirectional DC / AC / DC converter. The system allows for remote monitoring of two temperatures (the number can be increased if necessary). The monitoring console is available on any mobile or stationary device connected to the local Wi-Fi network or to the Internet (if it has a static IP). By implementing the remote monitoring, important temperatures of working converter can be monitored from any place with the Internet access. The presented solution may be used in laboratories developing new topologies of power converters that should be monitored for a long time before practical implementation.

Keywords: Digital temperature sensors, Temperature monitoring system, 1 - Wire bus, Node-RED.

1. INTRODUCTION

Semiconductor power devices are crucial components in modern power electronic systems. Their condition has big influence on the overall system performance and can cause system's malfunction in a worst case. One of the important parameters, which give information about their condition and which can be easily observed on-line during the system operation, is the temperature of the power semiconductor devices. The power semiconductor devices frequently operate in thermally stressful conditions. The increasing junction temperature of a power semiconductor device is directly related to increasing power losses and can lead to semiconductor failures. Rising temperature also decreases the region of safe operating area of the semiconductor device. Monitoring of the temperature is therefore important for optimal operation and for reliability reasons. If the switch temperature (junction or case) is known during the operation of a power converter, real-time control systems could be developed to improve the system reliability.

The most popular methods used to estimate the temperature of power semiconductor devices using thermo-sensitive electrical parameters are discussed in [1]. The methods are based on measurement of specific parameters like: the collector-emitter voltage under low current levels, the threshold voltage, the voltage under high current levels, the gate-emitter voltage (for IGBT transistors), the saturation current, and the switching times. All these methods have different characteristics in terms of sensitivity, linearity, accuracy, calibration needs and possibility of characterizing the thermal impedance or the temperature during operation of the converter. The collector-emitter voltage measured

during conduction of low currents is the most suitable method of the chip temperature estimating [2]. An analysis of suitable and temperature sensitive electrical parameters (TSEP) for SiC power MOSFET condition monitoring is presented in [3]. The drain current switching rate and its temperature dependency have been measured and analyzed for different SiC MOSFETs showing that at lower switching speeds, i.e. using higher gate resistances, it can be a suitable TSEP for condition monitoring [3]. The impact of temperature on the switching speed indicates that the current switching rate is an effective TSEP for higher current rated devices but there is necessary sacrifice in the switching speed for enabling the ability of estimating the junction temperature. In particular case it may be an important disadvantage. Authors in [1] propose using of the IR camera for junction temperature evaluations in a power IGBTs. It seems interesting and can be useful in practice but it is a relatively expensive solution and needs special software to recognize separate temperatures of each monitored switch. Additionally, an automatic control may be complicated. Temperature measurements of power semiconductor devices is important in many applications. The presented simple solution, thanks to the temperature monitoring possibility, allows for detection of abnormal states in the low side and high side converters of the bidirectional DC – AC – DC system and gives possibility to test the maximal output power. This is important in laboratories developing new topologies of power converters that should be monitored for a relatively long time before practical implementation. The monitoring system is based on the DS18B20 digital temperature sensors which communicate through the 1-Wire bus with a single-board microcomputer operating the Node-RED dashboard for remote control.

2. BIDIRECTIONAL DC / AC / DC CONVERTER

The bidirectional power conversion system is shown in Fig. 1. It consists of two bridge current mode converters indicated as L and H . They are galvanically isolated by the high-frequency transformer T_R . During energy transmission from the low voltage source V_L , the converter L operates as an inverter, and the H converter works as a rectifier. During the reverse transmission, the H converter operates as an inverter and the L converter becomes the rectifier. Switching process of both inverters is supported by a series-parallel

resonant circuit. It is composed of C_L and C_H capacitors, shunting individual switches and a resonant inductor L_H .

A detailed description and analysis of the converter is presented in [4]. The control of the energy transfer between V_L and V_H sources in the presented converter, is accomplished by switching frequency changes, while maintaining a fixed off time. The L inverter control pulses are shown in Fig. 2.

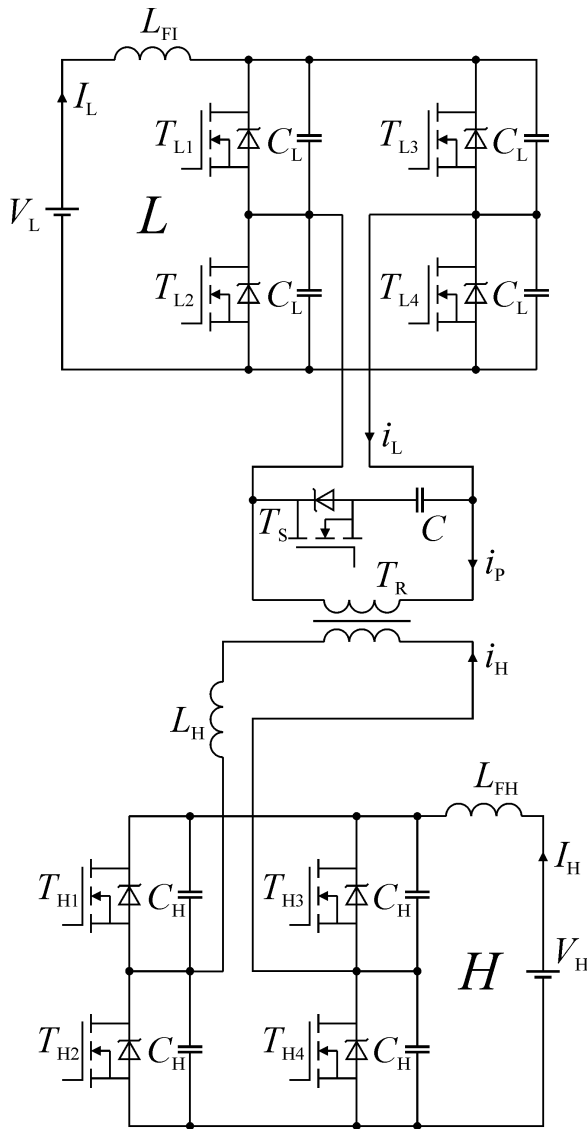


Fig. 1. Bidirectional DC/AC/DC converter

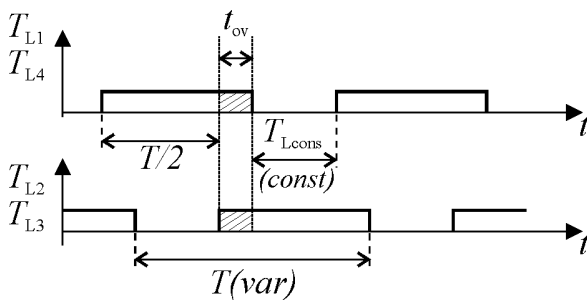


Fig. 2. Control pulses of L inverter

There is an interval, during the switching period T , when all the L inverter switches (T_{L1} , T_{L2} , T_{L3} and T_{L4}) are turned on simultaneously (Fig. 2, interval t_{ov}). The length of this interval increases with decreasing of the control

frequency, due to the maintenance of a fixed interval T_{Lcons} . The result is an increase of the L inverter output voltage during the boost operation. The increase in V_L voltage causes an increase in I_L current and introduces an increase in amount of the energy transferred from the source of low voltage V_L . The increase in the control frequency causes at some point that the t_{ov} interval disappears. When there is no t_{ov} interval at all, the voltage is not increased and the energy is not transmitted in the direction from L to H . The process of energy transmission from the H source to the L source is different. Since increase in voltage is not required in that case, the H inverter can be controlled in a higher frequency region, and t_{ov} interval is not present. The corresponding diagram of the H inverter control pulses at its maximum switching frequency is shown in Fig. 3.

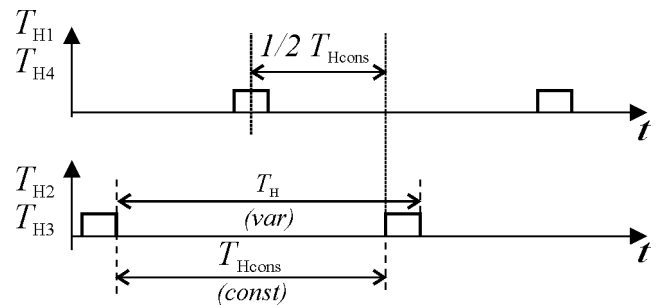


Fig. 3. Control pulses of H inverter

The increase in the amount of energy transmitted from the source H to L occurs with decrease in the control frequency. To ensure soft switching of the H inverter switches, there is a possibility to include additional parallel capacitor C . The additional capacitor C is switched by the transistor T_S (Fig. 1). When the T_S transistor is turned off, resultant capacitance consists of a relatively small output capacitance of the T_S transistor connected in series with the capacitor C .

3. NODE-RED

Node-RED is an open-source graphical development tool for wiring together hardware devices, APIs and online services. Originally developed as an open source project at IBM in 2013 [5], to meet the need to quickly connect hardware and devices to web services and other software – as a sort of glue for the IoT (Internet of Things) – it has quickly evolved to be a general purpose IoT programming tool. It provides a browser-based editor that makes it relatively easy to wire together flows (basic Node-RED projects) using a wide range of nodes (basic flow's code blocks) in the available palette. The connected nodes making the flow may be divided into input nodes, processing nodes and output nodes. Correct and complete flows can be deployed to the runtime in a single-click. A built-in library allows to save useful functions, templates or flows for re-use. The light-weight runtime is built on the Node.js (JavaScript runtime), taking full advantage of its event-driven, non-blocking model [6]. It can be installed anywhere node.js can run, including IoT devices like a Raspberry Pi, BeagleBone, or Intel Edison. This makes it ideal to run even sophisticated projects on low-cost hardware such as the Raspberry Pi as well as in the cloud. With over 225,000 modules in Node's package repository [5], it is easy to extend the range of palette nodes to add completely new, application specific capabilities.

4. TEMPERATURE MONITORING SYSTEM

In the presented power converter, two temperatures are monitored remotely. Namely, it is the temperature of the L bridge radiator and the temperature of the H bridge radiator. The monitoring system can be extended to measure more temperatures and other parameters if necessary. The control panel is available through the local Wi-Fi network on any device with an Internet browser. The temperatures are measured by DS18B20 digital sensors. They are connected to the Raspberry Pi board (RPI v. 3 B, GPIO4) by 1-Wire interface with an external pull-up resistor. The control panel is built based on the Node-RED software. If the RPi board has a static IP in the network, the control panel is available from the Internet. The Node-RED flow of the proposed temperature monitoring system is presented in Fig. 4. Functions for 1-Wire communication and for temperature measurement are implemented in the nodes *Temp1* and *Temp2* (Fig. 4). The *Temp1* is set for a different 1-Wire temperature sensor address (0xFFB11F3B0400) than the *Temp2* (0xFFF91F3D0400). The nodes *H Bridge* and *L Bridge* trigger temperature measurements based on a preset time interval. The node *msg.payload* is used just for debugging purposes and during initial tests was reconnected to different places across the flow to allow proper configuration of all the nodes. Nodes *Gauge 1* and *Gauge 2* displays the measured temperatures in a graphical form on the control panel.

It is possible to export the flow to a text file, which can be used for quick implementation on another machine. A part of such text description of the presented system is depicted in Fig. 5. Fig. 6 presents the configuration window of the *Gauge 2* node. It is visible, that the color gradient of the *Gauge* can change according to the current readings. The user can define threshold temperatures between the color changes (*Sectors* in Fig. 6).

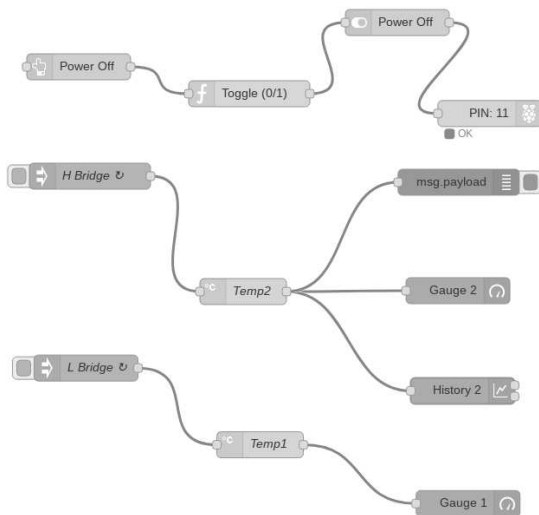


Fig. 4. Node-RED flow of the temperature monitoring system

The *Power Off* switch node controls GPIO11 pin of the Raspberry Pi. Because the RPi board is supplied from a 3.3 V source, and it is not enough to directly control an external power MOSFET transistor, an additional circuit is necessary to rise the voltage to the desired value.

```
[{"id":"ca0f9b8d.123168","type":"inject","z":"3c7e7645.26378a","name":"H Bridge","topic":"FFF91F3D0400","payload":"","payloadType":"date","repeat":1,"crontab":"","once":false,"x":374,"y":236,"wires":[["1b163eba.4fb621"]]}, {"id":"41934bc4.fc6434","type":"rpi-gpio-out","z":"3c7e7645.26378a","name":"","pin":"11","set":false,"freq":"","out":{"out":{"x":835.8333740234375,"y":163.8333282470703,"wires":[]}}, {"id":"ee408611.7823f8","type":"ui_gauge","z":"3c7e7645.26378a","name":"","group":"a279c82d.b14de8","order":0,"width":0,"height":0,"gtype":"gauge","title":"Gauge 2","label":"Celsius","format":"{{value}}","min":15,"max":90,"colors":["#17c415","#d07810","#d6093a"],"seg1":45,"seg2":75,"x":799,"y":368,"wires":[]}, {"id":"1b163eba.4fb621","type":"rpi-ds18b20","z":"3c7e7645.26378a","topic":"FFF91F3D0400","array":false,"name":"Temp2","x":551,"y":369,"wires":[["46c630a9.16b01","ee408611.7823f8","93ceab5b.a501d8"]]}, {"id":"93ceab5b.a501d8","type":"ui_chart","z":"3c7e7645.26378a","name":"","group":"a279c82d.b14de8","order":0,"width":0,"height":0,"label":"History 2"}
```

Fig. 5. Part of the flow's text description

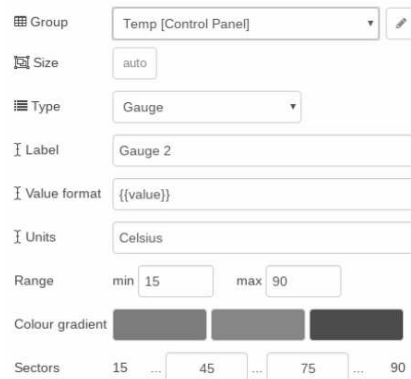


Fig. 6. *Gauge 2* configuration

5. EXPERIMENTAL RESULTS

To verify the operation of the DC / AC / DC system and remote temperature monitoring, the laboratory breadboard was built. Experiment setup: V_L was varied from 25 V to 50 V, $V_H = 300$ V, $L_{FI} = 100$ μ H, $L_{FH} = 400$ μ H, resonant inductance $L_H = 24$ μ H, resonant capacitance $C_L = 30$ nF, $C_H = 10$ nF, $C = 120$ nF. Switching frequency was changing in the range from 195 kHz to 310 kHz.

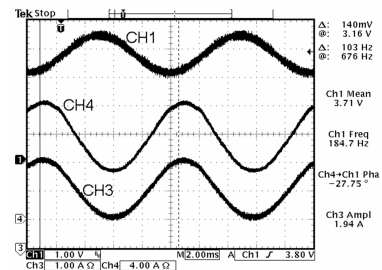


Fig. 7. "CH1" - reference signal, "CH3" - i_H current, "CH4" - i_L current. L converter supplied from $V_{DC} = 48$ V, $f = 103$ Hz

Fig. 7 presents waveforms obtained during energy transfer in direction from H bridge to L bridge. Fig. 8 shows waveforms obtained during energy transfer in direction from L to H . Fig. 9 shows the Raspberry Pi based temperature monitoring console. There are two visible temperature gauges 1 and 2 showing current temperatures from power semiconductor radiators from the bridges L and H respectively. The gauges are able to automatically change colors when the monitored

temperature crosses predefined levels (for example from green to orange and red). The gauges are refreshed every second (it can be changed by modification of the *H Bridge* and *L Bridge* nodes time intervals).

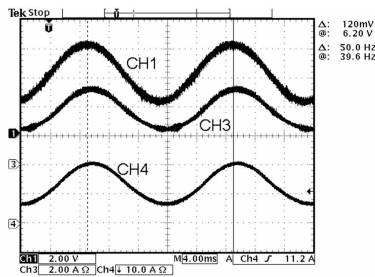


Fig. 8. "CH1" - reference signal, "CH3" - i_H current, "CH4" - i_L current.

L converter supplied from $V_L = 26$ V, $f = 50$ Hz

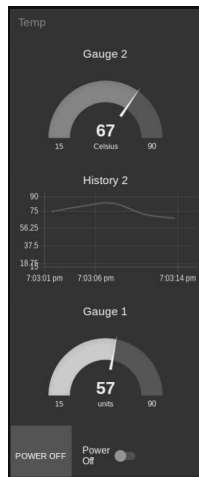


Fig. 9. Monitoring console

Additional chart *History 2* shows history for Gauge 2. Parameters of the *History 2* like sampling interval, min, max, number of points can be modified according to user needs. The control panel also allows for sending commands to the controlled system. In the presented system it is a command to turn off the power in the controlled system.

6. SUMMARY

The paper presents the temperature monitoring system of a bidirectional DC / AC / DC converter. The system works well and allows for remote monitoring of two

temperatures (the number can be extended). The monitoring console is available on any mobile or stationary device connected to the local Wi-Fi network or to the Internet (if has a static IP). By implementing the remote monitoring, important temperatures of working converter can be monitored from any place with Internet access. The presented solution may be used in laboratories developing new topologies of power converters that should be monitored for a long time before practical implementation. It is possible to increase number of temperature sensors and to add another kinds of sensors and actuators to the system. Such an extension may be conducted with a minimal hardware modifications.

This work was supported by the grant S/WE/1/2016 from Bialystok University of Technology founded by Ministry of Science and Higher Education.

7. REFERENCES

1. Avenas Y., Dupont L.: Comparison of junction temperature evaluations in a power IGBTs module using an IR camera and three thermosensitive electrical parameters, Appl. Power Electron. Conf. Expo, Orlando, 2012.
2. Avenas Y., Dupont L., Khatir Z.: Temperature Measurement of Power Semiconductor Devices by Thermo-Sensitive Electrical Parameters - A Review. IEEE Trans Power Electron., Vol. 27, Issue 6, pp.3081-3092.
3. Gonzalez J. O., Alatise O., Ran L., Mawby P.: Temperature sensitive electrical parameters for condition monitoring in SiC power MOSFETs. In: 8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, pp. 1-6, Glasgow, 2016.
4. Jałbrzykowski S., Citko T.: A bidirectional DC-DC converter for renewable energy systems, Bulletin of the Polish Academy of Sciences. Technical Sciences, pp. 363-368, 2009.
5. IBM Bluemix: Next-Generation Cloud App Development Platform, 04 2017, [online] Available: <https://console.ng.bluemix.net/>.
6. Chaczko Z., Braun R.: Learning data engineering: Creating IoT apps using the node-RED and the RPI technologies, 2017 16th International Conference on Information Technology Based Higher Education and Training (ITHET), Ohrid, 2017, pp. 1-8.

SYSTEM ZDALNEGO MONITOROWANIA TEMPERATUR TRANZYSTORÓW PRZEKSZTAŁNIKA DC / AC / DC

W artykule przedstawiono system zdalnego monitorowania temperatur półprzewodnikowych przyrządów mocy w przekształtniku DC / AC / DC. Prezentowany system pozwala na monitorowanie dwóch temperatur, jednak liczbę czujników oraz aktuatorów można znacznie rozszerzyć w razie potrzeby. Aktualnie monitorowane są dwie temperatury radiatorów górnego i dolnego mostka przekształtnika DC /AC /DC. Proponowane rozwiązanie bazuje na cyfrowych czujnikach temperatury DS18B20. Są one podłączone poprzez magistralę 1-Wire z jednopłytkowym mikrokomputerem Raspberry Pi w wersji 3. Interfejs 1-Wire oraz interfejs użytkownika umożliwiający monitorowanie temperatur zostały zaprojektowane w środowisku Node-RED. Konsola użytkownika jest dostępna na każdym urządzeniu podłączonym do lokalnej sieci Wi-Fi. Jeśli zastosowane Raspberry Pi posiada stały adres IP dostęp do konsoli jest możliwy z sieci Internet. Proponowane rozwiązanie może być przydatne przy projektowaniu i badaniu nowych konfiguracji i topologii pracy przekształtników energoelektronicznych, które powinny być testowane przez długi czas w laboratorium zanim znajdą zastosowanie komercyjne. System umożliwia przesyłanie sygnałów do przekształtnika czyli zdalne ustawienia.

Słowa kluczowe: cyfrowe czujniki temperatury, system monitorowania temperatury, magistrala 1-Wire, Node-RED.

STEROWNIK LED Z ZABEZPIECZENIEM TERMICZNYM

Wojciech WOJTKOWSKI

Politechnika Białostocka, Wydział Elektryczny, ul. Wiejska 45A
tel.: +48 85 746 94 40, e-mail: w.wojtkowski@pb.edu.pl

Streszczenie: W artykule prezentowany jest sterownik diody LED mocy, zbudowany na bazie przekształtnika podwyższająco – obniżająco DC-DC, wyposażony w kontrolę temperatury sterowanej diody LED. Prezentowany układ jest przystosowany do zasilania napięciem z zakresu typowego dla ogniw Li-ion i może być zastosowany w urządzeniach przenośnych. Dzięki zastosowaniu dodatkowego mikrokontrolera posiada niestandardowe funkcje, takie jak możliwość sterowania jasnością świecenia zewnętrznym sygnałem analogowym, zabezpieczenie termiczne sterowanej diody, programowanie cyklu pracy. W artykule przedstawiono procedurę doboru kluczowych elementów układu przekształtnika oraz zaprezentowano wybrane wyniki badań laboratoryjnych.

Słowa kluczowe: cyfrowy czujnik temperatury, przekształtnik DC-DC, sterownik LED, dioda LED mocy.

1. WSTĘP

W ostatnich latach widać gwałtowny wzrost liczby aplikacji wykorzystujących diody LED dużej mocy. Powszechne staje się np. stosowanie diod LED we wszelkich pojazdach, nie tylko do podświetlania przyrządów sterowniczych ale także jako główne oświetlenie drogowe. Dzięki rozwojowi lamp LED o coraz większej mocy i jasności świecenia, możliwe jest zastąpienie tradycyjnych rodzajów lamp w budynkach mieszkalnych, na ulicach, a nawet w zakładach przemysłowych. W nowych zastosowaniach istotne jest zapewnienie wysokiej sprawności oraz wysokiej kompatybilności elektromagnetycznej. Dotyczy to szczególnie układów zasilających, w roli których pracują przekształtniki impulsowe. W wielu zastosowaniach, w których źródłem energii są akumulatory, istotna jest też możliwość podniesienia bądź obniżenia napięcia za pomocą przekształtników podwyższająco – obniżających. Przekształtnik jest niezbędny, aby w całym zakresie zmian napięcia akumulatora zasilającego, prąd diody pozostawał stały. Jednym z takich układów może być prezentowany przekształtnik podwyższająco – obniżający. Jeśli lampa LED jest zasilana z pojedynczego ogniwa Li-ion, to typowe napięcie pracy (na wejściu przekształtnika) wyniesie w przybliżeniu od 3 do 4 V. Jeśli zasilana dioda LED wymaga napięcia zasilania równego 3,5 V to przy zasilaniu akumulatorowym potrzebny jest właśnie przekształtnik obniżająco – podwyższający. Wówczas istotne jest, aby zastosowany przekształtnik miał jak największą sprawność przetwarzania energii, szczególnie gdy jest zasilany z akumulatora lub baterii. Obecnie często pożądanym jest, aby

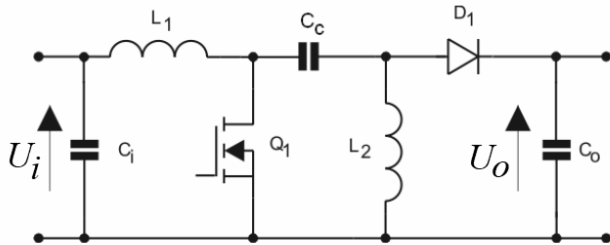
przekształtnik zasilający umożliwił zmianę jasności świecenia zasilanej diody LED. Najczęściej używa się w tym celu impulsowego zasilania źródła światła (w tym przypadku diody LED) i sygnału PWM o odpowiedniej częstotliwości (wyższej, niż możliwości ludzkiego oka w tym zakresie). Zmieniając współczynnik wypełnienia impulsów zasilających źródło światła uzyskuje się wówczas efekt obniżania jasności świecenia. Niektóre lampy fluorescencyjne mają zmniejszoną niezawodność lub czas życia w przypadku gdy są często ściemniane lub regulowane za pomocą sygnału PWM. W przypadku diod LED jest inaczej. Żywotność diod LED jest uzależniona w dużym stopniu od temperatury złącza [1, 2]. Im wyższa jest temperatura złącza tym generalnie krótsza jest żywotność diody LED. Ściemnianie diod LED może być zrealizowane zarówno poprzez ograniczenie prądu, lub przez zasilanie impulsami PWM. W obu przypadkach średnia temperatura złącza się zmniejsza (przy ściemnianiu diody), co wpływa na zwiększenie niezawodności diody LED. Bardziej pożądaną metodą może być regulacja jasności poprzez PWM, ponieważ regulacja prądu diody może prowadzić do przesunięć widmowych emitowanego światła. Z kolei nie do końca można jeszcze stwierdzić, czy regulowanie za pomocą PWM wpływa w sposób istotny na zdrowie człowieka. Temperatura może także wpływać na przesunięcie widma emitowanego światła diod LED. Jest to szczególnie istotne przy emisji światła białego lub gdy wiele diod o teoretycznie tym samym kolorze świecenia jest umieszczonych na jednej matrycy. Wówczas łatwo zauważyć niejednorodność koloru w obrębie matrycy spowodowaną nierównomiernym rozkładem temperatury. Wzrost temperatury złącza diody LED wpływa także na zmniejszenie sprawności energetycznej i co za tym idzie - na zmniejszenie możliwości do uzyskania jasności świecenia [3]. W związku z faktem, że temperatura wywiera niekorzystny wpływ na diody LED, użytecznym rozwiązaniem może być wyposażenie sterownika diody w funkcję pomiaru temperatury. Wówczas możliwa staje się regulacja prądu diody uzależniona od zmierzonej temperatury. Temperaturę złącza można pośrednio szacować na podstawie zmierzonej temperatury radiatora diody LED. Zastosowany czujnik temperatury powinien mieć niewielkie rozmiary i być zamocowany do radiatora jak najbliższej kontrolowanej diody.

W artykule prezentowany jest przekształtnik podwyższająco – obniżający DC-DC wyposażony w kontrolę temperatury sterowanej diody LED. Prezentowany układ jest przystosowany do zasilania napięciem z zakresu

typowego dla ogniw Li-ion, a dzięki zastosowaniu dodatkowego mikrokontrolera posiada dodatkowe niestandardowe funkcje.

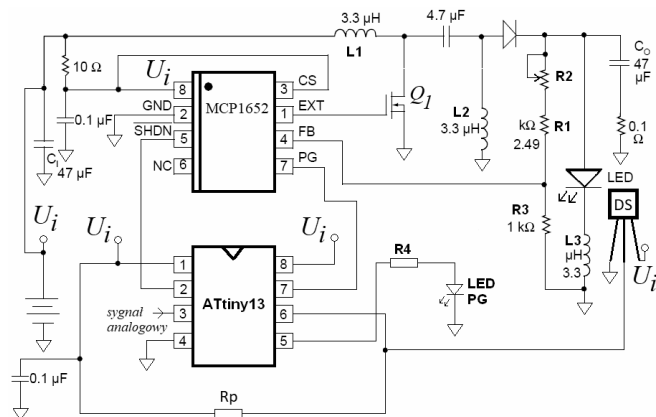
2. PRZEKSZTAŁNIK PODWYŻSZAJĄCO - OBNIŻAJĄCY

Schemat przekształtnika DC-DC podwyższająco – obniżająco, wykorzystanego do budowy sterownika LED, jest przedstawiony na rysunku 1.



Rys. 1. Przekształtnik podwyższająco – obniżająco

Na rysunku 1 widać jedynie uproszczony schemat funkcjonalny przekształtnika. Składa się on z kondensatora wejściowego C_i , kondensatora wyjściowego C_o , kondensatora sprzęgającego C_c , dwóch cewek L_1 i L_2 oraz przełącznika tranzystorowego MOSFET Q_1 . W stanie ustalonym gdy przekształtnik znajduje się w trybie pracy ciągłej (gdy prąd L_1 nie spada do zera), kondensator sprzęgający C_c jest ładowany do napięcia wejściowego U_i . Gdy tranzystor Q_1 jest wyłączony, napięcie na cewce L_2 jest równe napięciu wyjściowemu U_o . Ponieważ kondensator C_i jest ładowany do napięcia U_i , napięcie na wyłączonym tranzystorze Q_1 (u_{DS-Q1}) jest równe $U_i + U_o$ (napięcie na L_1 jest równe U_o). Gdy tranzystor Q_1 jest włączony, kondensator C_c (naładowany do napięcia U_i) jest połączony równolegle z L_2 i w związku z tym napięcie na L_2 jest równe U_i . Podczas gdy Q_1 jest włączony, energia ze źródła wejściowego jest gromadzona w polu magnetycznym cewki L_1 , natomiast w L_2 jest gromadzona energia przepływająca z kondensatora C_c . Gdy Q_1 się wyłączy, prąd cewki L_1 zaczyna płynąć przez C_c i D_1 , ładując C_o oraz do obciążenia. W tym czasie C_o oraz C_c powinny być doładowane w stopniu umożliwiającym dostarczenie prądu obciążenia (z C_o) i ładowanie cewki L_2 (z C_c) podczas załączenia tranzystora Q_1 .



Rys. 2. Sterownik LED z zabezpieczeniem termicznym

Aby przekształtnik podwyższająco – obniżająco przedstawiony na rysunku 1, mógł być wykorzystany do

zasilania diody LED, w praktyce potrzebna jest jeszcze zamknięta pętla regulacji. Regulator ma na celu kontrolę i regulację prądu LED. Może być też pożądana dodatkowa filtracja tego prądu. Zmodyfikowany układ zasilacza LED wyposażonego w regulację prądu diody jest przedstawiony na rysunku 2.

Do budowy proponowanego sterownika wykorzystano specjalizowany kontroler przekształtnika podwyższająco – obniżająco MCP1652 (rys. 2). Dodatkowo zastosowano ośmiobitowy mikrokontroler z rodziny AVR: ATtiny13, który zapewnia dodatkową funkcjonalność. Za pośrednictwem szeregowej magistrali 1-Wire komunikuje się on z cyfrowym czujnikiem temperatury DS18B20 umieszczonym na radiatorze zasilanej diody LED dużej mocy. Zmierzona temperatura jest porównywana z ustaloną temperaturą progową i w razie jej przekroczenia mikrokontroler wyłącza sterownik MCP1652, co powoduje obniżenie temperatury diody. Pomiary temperatury są wykonywane 10 razy na sekundę z rozdzielczością 9 bitową. Deklarowana przez producenta czujnika dokładność to $\pm 0,5$ °C w zakresie od $- 10$ °C do $+ 85$ °C. Komunikacja z czujnikiem za pośrednictwem magistrali 1-Wire jest w prezentowanym przypadku realizowana na drodze programowej. Napisane w tym celu funkcje obsługi 1-Wire zajmują po kompilacji ok. 350 bajtów. Do typowej aplikacji układu MCP dodana została indukcyjność L_3 , która wygładza prąd diody LED. Mikrokontroler ATtiny13 steruje załączeniem oraz wyłączeniem układu MCP oraz sygnalizuje niski poziom naładowania akumulatora zasilającego. Może także okresowo załączać i wyłączać LED zgodnie z zadaniem harmonogramem.

3. DOBÓR ELEMENTÓW PRZEKSZTAŁNIKA

Dobór elementów został przeprowadzony na podstawie zaleceń zawartych w publikacji [4]. Przyjęte założenia: napięcie wejściowe U_i od 2,8 do 4,2 V, napięcie wyjściowe $U_o = 3,2$ V, maksymalny prąd diody LED $I_o = 1,1$ A, częstotliwość kluczkowania $f_s = 750$ kHz, napięcie progowe diody $U_D = 0,5$ V. Zakładając pracę przekształtnika w trybie ciągłym (gdy prąd cewki L_1 nie spada do zera w stanie ustalonym), maksymalny i minimalny współczynnik wypełnienia impulsów sterujących może być wyznaczony w następujący sposób:

$$D_{(\max)} = \frac{U_o + U_D}{U_{i(\min)} + U_o + U_D} = 0,57 \quad (1)$$

$$D_{(\min)} = \frac{U_o + U_D}{U_{i(\max)} + U_o + U_D} = 0,47 \quad (2)$$

Dobór cewek wymaga założenia maksymalnego tętnienia prądu:

$$\Delta I_L = I_i \cdot 35\% = 0,39 A \quad (3)$$

Wartość indukcyjności cewek wyliczono wg równania:

$$L_1 = L_2 = \frac{U_{i(\min)}}{\Delta I_L \cdot f_s} \cdot D_{(\max)} = 4,5 \mu H \quad (4)$$

Gdzie f_s jest częstotliwością sygnału sterującego Q_1 .
Należy sprawdzić, czy cewki nie będą się nasycać:

$$I_{L1(peak)} = I_O \cdot \frac{U_O + U_D}{U_{i(min)}} \cdot \left(1 + \frac{0.35}{2}\right) = 1,7A \quad (5)$$

$$I_{L2(peak)} = I_O \cdot \left(1 + \frac{0.35}{2}\right) = 1,3A \quad (6)$$

W celu doboru odpowiedniego tranzystora kluczującego, trzeba wyznaczyć maksymalne napięcie U_{DS} oraz maksymalny prąd drenu:

$$U_{DS(peak)} = U_{i(max)} + U_O = 7,4V \quad (7)$$

$$I_{Q1(peak)} = I_{L1(peak)} + I_{L2(peak)} = 3A \quad (8)$$

Napięcie w kierunku zaporowym na diodzie:

$$U_{DR} = U_{i(max)} + U_O = 7,4V \quad (9)$$

Bardzo ważne jest aby dobrać właściwy kondensator C_c . Musi on być w stanie przenosić relatywnie duży prąd, gdyż przez niego płynnie chwilami prąd obciążenia. Zakładając kondensator ceramiczny o niskim ESR, zakres zmian napięcia na nim można wyliczyć z równania:

$$\Delta U_{C_c} = \frac{I_O \cdot D_{(max)}}{C_c \cdot f_s} = 0,17V \quad (10)$$

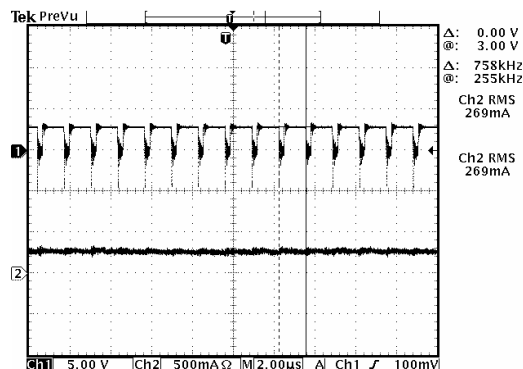
Wartość skuteczną prądu przepływającego przez C_c :

$$I_{C_c(RMS)} = I_O \cdot \sqrt{\frac{U_O + U_D}{U_{i(min)}}} = 1,26A \quad (11)$$

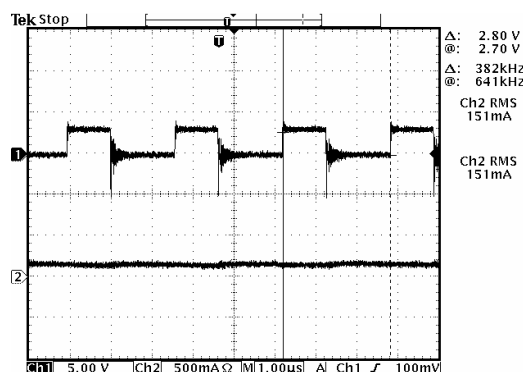
Na podstawie przedstawionych wyliczeń, do budowy przekształtnika wykorzystano: kondensator ceramiczny o pojemności $4 \mu F$, tranzystor Q_1 IRL014NPBF oraz diodę BYS10-45.

4. BADANIA EKSPERYMENTALNE

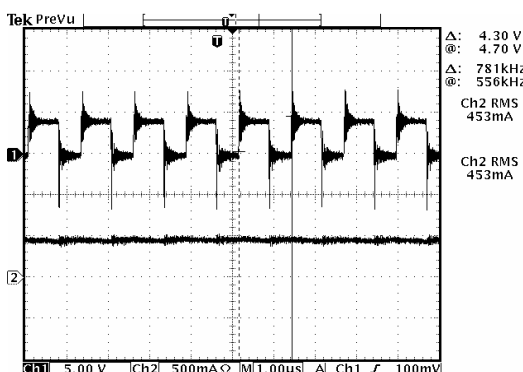
Opisany przekształtnik podwyższająco – obniżający został zbudowany w celu przeprowadzenia badań laboratoryjnych i sprawdzenia układu monitorowania temperatury LED. Napięcie wejściowe zmieniano w zakresie odpowiadającym zmianom napięcia ogniwa Li-ion (2,8 V do 4,2 V). Maksymalny prąd wyjściowy przyjęto 1,1 A. Napięcie wyjściowe 3,2 V. Wybrane wyniki badań działającego przekształtnika są prezentowane na rysunkach 3, 4, 5, 6, 7. Obsługa magistrali 1-Wire została zrealizowana na drodze programowej, przy wykorzystaniu noty aplikacyjnej [5]. Przebieg komunikacji na magistrali 1-Wire jest przedstawiony na rysunku 8. Przebiegi programowo zrealizowanej komunikacji 1-Wire (rys. 8) są zgodne zasadami komunikacji przedstawionymi w dokumentacji [6].



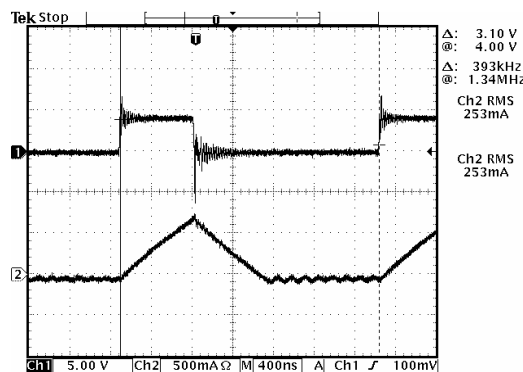
Rys. 3. Sygnał sterujący Q_1 -1, prąd wyjściowy -2, częstotliwość przełączeń $f_s=758$ kHz, napięcie wejściowe $U_i = 3$ V, prąd wejściowy $I_i=1,3$ A, stan ustalony.



Rys. 4. Sygnał sterujący Q_1 -1, prąd wyjściowy -2, częstotliwość przełączeń $f_s=382$ kHz, napięcie wejściowe $U_i = 3$ V, prąd wejściowy $I_i=0,36$ A, stan ustalony.

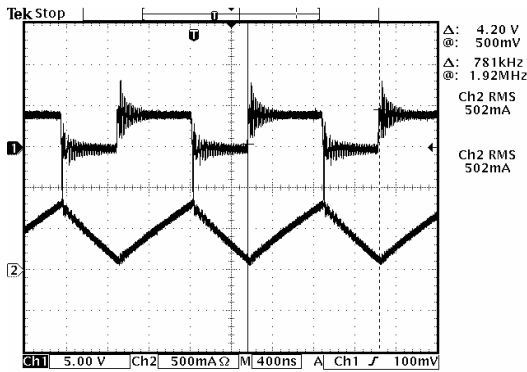


Rys. 5. Sygnał sterujący Q_1 -1, prąd wyjściowy -2, częstotliwość przełączeń $f_s=781$ kHz, napięcie wejściowe $U_i = 4,1$ V, prąd wejściowy $I_i=0,76$ A, stan ustalony.

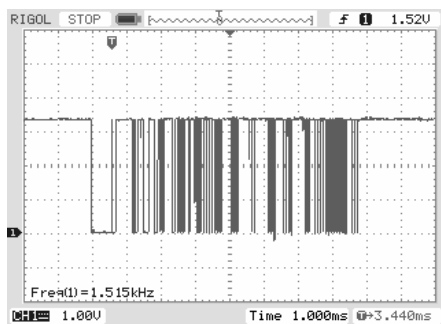


Rys. 6. Sygnał sterujący Q_1 -1, prąd cewki L_2 -2, tryb nieciągłej pracy, częstotliwość przełączeń $f_s=394$ kHz, napięcie wejściowe $U_i = 4,1$ V, prąd wejściowy $I_i=0,19$ A, stan ustalony.

Zarówno część wysoko-prądowa przekształtnika jak i układ monitorujący temperaturę pracują prawidłowo.



Rys. 7. Sygnał sterujący Q_1 -1, prąd cewki L_2 -2, tryb pracy ciągłej, częstotliwość przełączeń $f_s=781$ kHz, napięcie wejściowe $U_i=4,1$ V, prąd wejściowy $I_i=0,76$ A, stan ustalony.



Rys. 8. Pełna ramka komunikacji na magistrali 1-Wire.

Po przekroczeniu zadanej temperatury radiatora, mikrokontroler ATtiny13 wyłącza prąd diody LED za pośrednictwem sygnału SHDN sterownika MCP. Wejście analogowe (wejście ADC2 wewnętrznego przetwornika A/C, zakres zmian od 0 do 5 V) mikrokontrolera ATtiny13 umożliwia sterowanie jasnością świecenia LED.

5. WNIOSKI KOŃCOWE

W artykule zaprezentowano przekształtnik podwyższająco – obniżający DC-DC wyposażony w kontrolę temperatury sterowanej diody LED. Układ jest

przystosowany do zasilania napięciami z zakresu typowego dla ogniw Li-ion, a dzięki zastosowaniu dodatkowego mikrokontrolera posiada dodatkowe niestandardowe funkcje (kontrola temperatury LED, zabezpieczenie termiczne, regulacja analogowa jasności świecenia). Przeprowadzono badania laboratoryjne potwierdzające prawidłowe funkcjonowanie poszczególnych elementów. Żywotność diod LED jest uzależniona w dużym stopniu od temperatury. W przedstawionym rozwiązaniu do pomiaru temperatury radiatora diody LED zastosowano cyfrowy czujnik współpracujący z mikrokontrolerem. Dzięki zastosowaniu mikrokontrolera możliwe jest wyłączenie prądu LED gdy temperatura przekroczy zadany próg, możliwe jest też cykliczne włączanie lub wyłączenie diody. Dzięki założonemu zakresowi napięć wejściowych układ może być zastosowany w urządzeniach przenośnych.

Artykuł był finansowany ze środków pracy S/WE/1/2016.

6. BIBLIOGRAFIA

1. Kobayashi T, Sakate Y, Hashimoto R, Takashina T, Kanematsu H, Mizuta K and Utsumi Y: Research on optimization of cooling structure of LED element The-Asia-Pacific Interdisciplinary Research Conference Irago, Japan, Nov.15-16th, 2012.
2. Qin Y. X. and Ron Hui S. Y.: Comparative Study on the Structural Designs of LED Devices and Systems Based on the General Photo-Electro-Thermal Theory, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 2, pp. 507-513, Feb. 2010.
3. Kobayashi T., Ishikawa S., Hashimoto R., Kanematsu H. and Utsumi Y.: Effect of Heat Sink Structure on Cooling Performance of LED Bulb, The 3rd International Conference on Design Engineering and Science, ICDES 2014, Pilsen, Czech Republic, August 31 – September 3, 2014.
4. Application Note 1051: <http://www.maxim-ic.com/an1051>.
5. Maxim Integrated, Application Note 126: 1-Wire Communication Through Software, 2002.
6. Maxim Integrated Data Sheet: DS18B20 Programmable Resolution 1-Wire Digital Thermometer, 2015.

LED DRIVER WITH THERMAL PROTECTION

The DC-DC power converter for high brightness LED lighting applications supplied by a lithium-ion batteries and equipped with a digital temperature sensor is presented in the paper. The converter is built using specialized integrated chip MCP1652 and an additional microcontroller from the AVR family – ATtiny13, for additional functionality. Typical application of the MCP1651 was extended with a couple of elements. The converter was tested experimentally and some results are presented. The converter works well, especially at higher input voltages, when the efficiency is higher. Lower input voltages like 2.7 or even less are also possible, but the efficiency would be worse. For very low input voltages proposed configuration can be simply modified for bootstrap operation. The bootstrap applications will work with output voltage not higher than 6 V. Additional potentiometer R2 allows for easy regulation of the output current what can be used for dimming light intensity. The LED driver has an additional temperature measurement circuit based on the digital DS18B20 temperature sensor. Monitoring of LED temperature may be important in many applications. The microcontroller can turn-off the LED when the temperature crosses the preset threshold value.

Keywords: LED, LED driver, DC-DC converter, Digital temperature sensor.

BADANIA DIAGNOSTYCZNE METALI I STOPÓW METODĄ PEC

Maria WRZUSZCZAK¹, Janusz WRZUSZCZAK²

1. Politechnika Opolska, Instytut Automatyki, Katedra Elektroniki i Metrologii,
tel.: 774498648 e-mail: m.wrzuszczak@po.opole.pl
2. Politechnika Opolska, Instytut Automatyki, Katedra Systemów Sterowania i Automatyki Przemysłowej
tel.: 774498650 e-mail: j.wrzuszczak@po.opole.pl

Streszczenie: W publikacji przedstawiono wyniki badań metali nieferromagnetycznych z wykorzystaniem zjawiska prądów wirowych techniką PEC (Pulsed Eddy Current). Badania przeprowadzono na próbkach metali i stopów o znanej konduktywności w których wykonano wady wzorcowe w formie nacięć i nawiertów o znanych (zmierzonych) wymiarach geometrycznych. Zarejestrowane napięcia wyjściowe z przetwornika wiroprowadowego poddano analizie metodą falkową z wykorzystaniem falek typu Morleta (morl) oraz symlet ósmego rzędu (sym8).

Słowa kluczowe: PEC, przetwornik wiroprowadowy z impulsowym prądem wzbudzenia, analiza falkowa.

1. WSTĘP

Badania metodą prądów wirowych odgrywają ważną rolę w diagnostyce metali i stopów oraz produktów z nich wytworzonych. Przetwornik wiroprowadowy składa się z cewki indukcyjnej wytwarzającej pole elektromagnetyczne (tak zwanej cewki wzbudzającej) oraz czujnika do pomiaru pola elektromagnetycznego, którym może być również cewka lub dwie cewki w układzie różnicowym lub czujnik Halla. Badania nieniszczące metodą prądów wirowych są szczególnie przydatne do detekcji niewielkich wad typu nieciągłości materiału na powierzchni metalu lub nieciągłości niewidocznych, leżących w warstwie przypowierzchniowej. Na przykład możliwe jest wykrywanie pęknięć na konstrukcjach metalowych lub częściach maszyn na wczesnym etapie powstania wad, a następnie obserwacja w czasie ich propagacji, co ułatwia personelowi podjęcie decyzji co do dalszej eksploatacji lub konieczności wymiany elementu.

Detekcja i klasyfikacja wad powierzchniowych i podpowierzchniowych w metalach i stopach ciągle stawia sporo wyzwań przed personelem wykonującym te badania. Jako jedno z możliwych rozwiązań jest zastosowanie techniki impulsowej PEC (ang. Pulsed Eddy Current) [1,2].

2. METODA WIROPROWADOWA Z IMPULSOWYM PRĄDEM WZBUDZENIA

Cewka wzbudzająca przetwornika wiroprowadowego jest zwykle zasilana prądem lub napięciem sinusoidalnie zmiennym o wybranej częstotliwości. Niejednokrotnie konieczne jest wykonanie badań dla kilku częstotliwości wzbudzenia. Przyjmuje się, że głębokość wnikania prądów

wirowych, a więc również możliwość wykrycia wad zależy od częstotliwości prądu wzbudzenia według wzoru

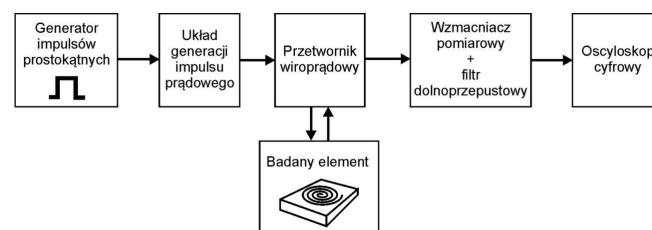
$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_0 \mu_r \sigma}} \quad (1)$$

gdzie: δ – głębokość wnikania prądów wirowych, f – częstotliwość prądu wzbudzenia, μ_0 – przenikalność magnetyczna próżni, μ_r – przenikalność magnetyczna względna materiału (przewodnika), σ – konduktywność materiału.

Umownie przyjęta wielkość, zwana głębokością wnikania prądów wirowych, jest to odległość od powierzchni metalu, na której gęstość prądu maleje do wartości $1/e$ wartości początkowej na powierzchni metalu.

Przy podaniu sygnału impulsowego prostokątnego na cewkę wzbudzającą uzyskuje się złożony sygnał odpowiedzi układu (zwany dalej sygnałem wyjściowym), który jest sumą wielu harmonicznych, a więc uzyskuje się informacje o zaburzeniach pola elektromagnetycznego jak przy badaniach sinusoidalnych przeprowadzanych dla różnych częstotliwości (tzw. badaniach wieloczęstotliwościowych).

W artykule przedstawiono doświadczenia własne autorów na podstawie badań przeprowadzonych na wzorcach z metali nieferromagnetycznych, głównie aluminium i jego stopów z wadami nieciągłości w postaci nacięć i rowków o znanych wymiarach.

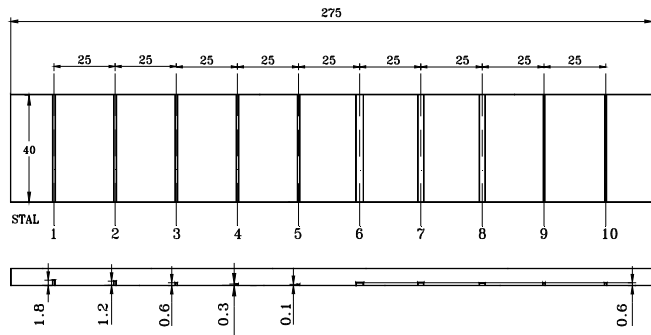


Rys.1. Schemat blokowy układu badawczego

Na rysunku 1 przedstawiono schemat blokowy układu badawczego. Zastosowano przetwornik wiroprowadowy własnej konstrukcji, składający się z cewki wzbudzającej pole elektromagnetyczne oraz z dwu cewek w obwodzie wyjściowym w układzie różnicowym pełniących funkcję czujnika zmian pola elektromagnetycznego. Do badań metali

i stopów techniką PEC zaprojektowano i wykonano układ elektroniczny pozwalający wygenerować krótki impuls prądowy. Układ ten wyzwalany jest sygnałem prostokątnym z generatora funkcji. Sygnał wyjściowy z przetwornika jest wzmacniany oraz przechodzi przez filtr dolnoprzepustowy. Do rejestracji sygnału wykorzystano oscyloskop cyfrowy.

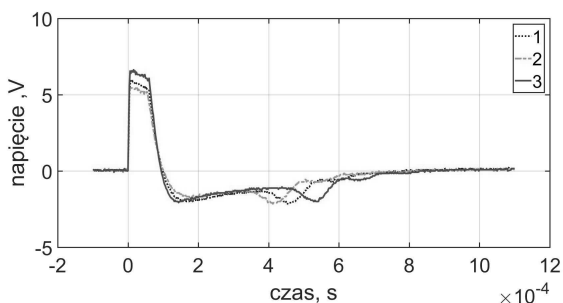
Badania prowadzono na próbkach w kształcie prostopadłościanu z metalu lub stopu o znanej konduktywności, w których wykonano wady wzorcowe w formie nacięć o różnych wymiarach. Na rysunku 2 przedstawiono poglądowo jeden z płaskowników z wadami powierzchniowymi wzorcowymi o znanych wymiarach.



Rys.2. Metalowy płaskownik z wadami wzorcowymi w kształcie rowków, wymiary w mm; wady nr 1÷5 mają stałą szerokość i różną głębokość, wady nr 6÷10 mają stałą głębokość i różną szerokość

Wady wzorcowe w formie rowków zostały wykonane metodą elektroiskrową. Metoda ta wykorzystuje zjawisko erozji materiału podczas powstawania łuku elektrycznego między elektrodą a materiałem przewodzącym przy zastosowaniu napięcia impulsowego. Szerzej sposoby wykonania wad wzorcowych dla celów badań nieniszczących metodą prądów wirowych opisano w publikacji [3].

Podczas badań metodą PEC rejestrowano sygnał odpowiedzi przetwornika wiroprowodowego umieszczanego kolejno nad wadami powierzchniowymi o znanych wymiarach geometrycznych w różnych próbkach metali lub stopów. Przykłady zarejestrowanych sygnałów przedstawiono na rysunku 3. Są to sygnały dla wad typu rowki o tej samej szerokości ale różnej głębokości w aluminium o konduktywności 34 MS/m. Jako sygnał odniesienia zarejestrowano sygnał dla materiału bez wad.



Rys.3. Sygnał wyjściowy z przetwornika wiroprowodowego dla trzech przypadków: 1 – metal bez wady, 2 – metal z wadą o głębokości 1.5 mm., 3 – metal z wadą o głębokości. 3 mm

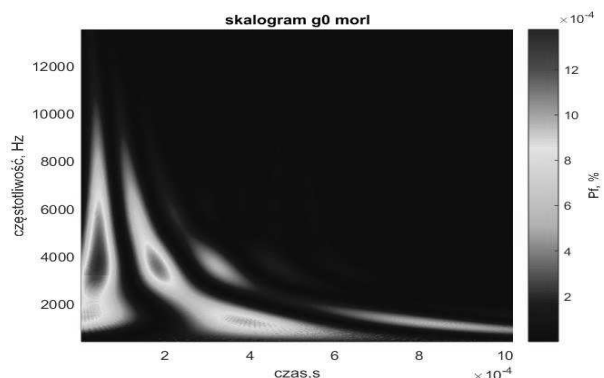
Pliki z danymi zarejestrowanych sygnałów nazwano odpowiednio: dla materiału bez wady – g0, dla wady o głębokości 1.5 mm. – g6, dla wady o głębokości. 3 mm – g10. Takie oznaczenia pojawiają się na rysunkach

przedstawiających wyniki analizy sygnałów w dalszej części artykułu.

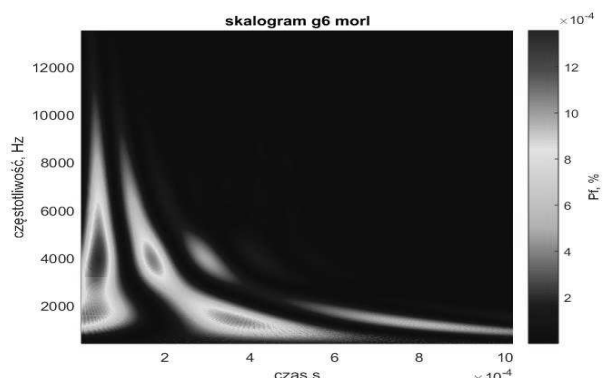
2. ANALIZA FALKOWA ZAREJESTROWANYCH SYGNAŁÓW

Aby wyodrębnić informacje o wadach materiałowych zarejestrowane sygnały poddano analizie falkowej z wykorzystaniem przybornika Matlab Wavelet Toolbox wersja 4.18. Falki znajdują coraz szersze zastosowanie w analizie i przetwarzaniu sygnałów cyfrowych [4-6]. W publikacjach analiza taka często dotyczy sygnałów uzyskanych w wyniku symulacji komputerowych, np. w publikacjach [7, 8]. W niniejszym artykule przedstawiono analizę sygnałów zarejestrowanych z wykorzystaniem ciągłego przekształcenia falkowego.

Pierwszy etap analizy to dobór rodzaju falek. Przeprowadzono analizę z wykorzystaniem falek Morleta, Haara, symlet2, symlet8. Największe zróżnicowanie skalogramów sygnałów g0, g6, g10 zauważono w przypadkach zastosowania falek Morleta i symlet8. Na rysunkach 4, 5, 6 przedstawiono wynik analizy falkowej sygnałów z rysunku 3 z wykorzystaniem falki Morleta. Jest to zależność względnej gęstości energii sygnału dla każdej falki analizującej w stosunku do całkowitej energii sygnału, od czasu i częstotliwości.

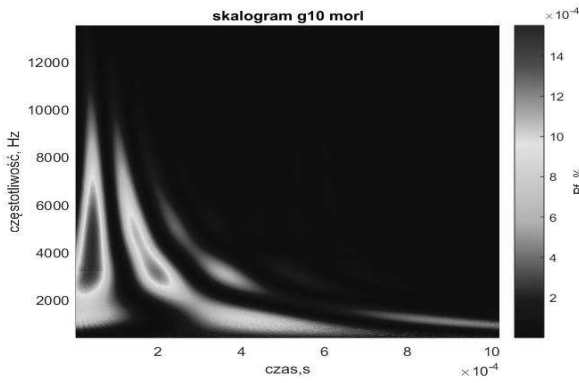


Rys. 4. Skalogram dla sygnału g0 (bez wady) uzyskany z wykorzystaniem falki Morleta, Pf – względna gęstość energii sygnału

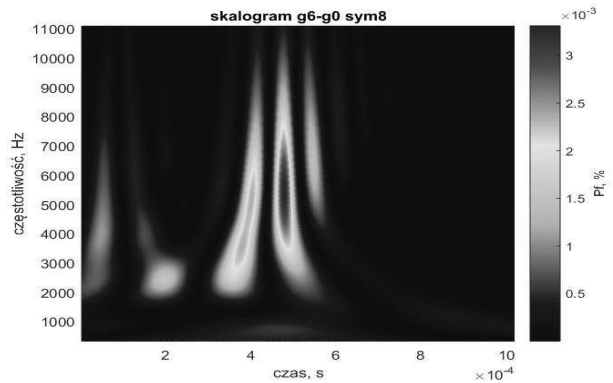


Rys. 5. Skalogram dla sygnału g6 (wada o głębokości 1,5mm) falką Morleta, Pf – względna gęstość energii sygnału

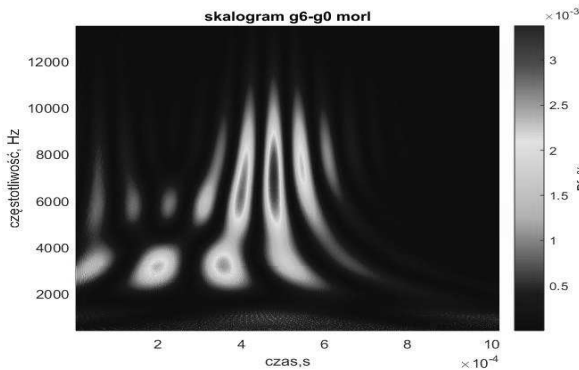
Następnie dokonano analizy falkowej sygnału różnicy pomiędzy sygnałem z wadą oraz sygnałem bez wady. Wyniki analizy z wykorzystaniem falki Morleta przedstawione są na rysunkach 7 i 8.



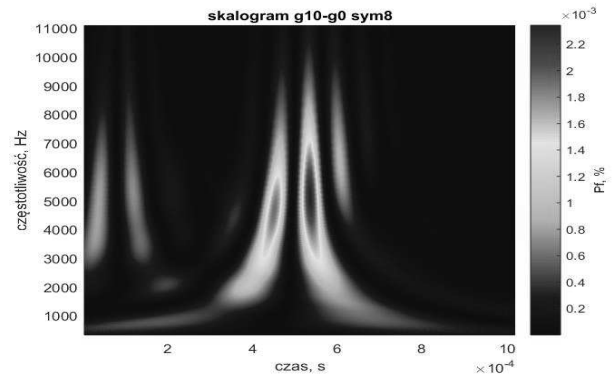
Rys. 6. Skalogram dla sygnału g10 (wada o głębokości 3mm) falką Morleta, Pf – względna gęstość energii sygnału



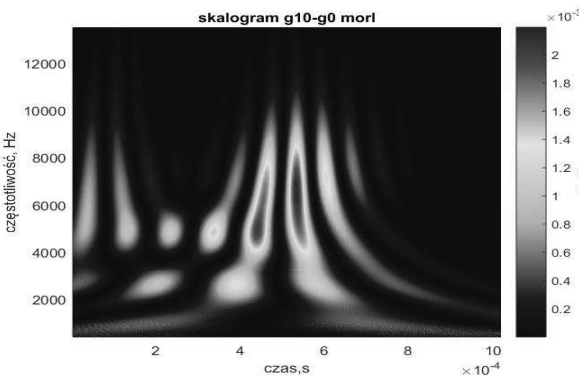
Rys. 9. Skalogram dla sygnału różnicowego g6-g0 falką symlet8



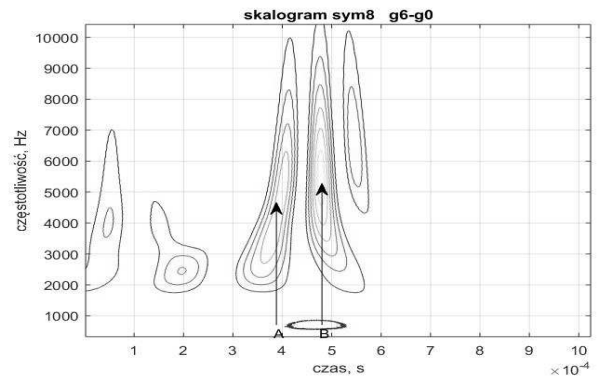
Rys. 7. Skalogram dla sygnału różnicowego g6-g0 falką Morleta



Rys. 10. Skalogram dla sygnału różnicowego g10-g0 falką symlet8



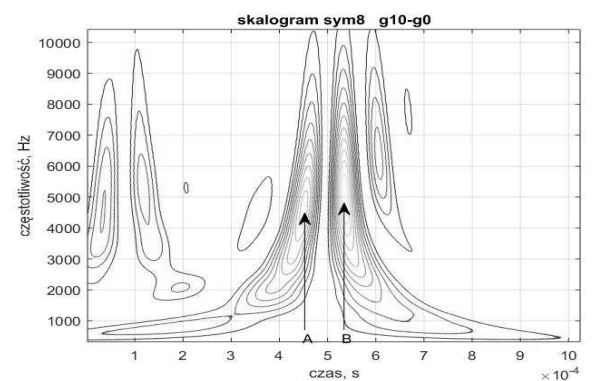
Rys. 8. Skalogram dla sygnału różnicowego g10-g0 falką Morleta



Rys. 11. Konturowy skalogram dla sygnału różnicowego g6-g0 falką symlet8; strzałkami A, B oznaczono położenie obszarów o maksymalnych wartościach współczynników falkowych

Na podstawie porównania charakterystyk typu skalogram (rys. 7 i 8) można wykazać korelację pomiędzy lokalizacją detali o znaczącej energii oraz rodzajem defektów. Widoczna jest prawidłowość polegająca na przesuwaniu się lokalizacji czasowej charakterystycznych detali w prawo wraz ze zwiększaniem się głębokości wady. Dla porównania na rysunkach 9 i 10 przedstawiono analizę tych samych sygnałów różnicowych z wykorzystaniem falki symlet8. Kwadrat współczynników ciągłej transformaty falkowej opisuje poziomy energetyczne badanego sygnału w przestrzeni skala – czas lub częstotliwość – czas.

Z porównania skalogramów z rysunków 9 i 10 wynika ta sama zależność: przesuwanie się obszarów o energii maksymalnej w prawo po osi czasu wraz ze zwiększaniem się głębokości wady. Może łatwiej to dostrzec na kolejnych rysunkach 11 i 12 w formie skalogramów konturowych. Obszary, na których współczynniki transformaty falkowej przyjmują maksymalne wartości oznaczono strzałkami. Występuje w nich maksymalne podobieństwo falek analizujących o danej skali/częstotliwości i przesunięciu w czasie z analizowanym sygnałem.



Rys. 12. Konturowy skalogram dla sygnału różnicowego g10-g0 falką symlet8

W badaniach do analizy falkowej wykorzystano rodzinę rzeczywistych falek Morleta z uwagi na dobrą

rozdzielczość częstotliwości dla dużych wartości skali czyli niskich częstotliwości. Drugim rodzajem falek wykorzystanych w badaniach była rodzina prawie symetrycznych symletów rzędu 8 o prawie liniowej fazie widma częstotliwościowego.

Na podstawie przeprowadzonych badań można stwierdzić, że ciągła transformata falkowa w stosunku do dyskretnej wymaga znacznie większego obszaru pamięci do przechowywania zmiennych, ale pozwala wychwycić dodatkowe artefakty o charakterze przyczynowym.

4. WNIOSKI KOŃCOWE

Zastosowanie techniki Pulsed Eddy Current (PEC) w badaniach wiropądowych materiałów przewodzących daje obiecujące wyniki. Pozwala na wykrywanie wad materiałów przewodzących leżących na różnych głębokościach podczas jednego badania, ponieważ sygnał wyjściowy jest odpowiedzią złożoną z odpowiedzi na wiele harmonicznych występujących w sygnale wzbudzenia, jest więc bogatszy w informacje. Konwencjonalna technika badań nieniszczących metodą prądów wirowych stosuje sinusoidalny prąd wzbudzenia pola elektromagnetycznego. Chcąc uzyskać informacje o wadach materiałowych leżących na różnych głębokościach, trzeba powtórzyć badania kilkakrotnie, zmieniając częstotliwość wzbudzenia. Z tym wiąże się często konieczność zmiany źródła prądu wzbudzenia oraz zmiany przetwornika wiropądowego.

Sygnał wyjściowy z przetwornika wiropądowego może zostać poddany analizie z zastosowaniem zaawansowanych metod analizy sygnału.

W niniejszym artykule przedstawiono sposób przeprowadzania analizy sygnałów wyjściowych z przetwornika wiropądowego z impulsowym prądem wzbudzenia z zastosowaniem dwu rodzaju falek: Morleta oraz symletów ósmego rzędu (sym8), z wykorzystaniem przybornika Wavelet programu Matlab. Odpowiedni dobór rodzaju falek pozwala wyodrębnić lub uwypuklić różnice w sygnałach i uzyskać czasowo-częstotliwościowe zależności gęstości energii sygnału dla zbioru falek o różnych współczynnikach skali i przesunięcia.

Wykrycie wad polegało na wykryciu istotnych różnic właściwości sygnału dla metalu z wadą i sygnału dla metalu bez wady. Wykonano również analizę falkową różnicy sygnałów. Uzyskane wyniki potwierdziły skorelowanie właściwości sygnału z istnieniem defektów materiałowych.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Ali Sophian, Gui Yun Tian, David Taylor, John Rudlin: Design of a pulsed Eddy current sensor for detection of defects in aircraft lap-joints. Elsevier, Sensors and Actuators A, 101 (2002), pp. 92-98.
2. Yunze He, Feilu Luo, Mengchun Pan, Feibing Weng, Xiangchao Hu, Junzhe Gao, Bo Liu: Pulsed eddy current technique for defect detection in aircraft riveted structures. Elsevier, NDT&E International 43 (2010) pp. 176-181.
3. Wrzuszczak M.: Wytwarzanie wzorców wad w materiałach przewodzących dla celów diagnostyki wiropądowej, Pomiary Automatyka Robotyka 2010 nr 12, str.138-141.
4. Lingqi Li, Kazuhiko Tsukada, Koichi Hanasaki, Zheng Liu: Fusion of Multi-Frequency Eddy Current Signals by using Wavelet Analysis Method. ISIF 2002, pp.108-113.
5. Sasi B., Rao B.P.C., Thirunavukkarasu S., Jayakumar T., Kalyanasundaram P.: Wavelet transform based method for Eddy current testing of cladding tubes. NDE 2002, Predict, Assure, Improve, National Seminar of ISNT Chennai, www.nde2002.org.
6. Białasiewicz J. T.: Falki i aproksymacje, Wydawnictwo Naukowo- Techniczne, Warszawa 2000.
7. Gombarska D., Smetana M.: Wavelet based signal analysis of pulsed Eddy current signals, Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review), R.87, NR 5/2011, pp. 37-39.
8. Józefczyk I.: Dyskretna transformata falkowa dla wybranego modelu symulacyjnego sygnału wibroakustycznego, Diagnostyka 34, str. 137-141.

PULSED EDDY CURRENT TESTING OF METAL AND ALLOY

In this paper the results of pulsed eddy current testing (PEC) for nonferrous materials are presented. The research deals with metal and alloy probe (Al) with known value of conductivity with artificial defects in form discontinuities (notches) with known depth and width. The output signals from eddy current transducer for PEC technique picked up with a digital oscilloscope were recorded in separate files and then investigated by the set of analyzing wavelets. The programming environment of Matlab with the Wavelet Toolbox of The MathWorks was employed. The local properties of signals were derived applying Morlet wavelet (morl) and symlet of eighth order (sym8). Based on one-dimensional real signal in time the jointly frequency and time analysis was performed to extract the localization distinguishing details of meaning energy correlated with type and size of fabricated material flaws. Detecting the fundamental properties was performed with the scalogram plots. Some kind of causality was observed depending on localization the sound details the more right on the time axis the deeper or more extensive was the size of material flaw.

Keywords: PEC, pulsed Eddy current testing, wavelet analysis.

KOMPUTEROWY SYSTEM ZARZĄDZANIA GOTOWOŚCIĄ OPERACYJNĄ ZINTEGROWANYCH SYSTEMÓW ŁĄCZNOŚCI DLA POLSKICH ŚMIGŁOWCÓW WOJSKOWYCH

Mariusz ZIEJA¹, Andrzej PAZUR², Andrzej SZELMANOWSKI³

1. Instytut Techniczny Wojsk Lotniczych, Warszawa
tel.: 22262851132, e-mail: mariusz.zieja@itwl.pl
2. Instytut Techniczny Wojsk Lotniczych, Warszawa
tel.: 22262851603, e-mail: andrzej.pazur@itwl.pl
3. Instytut Techniczny Wojsk Lotniczych, Warszawa
tel.: 22262851603, e-mail: andrzej.szelmanowski@itwl.pl

Streszczenie: Dla efektywnego wspomagania procesu eksploatacji statków powietrznych użytkowanych w Siłach Zbrojnych RP zostały wprowadzone systemy informatyczne m.in. system SI SAMANTA, zawierający dane o niesprawnościach instalacji i systemów pokładowych, a także system SI TURAWA, umożliwiający określanie statusu wybranych parametrów eksploatacyjnych. W artykule przedstawiono komputerowy system ewidencji danych zintegrowanego systemu łączności, który eksploatowany jest na śmigłowcach *Mi8/Mi17/Mi24*. Gromadzone dane eksploatacyjne systemu dają możliwość wyznaczania i oceny parametrów eksploatacyjnych, w tym niezawodności oraz gotowości operacyjnej.

Słowa kluczowe: system SI SAMANTA, system SI TURAWA, zintegrowany system łączności, gotowość operacyjna.

1. WSTĘP

W stosowanych na świecie rozwiązaniach, do wspomagania zarządzania procesem eksploatacji wojskowych statków powietrznych (SP) oraz systemów pokładowych tworzone są wyspecjalizowane komputerowe systemy informatyczne. Umożliwiają one gromadzenie danych dotyczących procesu eksploatacji SP, określając historię stanów poszczególnych elementów składowych w jego cyklu życia, oraz predykcję stanów tych elementów, przy wykorzystaniu różnych metod obliczeniowych m.in. statystycznych i probabilistycznych. Przykładem tego są systemy wdrożone w lotnictwie Sił Zbrojnych RP SI SAMANTA i SI TURAWA, przeznaczone do wieloaspektowej analizy i oceny procesów eksploatacji wszystkich rodzaju SP oraz kompleksowej analizy i oceny bezpieczeństwa lotów.

Do gromadzenia szczegółowych danych i określania wartości wybranych parametrów eksploatacyjnych w zakresie zintegrowanego systemu łączności (ZSŁ) na śmigłowcach *Mi8/Mi17/Mi24* oraz *W3PL* w Instytucie Technicznym Wojsk Lotniczych (ITWL) opracowano i zbudowano system komputerowy w postaci bazy danych. Baza danych systemu ZSŁ z chwilą dostarczenia urządzeń do ITWL jest systematycznie uaktualniana o informacje dotyczące m.in. nalotu (praca poszczególnych urządzeń),

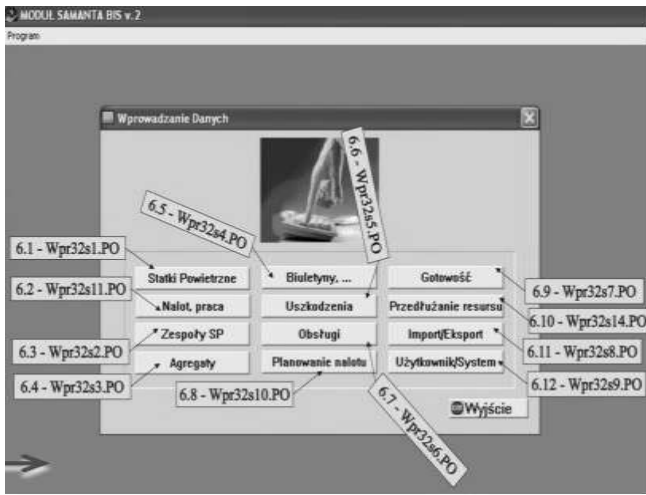
daty wykonania obsługi serwisowych i specjalnych, napraw, a także opisów uszkodzeń systemu. Dane eksploatacyjne pozyskiwane są z jednostek lotniczych (JW) użytkujących system ZSŁ dostarczane są wraz z protokołami technicznymi oraz metrykami sprzętu lotniczego. Baza danych może stanowić oddzielny moduł składowy wkomponowany w system SI SAMANTA oraz w system SI TURAWA, dając możliwość wykorzystania danych do wyznaczania i oceny parametrów eksploatacyjnych, w tym niezawodności oraz gotowości operacyjnej systemu ZSŁ.

2. SYSTEMY INFORMATYCZNE ORAZ OCENA ICH WYKORZYSTANIA W SIŁACH ZBROJNYCH RP

2.1. System informatyczny SI SAMANTA

System przeznaczony jest do szczegółowej oceny poziomu niezawodności i jakości procesu eksploatacji SP poprzez bieżącą analizę charakterystyk i wskaźników niezbędnych do jego racjonalizacji i sterowania poziomem niezawodności. Głównymi zadaniami systemu SI SAMANTA jest ocena systemu eksploatacji z punktu widzenia wykrywalności i skuteczności zapobiegania uszkodzeniom, ocena gotowości technicznej każdego SP niezależnie od wersji, wyposażenia i typu, ocena poziomu bezpieczeństwa lotów w aspekcie technicznym. Wspomaganie merytoryczne prac Komisji Badania Wypadków Lotniczych Lotnictwa Państwowego (KBWLLP) w lotnictwie wojskowym, szacowanie rzeczywistych zasobów pracy (resursów) SP, wspomaganie procesów sterowania zasobami resursowymi oraz prognozowanie wybranych charakterystyk i wskaźników eksploatacyjnych oraz bezpieczeństwa lotów. Moduł główny oraz wprowadzanie danych do systemu SI SAMANTA przedstawiono na rysunku 1.

Dane gromadzone w systemie SI SAMANTA wprowadzane są z dwóch źródeł, tj.: Administratora centralnego banku danych i Użytkownika. W systemie zbierane są dane ewidencyjno-eksploatacyjne SP i ich agregatów wraz z ich rotacją np. przybycie, ubycie, kasacja, przyjęcie i zdjęcie ze stanu ewidencyjnego jednostki lotniczej oraz zabudowanie i wybudowanie z SP.

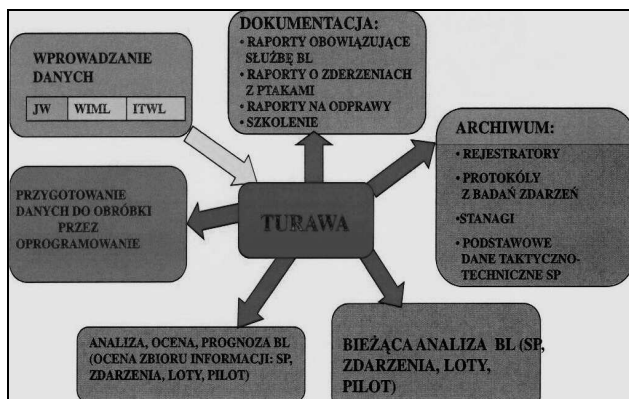


Rys. 1. Okno systemu informatycznego SI SAMANTA

Przedmiotem analiz jest stan techniczny oraz praca poszczególnych egzemplarzy i typów SP, zespołów, agregatów liczona w godzinach lotu, zużycie paliwa, dane o obsłudze, uszkodzeniach, oraz informacje o stanie realizacji biuletynów eksploatacyjnych, konstrukcyjnych, informacyjnych (stanowiących zbiór informacji lotniczych, technicznych włącznie ze zmianami do ich zapisów). Dotyczy to również kart pracy i wykonania usług z podziałem na poszczególne lata i kwartały w danym roku, wymiany podzespołów SP w celu określenia stanów eksploatacyjnych każdego egzemplarza SP w każdym dniu kalendarzowym [1].

2.2. System informatyczny SI TURAWA

System przeznaczony jest do bezpośredniej analizy i oceny bezpieczeństwa lotów każdego SP lotnictwa wojskowego. Pozwala na bieżące śledzenie zdarzeń lotniczych, ich przyczyn i skutków, ocenę poziomu wyszkolenia personelu latającego oraz ocenę realizacji podejmowanych działań profilaktycznych (rys. 2). Zapewnia racjonalne sterowanie bezpieczeństwem lotów poprzez połączenie poszczególnych użytkowników w jeden spójny system pracujący w sieci komputerowej, a także gromadzi szczegółowe informacje o przebiegu procesu szkolenia lotniczego i bezpieczeństwie lotów każdego z członków personelu latającego, począwszy od dnia jego ewidencji w systemie, aż do zakończenia jego służby.



Rys. 2. Okno systemu informatycznego SI TURAWA

System pozyskuje dane o procesie szkolenia lotniczego i innych zadaniach wykonywanych w czasie lotów w sposób ciągły, bezpośrednio z eskadr, dywizjonów i baz lotniczych.

Daje możliwość śledzenia „historii przebiegu szkolenia” każdego członka personelu latającego w aspekcie bezpieczeństwa lotów. Generuje informacje z banku danych dla każdego użytkownika, zgodnie z wcześniej przydzielonymi mu uprawnieniami oraz wprowadza na każdym szczeblu nadrzędnym JW dokumenty o charakterze nakazowym i śledzenia ich realizacji. System umożliwia szczegółowe prowadzenie analizy bezpieczeństwa lotów, obejmujące cały personel latający na wszystkich typach SP eksploatowanych w lotnictwie wojskowym RP.

Zastosowanie najnowszych rozwiązań z zakresu projektowania baz danych, pozwala na zapewnienie otwartej architektury systemu. Implementacja trójwarstwowej architektury umożliwia rozszerzanie zakresu jego funkcjonowania na pozostałe elementy procesu szkolenia lotniczego oraz daje możliwość współpracy np. z systemem analizy i oceny niezawodności [1].

3. WYZNACZANIE GOTOWOŚCI OPERACYJNEJ SERWERA KOMUNIKACYJNEGO SK-1

Dotychczas do wyznaczania danych wchodzących w zależności opisujące gotowość operacyjną (1) serwera SK-1 systemu ZSŁ wykorzystywano informacje zgromadzone w systemie informatycznym, prowadzonym w Zakładzie Awioniki ITWL.

$$G_O(t, \tau) = G_F(t) \cdot G_Z(\tau) \quad (1)$$

gdzie: $G_F(t)$ – gotowość funkcjonalna serwera SK-1, opisywana przez prawdopodobieństwo znajdowania się serwera SK-1 w stanie zdadności funkcjonalnej, $G_Z(\tau)$ – gotowość zadaniowa serwera SK-1, opisywana przez prawdopodobieństwo znajdowania się serwera SK-1 w stanie zdadności zadaniowej.

Dane wejściowe do modelowania, wprowadzane do zależności matematycznych opisujących gotowość funkcjonalną (2) i gotowość zadaniową (3) serwera wyznaczone były na podstawie informacji o danych rozpoczęcia i zakończenia obsługi serwisowych oraz napraw, a także rodzaju uszkodzenia i sposobie naprawy [2, 3, 4].

$$G_F(t) = \frac{E[T_Z(t)]}{E[T_Z(t)] + E[T_N(t)]} \quad (2)$$

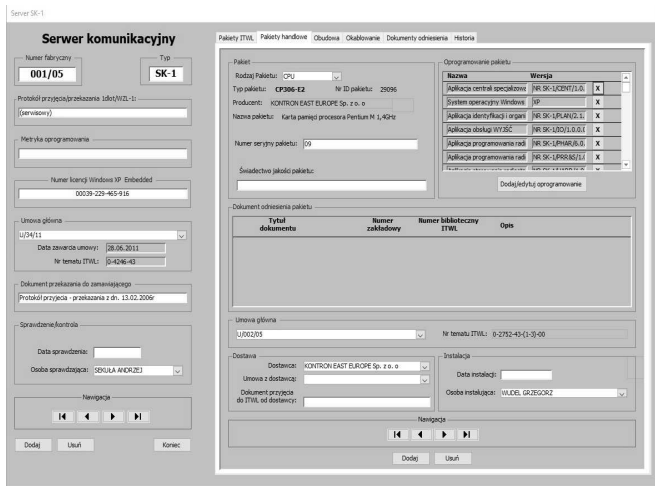
gdzie: $E[T_Z(t)]$ – wartość oczekiwana zmiennej losowej czasu zdadności serwera SK-1, $E[T_N(t)]$ – wartość oczekiwana zmiennej losowej czasu niezadadności serwera SK-1.

$$G_Z(\tau) = \frac{N - M(\tau)}{N} \quad (3)$$

gdzie: N – liczba wszystkich przejść serwera SK-1 pomiędzy stanami eksploatacyjnymi, $M(\tau)$ – liczba przejść serwera SK-1 do stanów niezadadności (obsługa, serwis, naprawa).

Wadą opisanego powyżej sposobu analiz i wyznaczania parametrów niezawodnościowych i gotowości operacyjnej był brak wyczerpujących informacji otrzymywanych z JW eksploatujących system ZSŁ.

W nowym podejściu, opracowywanym w ITWL, wykorzystano probabilistyczny model eksploatacji serwera SK-1 przy wykorzystaniu prawdopodobieństw jego przebywania w stanach zdadności i niezadności. Z uwagi na specyfikę pracy serwera zabudowanego na pokładzie SP, do opisu wybrano 5 podstawowych stanów eksploatacyjnych. Informacje niezbędne do identyfikacji tych stanów pozyskiwano z bazy danych ZSŁ, która umożliwia wprowadzanie danych eksploatacyjnych serwera (rys. 3).

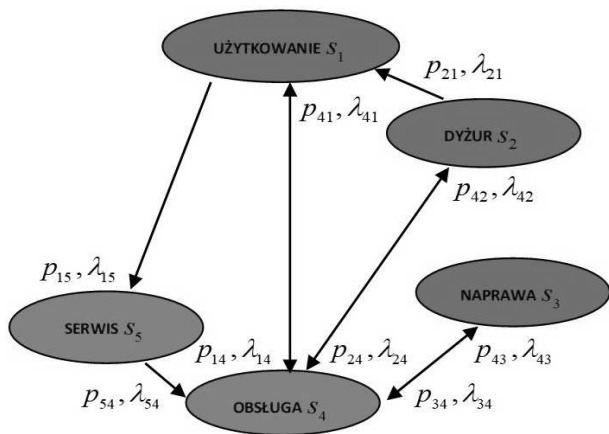


Rys. 3. Okno systemu informatycznego bazy danych ZSŁ

Wyróżniono następujące stany eksploatacyjne serwera komunikacyjnego SK-1: S_1 – użytkowanie w locie (ze stanu tego serwer SK-1 może przechodzić tylko do stanu obsługi S_4 i serwisowania S_5), S_2 – dyżur na ziemi (ze stanu tego serwer SK-1 może przechodzić tylko do stanu użytkowania S_1 lub obsługi S_4), S_3 – naprawa w ITWL (ze stanu tego serwer SK-1 może przechodzić tylko do stanu obsługi S_4), S_4 – obsługa w JW (ze stanu tego serwer SK-1 może przechodzić tylko do stanu użytkowania S_1 , dyżuru S_2 lub naprawy S_3), S_5 – serwisowanie w warunkach ITWL (ze stanu tego serwer SK-1 może przechodzić tylko do stanu obsługi S_4).

Należy zaznaczyć, że obecnie w ITWL opracowywany jest model 6 stanowy z wydzielonym procesem diagnozowania realizowanego w JW.

Dla zilustrowania schematu przejść serwera SK-1 między stanami eksploatacyjnymi przedstawiono je w postaci grafu przejść (rys. 4.).



Rys. 4. Graf przejść serwera SK-1 między poszczególnymi stanami eksploatacyjnymi

Do analizy procesu eksploatacji serwera SK-1, jako głównego elementu systemu ZSŁ wybrano modelowanie według metody łańcuchów Markowa (z rozszerzeniem na łańcuchy semi-Markowa dla procesów charakteryzowanych przez czasy pozostawiania serwera w poszczególnych stanach eksploatacyjnych o rozkładzie innym niż wykładniczy) [5, 6].

Otrzymane zależności prawdopodobieństwa przejść oraz prawdopodobieństwa graniczne przebywania w poszczególnych stanach pozwalają wyznaczyć współczynniki określające gotowość zadaniową.

Formuły opisujące wyznaczanie gotowości operacyjnej systemu ZSŁ w chwili t przedstawiono na podstawie rozwiązania równań macierzowych łańcuchów semi-Markowa dla serwera SK-1 [5, 6, 7].

Na podstawie informacji zgromadzonych w bazie danych ZSŁ charakteryzujących poszczególne stany eksploatacyjne serwera SK-1, wyznaczono wartości prawdopodobieństw przejść $p_{ij}(t)$ między wybranymi stanami. Prawdopodobieństwa przejść $p_{ij}(t)$ można przedstawić w następującej postaci (4):

$$p_{ij}(t) = P\{X(t) = S_j \mid X(0) = S_i\}, \quad i, j = 1, 2, 3, 4, 5, \quad i \neq j \quad (4)$$

Prawdopodobieństwa powyższe można wyznaczyć korzystając z zależności (5):

$$p_{ij}(t) = \frac{n_{ij}(t)}{n_i(t)} \quad (5)$$

gdzie: $n_{ij}(t)$ – liczba przejść ze stanu początkowego S_i do stanu S_j w badanym okresie czasu, $n_i(t)$ – liczba wszystkich przejść ze stanu początkowego S_i w badanym okresie czasu.

Wyznaczoną macierz prawdopodobieństw przejść między poszczególnymi stanami eksploatacyjnymi [8], przy wykorzystaniu grafu przejść serwera SK-1 (rys. 4) można przedstawić w postaci (6):

$$[p_{ij}(t)] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & p_{14}(t) & p_{15}(t) \\ p_{21}(t) & 0 & 0 & p_{24}(t) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_{34}(t) & 0 \\ p_{41}(t) & p_{42}(t) & p_{43}(t) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_{54}(t) & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

Nowe formuły opisujące kształtowanie gotowości operacyjnej serwera SK-1 oparto na podstawie rozwiązania ogólnego równania predykcji prawdopodobieństw [8] jego przebywania w wybranych stanach eksploatacyjnych (7):

$$\begin{bmatrix} 0 & p_{21}(t) & 0 & p_{41}(t) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_{42}(t) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_{43}(t) & 0 \\ p_{14}(t) & p_{24}(t) & p_{34}(t) & 0 & p_{54}(t) \\ p_{15}(t) & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_1(t) \\ p_2(t) \\ p_3(t) \\ p_4(t) \\ p_5(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_1(t) \\ p_2(t) \\ p_3(t) \\ p_4(t) \\ p_5(t) \end{bmatrix} \quad (7)$$

Rozwiązanie powyższego równania (7) wymaga uwzględnienia warunku normalizacji [8], w postaci (8):

$$p_1(t) + p_2(t) + p_3(t) + p_4(t) + p_5(t) = 1 \quad (8)$$

Wyznaczone prawdopodobieństwa graniczne umożliwiają określenie wskaźnika gotowości funkcjonalnej w wybranej chwili czasu t , obejmującej prawdopodobieństwa przebywania serwera SK-1 w stanach podatności, czyli użytkowania w locie (stan S_1) i dyżurowania na ziemi (stan S_2).

W nowym podejściu, chwilową wartość gotowości funkcjonalnej serwera SK-1, wyrażoną za pomocą współczynnika gotowości funkcjonalnej, można wyznaczyć z następującej zależności (9):

$$K_G(t) = \frac{p_1(t) + p_2(t)}{\sum_{j=1}^{j=5} p_j(t)} \quad (9)$$

gdzie: $K_G(t)$ – współczynnik gotowości funkcjonalnej serwera SK-1, $p_1(t)$ – prawdopodobieństwo graniczne przebywania serwera SK-1 w stanie użytkowania S_1 , $p_2(t)$ – prawdopodobieństwo graniczne przebywania serwera SK-1 w stanie dyżurowania S_2 .

Podobnie chwilową wartość gotowości zadaniowej serwera SK-1 w zadanym przedziale czasu τ można wyznaczyć przy wykorzystaniu funkcji niezawodności [8] z następującej zależności (10):

$$R_Z(\tau) = \exp \left[- \int_t^{t+\tau} \lambda(t) dt \right] \quad (10)$$

gdzie: $R_Z(\tau)$ – funkcja niezawodności serwera SK-1, $\lambda(t)$ – wartość intensywności uszkodzeń SK-1.

Na tej podstawie można wyznaczyć chwilową wartość gotowości operacyjnej serwera SK-1, przy wykorzystaniu zależności (11):

$$G_O(t, \tau) = K_G(t) \cdot R_Z(\tau) \quad (11)$$

4. WNIOSKI KOŃCOWE

Doskonalenie i optymalizacja procesu eksploatacji zintegrowanych systemów łączności wymaga nowych metod oceny oraz systemów informatycznych wspomagających proces decyzyjny w zakresie określania i kształtowania ich gotowości operacyjnej. Dane gromadzone w systemie umożliwiają wyznaczanie czasów między uszkodzeniami,

intensywności uszkodzeń i rozkładów prawdopodobieństw uszkodzenia, a z nich współczynników charakteryzujących gotowość operacyjną poszczególnych elementów zintegrowanego systemu łączności. Opracowany model pozwala na bieżącą ocenę i kształtowanie gotowości operacyjnej serwera komunikacyjnego SK-1, stanowiącego główny element składowy systemu ZSŁ. Opracowany model został zaimplementowany w systemie komputerowym funkcjonującym w Zakładzie Awioniki ITWL. Prowadzone są prace wstępne nad włączeniem tego systemu do profesjonalnych systemów informatycznych SI SAMANTA i SI TURAWA, co pozwoli na prowadzenie bieżącej oceny i kształtowania gotowości operacyjnej zintegrowanych systemów łączności eksploatowanych na śmigłowcach wojskowych w Siłach Zbrojnych RP.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Zieja M., Kaleta R.: A computer-based system to analyze and assess flight safety of military aircraft, RTO-MP-IST-087 Information Management and Exploitation, Stockholm, NATO Research and Technology Organization 2009.
2. Pazur A.: Technologia nr 50/43/15 Obsługi serwisowe i naprawy zintegrowanego systemu łączności śmigłowca *Mi8, Mi17, (Mi171V), Mi24* (co 2 lata eksploatacji), BT ITWL, Warszawa, 2015.
3. Pazur A.: Badanie niezawodności systemów łączności w oparciu o specjalizowany serwer komunikacyjny, Wyd. ITWL, Warszawa, 2010.
4. Szelmanowski A.: Stanowisko integracyjne systemów awionicznych na bazie cyfrowych szyn danych, BT ITWL, Warszawa, 2004.
5. Lewitowicz J.: Podstawy eksploatacji statków powietrznych, Tom 3, Systemy eksploatacji statków powietrznych, Wyd. ITWL, Warszawa, 2006.
6. Lewitowicz J., Kustroń K.: Podstawy eksploatacji statków powietrznych, Tom 2, Własności i właściwości eksploatacyjne statków powietrznych, Wyd. ITWL, Warszawa, 2003.
7. Kececioglu P.: Maintainability, Availability and Operational Readiness Engineering Handbook, Wyd. Prentice Hall, New Jersey, 1995.
8. Woropay M., Żurek J., Migawa K.: Model oceny i kształtowania gotowości operacyjnej podsystemu utrzymania ruchu w systemie transportowym, Wyd. ITE, Radom, 2003.

COMPUTER AIDED SYSTEM OF INTEGRATED COMMUNICATION SYSTEMS OPERATING CAPABILITY MANAGEMENT FOR POLISH MILITARY HELICOPTERS

In Poland, the effective aiding of the operation of aircraft and helicopters used in the Polish Armed Forces is also provided by IT systems, including, among others, the SAMANTA system, which includes data about the defects of avionic systems and devices, and the TURAWA system, which allows specifying the status and selected operating parameters. The Air Force Institute of Technology runs an IT system in the form of a database to collect specific data and determine the value of selected operating parameters in the scope of the ZSŁ (integrated communication system). The database is regularly updated with information concerning, among others, dates of commencing maintenance, servicing and storage of particular ZSŁ system components, results of checks and inspections, descriptions of damage and defects, as well as the times of their operation on board of an aircraft (data collected from military units using the system).

Keywords: the IT SAMANTA system, the IT TURAWA system, operating capability integrated communication system.