Informatics Control Measurement
in Economy and Environment Protection

INDEX COPERNICUS INTERNATIONAL

4/2016

Informatyka Automatyka Pomiary

CITT LPNT

www.e-IAPGOS.pl

w gospodarce i ochronie środowiska

ISSN 2083-0157

Kwartalnik Naukowo-Techniczny

cena 16 zł (w tym 5% VAT)

Wydział Elektryczny Politechnika Śląska

4/2016

październik – grudzień

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

INFORMATYKA AUTOMATYKA POMIARY
W GOSPODARCE i OCHRONIE ŚRODOWISKA
Informatics Control Measurement in Economy and Environment Protectio

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

INTERNATIONAL PROGRAMME COMMITTEE – RADA PROGRAMOWO-NAUKOWA

Chairman
Przewodniczący

Waldemar WÓJCIK
Lublin University of Technology,
Lublin, Poland

Members
Członkowie

Kazimierz ADAMIAK
University of Western Ontario,
Ontario, Canada

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

Shin-ichi AOQUI
Sojo University,
Kumamoto, Japan

Javier BALLESTER
Universidad de Zaragoza,
Saragossa, Spain

Anatolij BIELECKI
National Aviation University,
Kiev, Ukraine

Yurii BOBALO
Lviv Polytechnic National
University, Lviv, Ukraine

Oleksy BORYSENKO
Department of Elektronics
and Computer Technics,
Sumy, Ukraine

Hartmut BRAUER
University of Potsdam,
Potsdam, Germany

Kathleen CURRAN
School of Medicine
& Medical Science,
Dublin, Ireland

Milan DADO
University of Žilina,
Žilina, Slovakia

Jarmila DEDKOVA
Brno University of Technology,
Brno, Czech Republic

Andrzej DEMENKO
Poznan University of Technology,
Poznań, Poland

Józef DRESNER
EUROTEK International,
Warsaw, Poland

Pavel FIALA
Brno University of Technology,
Brno, Czech Republic

Vladimir FIRAGO
Belarusian State University,
Minsk, Belarus

Ryszard GOLEMAN
Lublin University of Technology,
Lublin, Poland

Jan GÓRSKI
AGH University of Science
and Technology,
Cracow, Poland

Stanisław GRATKOWSKI
West Pomeranian University
of Technology Szczecin,
Szczecin, Poland

Antoni GRZANKA
Warsaw University of Technology,
Warsaw, Poland

Jeni HEINO
Helsinki University of Technology,
Helsinki, Finland

Oleksandra HOTRA
Lublin University of Technology,
Lublin, Poland

Zenon HOTRA
Lviv Polytechnic National
University, Lviv, Ukraine

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

Piotr KACEJKO
Lublin University of Technology,
Lublin, Poland

Krzysztof KLUSZCZYŃSKI
Silesian University of Technology,
Gliwice, Poland

Yurii KRAK
Taras Shevchenko National
University of Kyiv,
Kiev, Ukraine

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

Piotr KSIĄŻEK
Medical University of Lublin,
Lublin, Poland

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

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

Volodymyr LYTVYNENKO
Kherson National
Technical University,
Kherson, Ukraine

Andrzej ŁOBZOWSKI
LAB-EL, Warsaw, Poland

Henryk MADURA
Jarosław Dąbrowski Military
University of Technology,
Warsaw, Poland

Artur MEDVIED
Riga Technical University,
Riga, Latvia

Paweł MERGO
Maria Curie-Skłodowska
University, Lublin, Poland

Andrzej NAFALSKI
University of South Australia,
Adelaide, Australia

Il Han PARK
Sungkyunkwan University,
Suwon, Korea

Sergey PAVLOV
Vinnytsia National
Technical University,
Vinnytsia, Ukraine

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

Liudvikas PRANEVICIUS
Vytautas Magnus University,
Kaunas, Lithuania

Denis PREMEL
CEA Saclay,
Gif-sur-Yvette, France

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

Ryszard ROSKOSZ
Gdańsk University of Technology,
Gdańsk, Poland

Tomasz RYMARCZYK
Netrix Group,
Lublin, Poland

Przemysław SANECKI
Rzeszów University of Technology,
Rzeszów, Poland

Dominik SANKOWSKI
Lodz University of Technology,
Lodz, Poland

Jan SIKORA
Lublin University of Technology,
Lublin, Poland

Stanislav SLOSARCIK
Technical University of Kosice,
Kosice, Slovakia

Jan SROKA
Warsaw University of Technology,
Warsaw, Poland

Bohdan STADNYK
Lviv Polytechnic
National University,
Lviv, Ukraine

Henryka Danuta STRYCZEWSKA
Lublin University of Technology,
Lublin, Poland

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

Jerzy SZYNDLER
Centrum Innowacji i Transferu
Technologii LPNT,
Lublin, Poland

Mirosław ŚWIERCZ
Bialystok University
of Technology,
Białystok, Poland

Stanisław TARASIEWICZ
Université Laval,
Quebec, Canada

Murielle TORREGROSSA
University of Strasbourg,
Strasbourg, France

Sławomir TUMAŃSKI
Warsaw University of Technology,
Warsaw, Poland

Andrzej WAC-WŁODARCZYK
Lublin University of Technology,
Lublin, Poland

Zygmunt WARSZA
Industrial Research Institute
for Automation and Measurements,
Warsaw, Poland

Grzegorz WOŹNIAK
Centrum Innowacji i Transferu
Technologii LPNT,
Lublin, Poland

Sotoshi YAMADA
Kanazawa University,
Kanazawa, Japan

Xiaoyi YANG
Beihang University,
Beijing, China

Mykola YERMOSHENKO
International Academy
of Information Sciences,
Kiev, Ukraine

Athanasios ZACHAROPOULOS
University College London,
London, United Kingdom

Ivan ZHARSKI
Belarusian National
Technical University,
Minsk, Belarus

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

Paweł ZHUKOWSKI
Lublin University of Technology,
Lublin, Poland

EDITORIAL BOARD – KOMITET REDAKCYJNY

Editor-in-Chief
Redaktor naczelny

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

Topical Editors
Redaktorzy działowi

Computer Science
Informatyka

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

Electronics
Elektornika

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

Automatic
Automatyka

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

Mechtronics
Mechatronika

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

EDITOR STAFF – ZESPÓŁ REDAKCYJNY

Deputy Editors
Zastępcy redaktora

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

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

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

Assistant Editor
Sekretarz redakcji

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

Technical Editor
Redaktor techniczny

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

EDITORIAL OFFICE – REDAKCJA

Redakcja czasopisma
Informatyka, Automatyka, Pomiary w Gospodarce i Ochronie Środowiska
CITT LPNT Sp. z o.o.
ul. Frezerów 3
20-209 Lublin
tel./fax: +48 81 479 09 17
redakcja@iapgos.pl
www.e-iapgos.pl

PUBLISHER – WYDAWCA

Centrum Innowacji i Transferu Technologii LPNT Sp. z o. o.
ul. Frezerów 3
20-209 Lublin
tel./fax: +48 81 479 09 17
www.citt.lublin.pl

OTHER INFORMATION – INNE INFORMACJE

Skład i łamanie: Centrum Innowacji i Transferu Technologii LPNT Sp. z o. o.
Druk: Drukarnia Rapida, ul. Piękna 8, 20-423 Lublin
Nakład: 300 egz.

Czasopismo jest indeksowane w bazach:
BazTech: baztech.icm.edu.pl
IC Journals Master List: www.journals.indexcopernicus.com

Czasopismo znajduje się w wykazie czasopism naukowych opublikowanym w Komunikacie Ministra Nauki i Szkolnictwa Wyższego z dnia 9 grudnia 2016 r. – część B, pozycja 685 – z liczbą punktów przyznawanych za publikację równą 7.

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

W celu zwiększenia oddziaływania czasopisma w środowisku naukowym redakcja zaleca:

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

CONTENTS – SPIS TREŚCI

1. **Paweł Sowa, Marian Pasko, Andrzej Kowalik**
Faculty of Electrical Engineering at Silesian University of Technology – 70 years of tradition
Wydział Elektryczny Politechniki Śląskiej – 70 lat tradycji ... 4

2. **Zhuangbo Feng, Zhengwei Long, Kazimierz Adamiak**
A critical review of models used in numerical simulation of electrostatic precipitators
Krytyczny przegląd modeli używanych w symulacji numerycznej elektrofiltrów ... 9

3. **Janusz Zawadzki**
Intrusion ascertainment by the analysis of surrounding wireless signals with software defined radio
Analiza sygnałów bezprzewodowych z otoczenia a stwierdzenie intruzji za pomocą systemu radia definiowanego programowo ... 18

4. **Michal Jurčišin, Slavomír Kardoš**
Software tool and peripherals of system for measuring of intra-abdominal pressure
Oprogramowanie i urządzenia peryferyjne systemu do pomiaru ciśnienia w jamie brzusznej ... 22

5. **Tomasz Chmielewski**
Control and grid synchronization of two level voltage source inverter under temporary voltage unbalance
Sterowanie oraz synchronizacja dwupoziomowego falownika napięcia w warunkach przejściowej asymetrii napięć sieci ... 26

6. **Przemysław Łopato, Grzegorz Psuj, Michał Herbko, Michał Maciusowicz**
Evaluation of stress in steel structures using electromagnetic methods based on utilization of microstrip antenna sensor and monitoring of AC magnetization process
Ocena naprężeń w konstrukcjach stalowych za pomocą metod elektromagnetycznych wykorzystujących czujniki mikropaskowe i umożliwiające monitorowanie procesu magnetyzacji AC ... 32

7. **Andrzej Sumorek**
The measurement system of wind load of facade scaffolding
System do pomiarów obciążenia wiatrem rusztowań elewacyjnych ... 37

8. **Agnieszka Świerkosz**
Characteristic of selected image hiding techniques
Charakterystyka wybranych technik ukrywania obrazu ... 43

9. **Ewelina Kosicka, Dariusz Mazurkiewicz, Arkadiusz Gola**
Problems of decision support in maintenance systems
Problemy wspomagania decyzji w systemach utrzymania ruchu ... 49

10. **Grzegorz Kozieł, Jakub Maluga**
Security of hotspots in buses
Bezpieczeństwo hotspotów w autobusach ... 53

11. **Kamil Krasuski**
Characteristic of QZSS-Zenith positioning augmentation system
Charakterystyka systemu wspomagania pozycjonowania QZSS-Zenith ... 58

12. **Agnieszka Wantuch**
RES in low-energy buildings
OZE w budownictwie niskoenergetycznym ... 63

13. **Kamil Możdżyński, Tomasz Gajowik, Krzysztof Rafał, Mariusz Malinowski**
Control a small wind turbine with asynchronous generator
Układ sterowania małą elektrownią wiatrową z generatorem asynchronicznym ... 67

14. **Magdalena Grzesińska, Magdalena Waszczyńska, Beata Pańczyk**
JEE database applications performance
Wydajność pracy z bazami danych w aplikacjach JEE ... 73

15. **Daniel Sawicki**
Combustion process state classification based on flame image analysis
Klasyfikacja stanu procesu spalania na podstawie analizy obrazu płomienia ... 77

16. **Halina Ochim, Beata Pańczyk**
Web pages optimizing using RWD
RWD jako narzędzie optymalizacji stron internetowych ... 81

Lista recenzentów współpracujących z czasopismem w roku 2016 ... 87

DOI: 10.5604/01.3001.0009.5014

WYDZIAŁ ELEKTRYCZNY POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ – 70 LAT TRADYCJI

Paweł Sowa[1], Marian Pasko[2], Andrzej Kowalik[3]
[1]Dziekan Wydziału Elektrycznego Politechniki Śląskiej, [2]Kierownik Zakładu Maszyn Elektrycznych i Inżynierii Elektrycznej w Transporcie Wydziału Elektrycznego, [3]Rzecznik Wydziału Elektrycznego Politechniki Śląskiej

Streszczenie. *W roku ubiegłym Wydział Elektryczny Politechniki Śląskiej świętował siedemdziesięciolecie swojego istnienia. Jubileusz ten stał się okazją do dokonania podsumowania jego dotychczasowej działalności i nakreślenia planów na najbliższą przyszłość. W artykule zaprezentowano historię i strukturę organizacyjną Wydziału, a także jego działalność dydaktyczną i badawczą oraz współprace z partnerami przemysłowymi.*

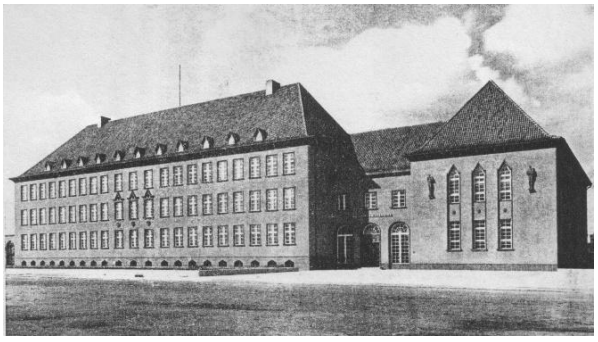
FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AT SILESIAN UNIVERSITY OF TECHNOLOGY – 70 YEARS OF TRADITION

Abstract. *The article presents the Faculty of Electrical Engineering of Silesian University of Technology, which celebrated its 70th anniversary last year. The past 70 years are a good opportunity to summarize the changes that have taken place at the Faculty in the scientific, research and didactic fields and to outline plans for the future. The history, the organizational structure of the Faculty and the cooperation with industry are also described in the article.*

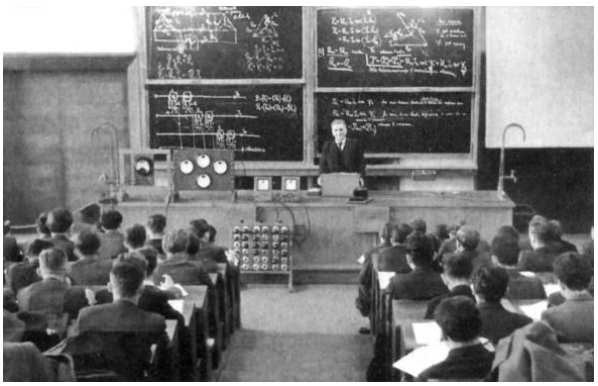
Historia

Wydział Elektryczny Politechniki Śląskiej założony został w dniu 24 maja 1945 roku, jako jeden z pierwszych czterech wydziałów nowopowstałej uczelni (obok Wydziału Mechanicznego, Chemicznego oraz Wydziału Inżynieryjno-Budowlanego).

Pierwszą kadrę naukowo-dydaktyczną Wydziału Elektrycznego tworzyli głównie pracownicy Politechniki Lwowskiej i Politechniki Warszawskiej, którzy po zakończeniu drugiej wojny światowej rozpoczęli pracę w Gliwicach. Patron Wydziału – prof. Stanisław Fryze – pionier elektrotechniki polskiej – przybył ze Lwowa razem z profesorami: Tadeusz Malarskim (radiotechnika), Tadeuszem Zagajewski (elektronika przemysłowa) oraz Antonim Plamitzerem (maszyny elektryczne). Z Warszawy do Gliwic przenieśli się profesorowi: Jan Obrąpalski (elektroenergetyka), Mieczysław Pluciński (miernictwo elektryczne) oraz Zygmunt Gogolewski (maszyny elektryczne).



Rys. 1. Najstarszy budynek Wydziału



Rys. 2. Wykład prof. S. Fryze

Początkowo zajęcia dydaktyczne na kierunku Elektrotechnika odbywały się w zaadaptowanych w tym celu opuszczonych kamienicach oraz budynkach urzędowych, lecz już w końcu roku 1946 Wydział Elektryczny otrzymał do dyspozycji budynek przedwojennego gimnazjum państwowego, który do dnia dzisiejszego wchodzi w skład kompleksu budynków wydziałowych. Lata pięćdziesiąte i sześćdziesiąte XX wieku to okres kształtowania się nowych specjalności studiów (tzw. oddział prądów silnych i oddział prądów słabych). W grudniu 1963 roku od Wydziału Elektrycznego odłącza się Oddział Automatyki tworząc samodzielny, pierwszy w Polsce, Wydział Automatyki. W latach siedemdziesiątych zniesiono katedry i powołano trzy instytuty: Instytut Elektroenergetyki i Sterowania Układów, Instytut Metrologii i Maszyn Elektrycznych oraz Instytut Podstawowych Problemów Elektrotechniki i Energoelektroniki.

Od zmian ustrojowych w latach dziewięćdziesiątych XX wieku Wydział Elektryczny modernizuje swoją ofertę edukacyjną (otwarto nowy kierunek: Elektronikę i Telekomunikację, jak również studiów doktoranckich) dostosowujące ją do potrzeb nauki i przemysłu. W 2008 roku uruchomione zostały dwa kierunki studiów: Mechatronika oraz Informatyka. Studia charakteryzują się praktycznym podejściem w zakresie prowadzonych przedmiotów, a współpraca z partnerami przemysłowymi nabiera intensyfikacji. W roku akademickim 2013/2014 uruchomiono piąty kierunek studiów Energetyka o specjalności: energetyka prosumencka.

1. Struktura organizacyjna

Organem jednoosobowym kierującym Wydziałem Elektrycznym jest Dziekan, natomiast organem kolegialnym Rada Wydziału. W skład Rady Wydziału wchodzi 48 pracowników i studentów, w tym 27 z tytułem naukowym profesora lub stopniem naukowym doktora habilitowanego. W roku 2013 powołana został nowy kolegialny organ doradczy: Rada Programowa. Radzie tej przewodniczy Dziekan, a jej celem jej działania jest wymiana poglądów dotyczących, przede wszystkim, jakości kształcenia na Wydziale Elektrycznym oraz ściślejszego powiązania środowiska naukowego i dydaktycznego z zakładami pracy, władzami regionu, instytucjami branżowymi oraz z innymi podmiotami zatrudniającymi absolwentów Wydziału Elektrycznego.

Rys. 3. Posiedzenie Rady Programowej

Rys. 4. Pracownicy Wydziału

W skład Wydziału Elektrycznego wchodzą trzy instytuty oraz trzy katedry. Obecna Struktura Wydziału przedstawia się następująco:

Kolegium Dziekańskie

- Dziekan
  prof. dr hab. inż. Paweł Sowa
- Prodziekan ds. Nauki i Organizacji:
  dr hab. inż. Zbigniew Kaczmarczyk, prof. Pol. Śl.
- Prodziekan ds. Studenckich dla kierunków Elektronika i Telekomunikacja, Mechatronika oraz Energetyka
  dr inż. Adam Cichy
- Prodziekan ds. Studenckich dla kierunków Elektrotechnika oraz Informatyka
  dr inż. Piotr Holajn

Jednostki Wydziału

- Instytut Elektroenergetyki i Sterowania Układów
  Dyrektor: prof. dr hab. inż. Paweł Sowa
  - Zakład Sieci i Instalacji Elektroenergetycznych
    Kierownik: dr hab. inż. Roman Korab
  - Zakład Automatyki i Informatyki w Elektroenergetyce
    Kierownik: prof. dr hab. inż. Adrian Halinka

- Instytut Metrologii, Elektroniki i Automatyki
  Dyrektor: dr hab. inż. Marian Kampik, prof. Pol. Śl.
  Z-ca Dyrektora ds. Nauki: dr inż. Janusz Guzik, doc. Pol. Śl.
  Z-ca Dyrektora ds. Dydaktyki: dr inż. Bogusław Kasperczyk

- Instytut Elektrotechniki i Informatyki
  Dyrektor: prof. dr hab. inż. Stefan Paszek
  - Zakład Elektrotechniki Teoretycznej, Informatyki i Telekomunikacji
    Kierownik: prof. dr hab. inż. Janusz Walczak
  - Zakład Maszyn Elektrycznych i Inżynierii Elektrycznej w Transporcie
    Kierownik: prof. dr hab. inż. Marian Pasko
- Katedra Optoelektroniki
  Kierownik: prof. dr hab. inż. Tadeusz Pustelny
  Z-ca Kierownika: dr hab. inż. Marek Błahut, prof. Pol. Śl.
- Katedra Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki
  Kierownik: dr hab. inż. Kazimierz Gierlotka, prof. Pol. Śl.
- Katedra Mechatroniki
  Kierownik: prof. dr hab. inż. Krzysztof Kluszczyński
  Z-ca Kierownika: dr inż. Grzegorz Kłapyta

2. Oferta dydaktyczna

Na Wydziale Elektrycznym prowadzonych jest pięć kierunków studiów – Elektrotechnika, Elektronika i Telekomunikacja, Energetyka, Informatyka oraz Mechatronika. Wszystkie kierunki prowadzone są na poziomie studiów pierwszego stopnia w formie stacjonarnej i niestacjonarnej, przy czym Elektrotechnika, Elektronika i Telekomunikacja oraz Mechatronika również na poziomie studiów drugiego stopnia.

Na Wydziale Elektrycznym organizowane są studia podyplomowe umożliwiające pogłębienie wiedzy i umiejętności praktycznych z zakresu szeroko rozumianej elektrotechniki.

Rys. 5. Inauguracja Nowego Roku Akademickiego

Rys. 6. Otrzęsiny pierwszoroczniaków

Studia podyplomowe prowadzone obecnie na Wydziale Elektrycznym:

- Innowacyjne technologie w energetyce,
- Komputerowe Wspomaganie Inżynierii Elektronicznej CAD,
- Organizacja i akredytacja laboratoriów,
- Rynek energii. Audyt energetyczny. Energetyka rozproszona i e-infrastruktura w gminach,
- Systemy Automatyki SIMATIC i Energoelektroniczne Układy Napędowe,
- Systemy Pomiarowe i Sterowniki Programowalne,
- Zarządzanie przedsiębiorstwem energetycznym i metody informatyczne w elektrotechnice.

Rys. 7. Studenci Wydziału na Balu Elektryka

Na Wydziale Elektrycznym studiuje ponad 1800 studentów (1100 w trybie stacjonarnym oraz 700 w niestacjonarnym). Łącznie, w ciągu 70. lat istnienia, Wydział Elektryczny wykształcił ponad 14000 absolwentów wszystkich kierunków studiów.

W zakresie kształcenia studentów Wydział współpracuje z ponad 20 ośrodkami akademickimi z całej Europy w ramach programu Erasmus+. Ponadto na Wydziale aktywnie działa 11 studenckich kół naukowych, których zadaniem jest pogłębianie wiedzy oraz organizacja seminariów, szkoleń i wyjazdów naukowo-dydaktycznych dla studentów.

Rys. 8. Wręczenie dyplomów absolwentom

Tabela 1. Kierunki, rodzaje i specjalności studiów prowadzonych na Wydziale Elektrycznym

<table>
<tr><th colspan="4">kierunek „Elektrotechnika” (profil ogólnoakademicki)</th></tr>
<tr><td colspan="2">studia I stopnia</td><td colspan="2">studia II stopnia</td></tr>
<tr><td>stacjonarne</td><td>niestacjonarne</td><td>stacjonarne</td><td>niestacjonarne</td></tr>
<tr><td colspan="2">Specjalność:
• inżynieria elektryczna</td><td colspan="2">Specjalności:
• automatyka i metrologia elektryczna,
• elektroenergetyka,
• przetwarzanie i użytkowanie energii elektrycznej,
• systemy elektromechaniczne w przemyśle i transporcie,
• systemy mechatroniczne</td></tr>
<tr><th colspan="4">kierunek „Elektronika i telekomunikacja” (profil ogólnoakademicki)</th></tr>
<tr><td colspan="2">studia I stopnia</td><td colspan="2">studia II stopnia</td></tr>
<tr><td>stacjonarne</td><td>niestacjonarne</td><td>stacjonarne</td><td>niestacjonarne</td></tr>
<tr><td colspan="2">Specjalność:
• inżynieria systemów elektronicznych.</td><td colspan="2">Specjalności:
• systemy teleinformatyczne,
• komputerowe systemy sterowania,
• optoelektronika i technika światłowodowa.</td></tr>
<tr><th colspan="4">kierunek „Mechatronika” (profil ogólnoakademicki)</th></tr>
<tr><td colspan="2">studia I stopnia</td><td colspan="2">studia II stopnia</td></tr>
<tr><td>stacjonarne</td><td>niestacjonarne</td><td>stacjonarne</td><td>niestacjonarne</td></tr>
<tr><td colspan="4">Specjalność: zastosowanie mechatroniki w inżynierii elektrycznej.</td></tr>
<tr><th colspan="4">kierunek „Informatyka” (profil ogólnoakademicki)</th></tr>
<tr><td colspan="4">studia I stopnia</td></tr>
<tr><td colspan="2">stacjonarne</td><td colspan="2">niestacjonarne</td></tr>
<tr><td colspan="4">Specjalność: informatyka w systemach elektrycznych.</td></tr>
<tr><th colspan="4">kierunek „Energetyka” (profil praktyczny)</th></tr>
<tr><td colspan="4">studia I stopnia</td></tr>
<tr><td colspan="2">stacjonarne</td><td colspan="2">niestacjonarne</td></tr>
<tr><td colspan="4">Specjalność: energetyka prosumencka.</td></tr>
</table>

2.1. Kierunek Elektrotechnika

Kierunek studiów Elektrotechnika jest najstarszym kierunkiem kształcenia studentów prowadzonym na Wydziale Elektrycznym. Na kierunku Elektrotechnika Wydziału Elektrycznego studenci mają możliwość zdobywania wiedzy i umiejętności w obszarach-kierunkach dyplomowania:

- wytwarzania energii czyli elektroenergetyki, przesyłu energii, zabezpieczeń przesyłu energii, dystrybucji energii elektrycznej,
- wytwarzania energii ze źródeł odnawialnych, zarządzania energią w inteligentnych internetowych sieciach Smart Grid, magazynowania energii w zasobnikach, tworzenia nowej energetyki rozproszonej,
- automatyki przemysłowej, pomiarów elektrycznych, elektroniki analogowej i cyfrowej, komputerowych systemów pomiarowych,
- robotyki, energoelektroniki przemysłowej i przetwarzania energii, sterowania napędami elektrycznymi,
- projektowania, zabezpieczania oraz diagnozowania i eksploatacji maszyn elektrycznych i systemów elektrycznych w przemyśle, diagnostyki i eksploatacji nowoczesnych układów samochodowych, projektowania i eksploatacji samochodów hybrydowych i elektrycznych.

Na absolwentów kierunku czeka wiele miejsc pracy w przemyśle krajowym i zagranicznym, ponieważ istnienie jakiejkolwiek produkcji przemysłowej pociąga za sobą konieczność wytworzenia energii elektrycznej, przesłania tej energii, jej rozdzielenia, przemian i dostosowania do wymagań odbiorcy, ochrony życia pracowników a także sterowania i nadzorowania ruchem maszyn, napędów czy urządzeń.

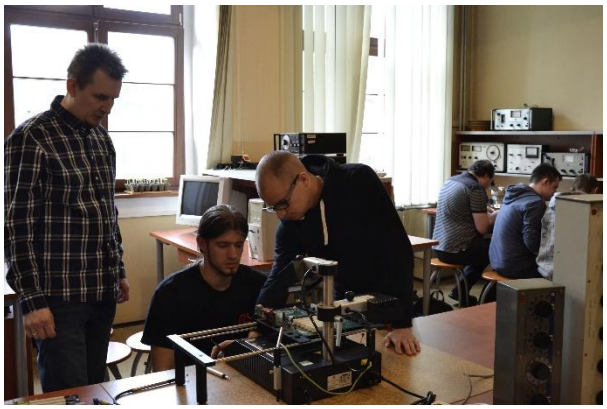
W prestiżowym rankingu szkół wyższych czasopisma „Perspektywy” kierunek elektrotechnika, prowadzony na Wydziale Elektrycznym Politechniki Śląskiej zajął czwarte miejsce w swojej grupie w Polsce.

2.2. Kierunek Elektronika i telekomunikacja

Kierunek studiów „Elektronika i telekomunikacja” jest kierunkiem kształcenia studentów wprowadzonym na Wydziale Elektrycznym w 1995 r. Absolwenci uzyskują wiedzę z zakresu elektroniki i telefonii analogowej oraz internetowej, cyfrowego przetwarzania sygnałów, sieci przemysłowych, jak również bezpieczeństwa danych (kryptografii). Po ukończeniu studiów znajdują zatrudnienie w przemyśle elektronicznym i telekomunikacyjnym, u operatorów telekomunikacyjnych i teleinformatycznych, a także w różnego rodzaju firmach zajmujących się projektowaniem i instalacją systemów oraz sieci komputerowych.

2.3. Kierunek Mechatronika

Kierunek studiów „Mechatronika” prowadzony jest na Wydziale Elektrycznym od 2008 r. W roku 2013 został nagrodzony w konkursie Ministra Nauki i Szkolnictwa Wyższego, dotyczącym wdrażania systemów poprawy jakości kształcenia oraz Krajowych Ram Kwalifikacji. Absolwenci mają niezbędne kompetencje do podjęcia pracy we współczesnym przemyśle na różnych stanowiskach pracy, a w szczególności jako projektanci złożonych systemów produkcyjnych, jako inżynierowie produkcji oraz jako inżynierowie utrzymania ruchu produkcyjnego.



Rys. 9. Laboratorium elektroniki

Rys. 10. Laboratorium elementów i systemów mechatronicznych

2.4. Kierunek Informatyka

Kierunek studiów „Informatyka" został uruchomiony na Wydziale Elektrycznym w 2008 r. W roku 2010 kierunek otrzymał wsparcie z Programu Operacyjnego Kapitał Ludzki, w ramach którego dwa nabory studentów zostały objęte projektem „Inżynier Informatyk – zawód z przyszłością".

Absolwenci kierunku znajdują zatrudnienie w firmach informatycznych i elektrotechnicznych, zajmujących się projektowaniem, budową, wdrażaniem narzędzi i systemów komputerowych. Posiadają wiedzę techniczną z zakresu inżynierii oprogramowania, budowy współczesnych komputerów i urządzeń z nimi współpracujących, systemów operacyjnych, sieci komputerowych i baz danych. Posiadają podstawową wiedzę w zakresie sztucznej inteligencji, grafiki komputerowej oraz komunikacji człowiek-komputer.

2.5. Kierunek Energetyka

Kierunek studiów „Energetyka" jest najmłodszym kierunkiem, wprowadzonym na Wydziale Elektrycznym w 2013 r. Absolwenci uzyskują kompetencje do wykonywania zawodu inżyniera energetyka w okresie strukturalnej zmiany energetyki, przechodzącej od modelu energetyki korporacyjnej, do nowego modelu energetyki rozproszonej, zarządzanej za pomocą infrastruktury smart grid.

3. Działalność naukowo-badawcza

Wydział Elektryczny posiada uprawnienia do nadawania stopnia naukowego doktora nauk technicznych i doktora habilitowanego w dyscyplinie elektrotechnika (od 2011 r. również doktora w dyscyplinie elektronika). Dotychczas nadanych zostało 340 stopni doktora nauk technicznych, przeprowadzono 90 postępowań habilitacyjnych oraz wystąpiono o 40 nominacji profesorskich.

Rys. 11. Laboratorium urządzeń elektroenergetycznych

Rys. 12. Laboratorium układów regulacji maszyn elektrycznych

Wydział jest nastawiony na aktywną współpracę z partnerami przemysłowymi. Umowy zawarte przez Politechnikę Śląską oraz kontakty indywidualne pracowników Wydziału z przedsiębiorstwami, ośrodkami akademickimi oraz naukowymi stwarzają możliwość przepływu myśli technicznej. Natomiast realizowane wspólnie prace naukowo-badawcze podnoszą rangę i prestiż, zarówno uczelni, jak i samego Wydziału. Pracownicy Wydziału Elektrycznego corocznie biorą udział w ponad dwudziestu projektach badawczych zlecanych przez przedsiębiorstwa branżowe oraz Ministerstwo Nauki i Szkolnictwa Wyższego, jak również zgłaszają kilkanaście wniosków o rejestrację patentu i opracowują wiele opinii i ekspertyz.

Tematyka badań naukowych i prac badawczych realizowanych na Wydziale Elektrycznym jest zgodna z jego profilem naukowo-dydaktycznym, a szczegółowy zakres badań ściśle skorelowany z jego wewnętrzną strukturą organizacyjną:

Instytut Elektroenergetyki i Sterowania Układów prowadzi działalność badawczą w zakresie: techniki wysokich napięć i wielkich prądów, diagnostyki urządzeń elektroenergetycznych, analiz i planowania rozwoju systemu elektroenergetycznego, energetyki prosumenckiej i odnawialnych źródeł energii, elektroenergetycznej automatyki zabezpieczeniowej i systemowej oraz modelowania i wykrywania zakłóceń w systemach elektroenergetycznych.

Obszar badań *Instytutu Metrologii, Elektroniki i Automatyki* obejmuje: miernictwo elektryczne, elektroniczne i przemysłowe, systemy pomiarowo-sterujące, miernictwo materiałowe i precyzyjne, automatyzację narzędzi pomiarowych i nowe technologie przetworników pomiarowych.

Pracownicy *Instytutu Elektrotechniki i Informatyki* prowadzą działalność badawczą w następujących zagadnieniach: analizie syntezy układów z przebiegami odkształconymi, badaniem parametrów charakteryzujących jakość energii elektrycznej, eliminacji harmonicznych, kompensacji pasywnej i aktywnej za pomocą filtrów hybrydowych, metodach przetwarzania sygnałów analogowych i cyfrowych, sieciach neuronowych i algorytmach genetycznych, analizie, syntezie i modelowaniu układów elektronicznych oraz zastosowaniach technik informatycznych w zagadnieniach elektroenergetyki, układów zasilania i sterowania maszyn elektrycznych, układów elektrycznych w pojazdach samochodowych, systemów zasilania trakcji elektrycznej, pojazdów elektrycznych i hybrydowych. Od 1977 roku Instytut jest organizatorem najstarszej i największej konferencji z szeroko rozumianej elektrotechniki IC SPETO, która w 2016 odbyła się po raz XXXIX.

Badania realizowane w *Katedrze Optoelektroniki* koncentrują się na optoelektronice planarnej i światłowodowej, optyce zintegrowanej, sensorach optoelektronicznych i akustoelektronicznych różnych wielkości fizycznych, wykorzystaniu zjawisk optycznych w diagnostyce i terapii medycznej, propagacji akustycznych fal powierzchniowych w zastosowaniu do detekcji niskich koncentracji gazów toksycznych i przemysłowych oraz na zastosowaniu zjawisk emisji akustycznej w diagnostyce układów elektroenergetycznych.

Katedra Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki prowadzi badania z zakresu: analizy elementów i systemów energoelektronicznych, sterowania przekształtników energoelektronicznych, zastosowań falowników rezonansowych do nagrzewania indukcyjnego i pojemnościowego, napędów elektrycznych, sterowania robotów mobilnych i zastosowań nadprzewodnictwa.

Katedra Mechatroniki skupia działania badawcze na automatyzacji i robotyzacji procesów przemysłowych oraz na projektowaniu i konstrukcji niekonwencjonalnych manipulatorów, urządzeń z materiałami inteligentnymi i nietypowych systemów napędowych (np. wyrzutnie pocisków, silniki liniowo-obrotowe, generatory drgań, systemy pozycjonowania, systemy sterowane przez Internet).

Wydział Elektryczny prowadzi intensywną współprace z przedsiębiorstwami działającymi w branży szerokorozumianej elektrotechniki. Do największych z nich należą m.in.: Tauron Dystrybucja S.A., Polskie Sieci Energetyczne S.A. oraz z Instytut Napędów i Maszyn Elektrycznych KOMEL.

Od 1955 roku Wydział Elektryczny wydaje zeszyty naukowe „Elektryka" (od 2007 roku w formie kwartalnika), w którym publikowane są w artykuły problemowe, przeglądowe i oryginalne prace naukowe, pracowników Wydziału Elektrycznego oraz autorów zewnętrznych. Redaktorem działowym Wydawnictwa "Elektryka" jest prof. dr hab. inż. Marian Pasko, natomiast „Elektryka" punktowana jest na liczbą 6 punktów na liście B czasopism MNiSzW.

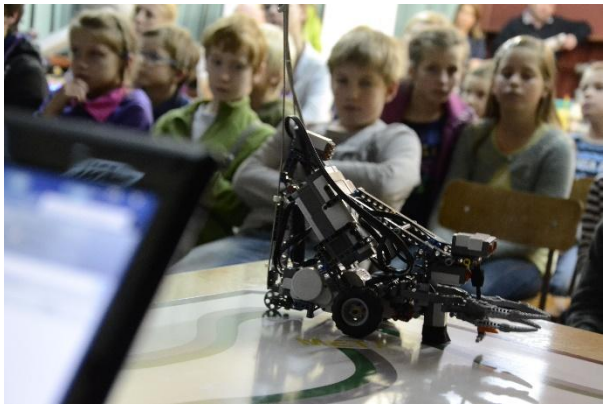
Istotnym miernikiem aktywności naukowej pracowników i jednostek wewnętrznych Wydziału są publikacje naukowe. Corocznie na Wydziale Elektrycznym powstaje ponad 200 publikacji naukowych, w tym artykułów odnotowanych na listach MNiSzW, monografii naukowych, podręczników i skryptów akademickich oraz artykułów w specjalistycznych czasopismach.

4. Działalność organizacyjna i promocyjna

Przy Politechnice Śląskiej afiliowane jest Koło Stowarzyszenia Elektryków Polskich, które wchodzi w skład Gliwickiego Oddziału SEP. Koło liczy ponad 100 członków, rekrutujących się głównie spośród pracowników Wydziału Elektrycznego. Prezesem Koła jest dr inż. Tomasz Rusek, a Prezesem Oddziału Gliwickiego dr inż. Jan Kapinos - obaj z Wydziału Elektrycznego.

Wydział Elektryczny objęty jest zasięgiem Oddziału Gliwicko - Opolskiego Polskiego Towarzystwa Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej. Towarzystwo zrzesza osoby zajmujące się zawodowo szeroko rozumianą elektrotechniką: naukowców Politechnik Śląskiej i Opolskiej oraz pracowników przemysłu. PTETiS integruje środowisko elektryków, promuje osiągnięcie młodych naukowców, poprzez coroczne konkursy na najlepszy artykuł naukowy oraz współorganizuje konferencje i pielęgnuje tradycje pionierów polskiej elektrotechniki. Przewodniczącym Oddziału Gliwicko-Opolskiego PTETiS jest prof. dr hab. inż. Marian Pasko z Wydziału Elektrycznego Politechniki Śląskiej.

Rys. 13. Noworoczne spotkanie PTETiS



Rys. 14. Noc Naukowców

Od 1958 roku działalność prowadzi Stowarzyszenie Wychowanków Politechniki Śląskiej, w którym od początku aktywnie funkcjonuje Koło Elektryków. Zadania, jakie stawia przed sobą Stowarzyszenie to utrzymanie więzów koleżeńskich pomiędzy absolwentami, wzajemna pomoc zawodowa oraz podnoszenie kwalifikacji i zdobywanie uprawnień zawodowych. Prezesem Koła jest mgr inż. Krzysztof Kolonko.

Corocznie pracownicy Wydziału Elektrycznego biorą udział w kilkunastu imprezach promocyjnych, przeznaczonych dla: maturzystów, uczniów szkół średnich i gimnazjalnych, przedsiębiorców, przedstawicieli samorządu terytorialnego, gości z kraju i zagranicznych. Największe z nich to coroczny: Dzień Otwarty Wydziału Elektrycznego i Politechniki Śląskiej, Salon Maturzysty Perspektywy, Dzień Nauki i Przemysłu Technopark, Noc Naukowców, Dzień Nauki w Zabrzu oraz Festiwal Nauki w Jabłonnie.

Prof. dr hab. inż. Paweł Sowa
Dziekan Wydziału Elektrycznego Politechniki Śląskiej

Prof. dr hab. inż. Marian Pasko
Kierownik Zakładu Maszyn Elektrycznych i Inżynierii Elektrycznej w Transporcie Wydziału Elektrycznego

Mgr Andrzej Kowalik
Rzecznik Wydziału Elektrycznego Politechniki Śląskiej

DOI: 10.5604/01.3001.0009.5182

A CRITICAL REVIEW OF MODELS USED IN NUMERICAL SIMULATION OF ELECTROSTATIC PRECIPITATORS

Zhuangbo Feng[1,2], Zhengwei Long[2], Kazimierz Adamiak[1]
[1]Western University, Department of Electrical and Computer Engineering, [2]Tianjin University, School of Environmental Science and Engineering

Abstract. *The electrostatic precipitators (ESP) have been drawing more and more attention due to their high efficiency and low costs. Numerical simulation is a powerful, economical and flexible tool to design ESP for industry applications. This review summarizes the available numerical models to simulate different physical processes in ESP, including ionized electric field, air flow, particle charging and motion. It has been confirmed that the available models could provide acceptable results and the computing requirements are affordable in industry applications. The coupling between different physical processes can also be considered in simulation. However, there are still some problems not solved, such as selection of a suitable turbulence model in EHD simulation and the coupling criteria. The future study should focus on these issues. This review also includes new types of ESP developed in recent years, such as dielectric barrier discharge (DBD) ESP and corona assisted fibrous filter. These new types of ESP have had high efficiency and low energy consumption. Even though nearly all new ESP types can be modeled using the available numerical models, the most challenging issue is the DBD simulation.*

Keywords: particle precipitation, numerical simulation, corona discharge, DBD discharge

KRYTYCZNY PRZEGLĄD MODELI UŻYWANYCH W SYMULACJI NUMERYCZNEJ ELEKTROFILTRÓW

Streszczenie. *Elektrofiltry są obiektem nieustającej uwagi ze względu na ich wysoką sprawność i niski koszt. Symulacja numeryczna jest bardzo skutecznym, ekonomicznym i elastycznym narzędziem przy projektowaniu przemysłowych elektrofiltrów. Ten artykuł podsumowuje dostępne modele numeryczne do symulacji różnych procesów fizycznych występujących w elektrofiltrach, włączając zjonizowane pole elektryczne, przepływ powietrza, ładowanie cząstek i ich trajektorie. Zostało potwierdzone, że dostępne modele mogą dostarczyć zadowalających wyników nawet używając sprzętu komputerowego dostępnego w zastosowaniach przemysłowych. Wzajemne sprzężenia między różnymi procesami fizycznymi mogą być analizowane podczas symulacji. Ciągle istnieją jednak problemy nierozwiązane, na przykład wybór odpowiedniego modelu turbulencji przeplywu gazu albo kryteriów sprzężeń. Przyszłe badania powinny skoncentrować się na ich rozwiązaniu. Ten przegląd omawia też nowe rodzaje elektrofiltrów zaproponowanych w ostatnich latach, na przykład elektrofiltry oparte na wyładowaniach z barierą dielektryczną albo wspomagane wyładowaniem koronowym filtry włókniste. Te nowe typy elektrofiltrów mają wysoką sprawność i niski pobór energii. Jeśli nawet prawie wszystkie nowe typy elektrofiltrów mogą być modelowane z użyciem istniejących modeli numerycznych, najtrudniejsze jest modelowanie wyładowania z barierą dielektryczną.*

Słowa kluczowe: elektrofiltry, wyładowanie koronowe, trajektoria czastek, symulacja numeryczna

Introduction

In the recent years, serious pollution of ambient atmosphere due to particulate matter (such as PM2.5) has drawn worldwide attention. Exposure to fine, or ultra-fine, particles of biological and non-biological origin in indoor or outdoor environments has seriously negative influence on human health [27]. Public concerns regarding air quality have necessitated the development of efficient and economical particle filtration techniques [9, 38]. The fibrous filters and electrostatic precipitator shave been two typical air cleaning systems [24].

The fibrous filters are made up of fibres, which could capture particles by diffusion, interception or impaction processes. The ESPs are based on the corona discharge and remove charged particles by electrostatic force. The fibrous filters have high pressure drop and should be replaced periodically due to the particle accumulation, resulting in higher operating costs. Differently from the fibrous filters, the pressure loss in ESP can be ignored and it should only be cleaned rather than replaced periodically. Therefore, ESP is more economical. Recently, new types of the advanced ESP with high filtration efficiency, low electric energy consumption and by-product generation were developed [16–18, 24]. Therefore, utilizing of ESP is more and more promising in the future.

Although experimental methods are effective for the ESP development and design, this approach can be very expensive and time consuming. Another approach based on the numerical simulation is a powerful and economical tool to design ESPs with acceptable accuracy. Recently, many researchers utilized the numerical simulation to design ESPs [12–15, 20, 22, 29, 35–37]. The influence of different design parameters on the ESP performance was investigated in detail. The numerical models usually consist of three parts: the ionized electric field model, the air flow model and particle charging and motion model. These physical processes can be simulated using commercial software or in-house codes [22, 61–65]. Recently, the numerical models have been significantly improved and some of the simulated results agreed well with the experimental data.

The models considered in literature dealt many types of ESP. However, there are still some important issues not completely solved. For example, a suitable choice of the turbulence model to simulate the electrohydrodynamic (EHD) flow is still uncertain due to the absence of reliable experimental velocity and turbulence data. Another essential issue is a complex coupling of three major physical processes in ESP. The corona discharge, EHD flow and particle motion can interact with each other. For example, the air flow could affect the ionized electric field, then the electric field would influence the particle charging and motion. The high particle concentration can simultaneously influence the ionized electric field, air flow field and particle behaviour. If all the couplings are considered, the computing time and effort would be considerable and unacceptable. If only the air drag force and electric field force acting on charged particles are considered, the simulation error may be large in some cases. Therefore, the trade-off between the computing effort and accuracy should be considered.

In recent years, many new types of high efficiency ESP were developed with low by-product generation, such as two stage ESP [24], wire attached on dielectric plate to conductive plate ESP [28], the DBD ESP [11, 65] and hybrid ESP combining the fibrous filter and ESP [16, 17]. However, most of the numerical models described above focused on the traditional wire to plate ESP. The model enhancement is essential for the new ESP types.

This review paper firstly summarizes the numerical models used to simulate the ionized electric field, EHD flow, particle charging and motion in ESP. Some simulation results and model validation data are also included. The important conclusions from numerical simulation are presented and the deficiencies of the available models are also discussed. Moreover, the newly developed ESP types are also reviewed, and the application of the existing models for numerical simulation of new ESPs are summarized. In order to simulate these newly developed ESP

more accurately, available model modification and new model development are necessary in future studies.

1. The design of different ESP types

Different ESP designs have some common elements: discharge and collection electrodes. The intensive electric field and space ionic charge is formed between both electrodes. In recent years, many new types of electrostatic precipitators have been developed to overcome shortcomings of traditional ESPs. The experimental, numerical and theoretical investigations of these new ESPs have been conducted. Figure 1 shows different types of ESP investigated in literature. Figure 1(a) is a traditional wire-to-plate ESP with wires placed on the center plane of the channel [12, 13, 23]. The direction of wires is perpendicular to the inlet air flow. One wire or multiple wires could be adopted. Figure 1(b) shows the dielectric barrier discharge ESP. Dielectric plates are attached to the surface of conductive collection plates. Differently from the traditional ESP, the alternating voltage is applied to the discharge wires. The DBD-ESP can simultaneously remove the particles and gaseous pollutant (such as NO_X) [11].

Figure 1(c) shows the hybrid electrostatic filtration system (HEFS) with fibrous filter medium installed downstream of a wire to plate ESP [17, 36]. The particles escaping from ESP are highly charged. Releasing the charged particles from the ESP is a waste of electric energy. The fibrous filter has a higher efficiency for the charged particles than neutral particles because the electrostatic force between the fiber and the charged particles could enhance the filtration efficiency without adding the pressure drop of filter. A low efficiency filter placed downstream of ESP could remove most of the charged particles due to the electrostatic forces. Figure 1(d) shows another hybrid electrostatic filtration system, which combines filter medium and corona discharge. The pin to filter to collection mesh system was used. The filter is attached to a conductive metal grid, which is grounded. Due to the corona discharge, the intensive electric field exists across the filter thickness and the particles could be highly charged in the space between the pin and the filter. The electrostatic force acting on charged particles results in high filter efficiency without adding the pressure drop [16, 53, 54].

Figure 1(e) shows a wet ESP [6]. A tank generating water mist is installed upstream of ESP. Fine water mist at room temperature is used for quenching the high temperature exhaust gas in order to enhance particle condensation growth and improve the collection efficiency of nanoparticles. Experimental results showed that without fine water mist, nanoparticle collection efficiency was 67.9–92.9%, which was greatly enhanced to 99.2–99.7% when the ESP was operated with the fine water mist. For nano-, submicron- and micron-sized particles the efficiency could be higher than 90%. The disadvantage of the wet ESP is that it could increase the humidity of air and would not be suitable for indoor applications. Figure 1(f) shows another type of wet ESP [63]. The free falling liquid droplets are generated in the vicinity and downstream of the discharge wires. The charged particles could be captured by the opposite charged droplets. This physical process is also called the water scrubbing. The efficiency could also be improved by the liquid droplet emission. Similarly to the wet ESP described in Figure 1(e), the air humidity can increase in the precipitation process. Figure 1(g) is the well known as the two stage ESP [24, 52]. The first stage is the particle charging zone. Particles are highly charged before entering the precipitation zone. In the second stage, where a strong electric field is generated between plates, the particles are precipitated. Actually, in the particle charging zone some particles could also be removed.

All these types of ESP were studied experimentally. For the traditional wire-to-plate ESP (Figure 1(a)) and two-stage ESP (Figure 1(g)), the available numerical model could be directly used to simulate their performance [12, 13]. For the hybrid electrostatic filtration system, combining corona discharge and fibrous filter (Figures 1(c) and (d)), the ionized electric field, EHD flow and particle behavior out of filter medium could be simulated easily.

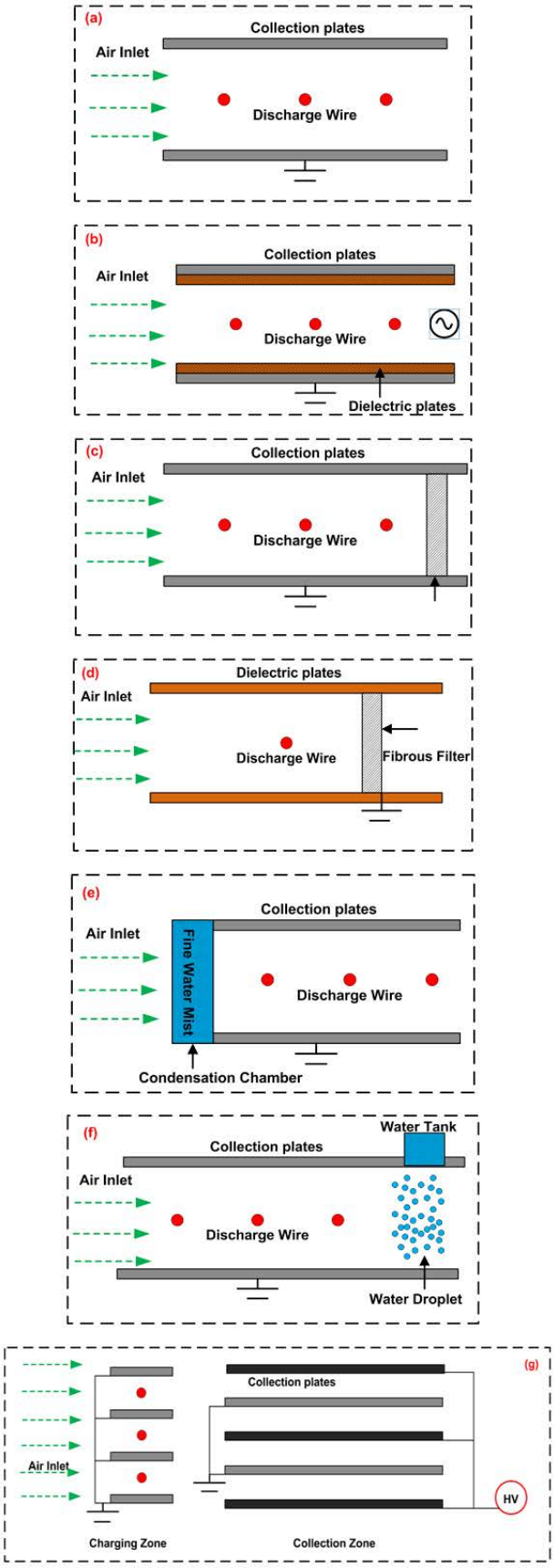


Fig. 1. Different types of electrostatic precipitators

The most challenging part is simulation of the electric field and the particle removal in the charged fibrous filter. Some recent studies presented a simplified mathematical model to simulate filter efficiency in HEFS [16, 17]. For the wet ESP shown in Figure 1(e), the particle condensation process is too difficult to be accurately modeled. The suitable particle coagulation model should be developed in future research. For the ESP described in

Figure 1(f), Jaworek et al. simulated the charged particle removal process by the liquid droplet [21]. Good agreement between the modeled and measured efficiency was observed.

Differently from the direct-current ESP simulation described above, the physical process in DBD-ESP is much more complex due to the alternating current excitation. Zouaghi et al. developed a simplified numerical model to simulate the particle efficiency in DBD-ESP [65]. This model included a lot of simplifying assumptions, such as ignoring the transient particle charging and using saturation particle charge. Some essential coefficients were fitted from the experimental data. Quasi-stationary numerical model of the dielectric barrier discharge was developed [19]. This model accurately simulated transient dielectric barrier discharge, including electric field, space ion concentration and charge accumulation on dielectric surface. However, the model was time and effort consuming because the time step needs to be very small (in ms or μs). It could be concluded that modeling the unsteady EHD flow field, particle charging and motion in DBD-ESP is also time consuming and very complex.

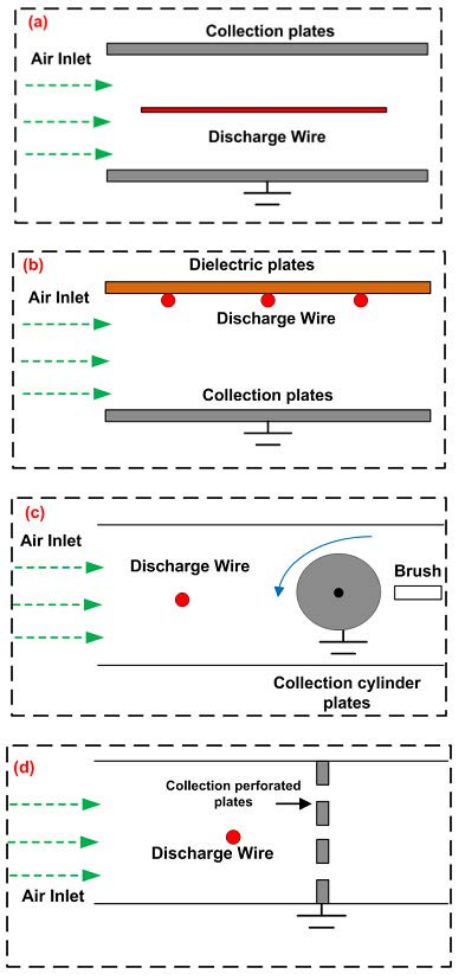


Fig. 2. Different types of DC-ESP with various discharge and collection electrodes

Figure 2 compares four types of the DC-ESP with different discharge and collection electrodes. Figure 1(a) shows the wire to plate ESP. The wire is a discharge electrode and the plates serve as the collection electrodes. In order to improve the performance of the DC-ESP with two electrodes, the geometry and position of two electrodes were modified by many researches, as shown in Figure 2. Figure 2(a) presents the wire to plate ESP, but differently from the traditional version (Figure 1(a)), the wire direction is parallel to air flow. For such ESP type, the EHD flow pattern and filtration efficiency were investigated experimentally in [41, 42]. The PIV was used to measure the air flow field. However, there was no comparison between the two types of ESP for the efficiency, EHD flow pattern and electric energy consumption. Moreover, there was no study focusing on the particle efficiency modeling.

Figure 2(b) shows another ESP with discharge wires attached to the dielectric plates. The air flow and particles could damage the wires placed in channel. If the wire is attached to a dielectric plate, it could be better protected. Li et al. conducted experimental and numerical study to compare the performance of this new type and the traditional one [29]. The new ESP type could have higher particle efficiency for small particles (0.01–1 μm), lower discharge current and ozone generation. Good agreement between the simulated and measured efficiency has been obtained. Figure 2(c) shows a type of ESP, which used a conductive cylinder as the collection electrode. The cylinder can rotate in precipitation process and the dust layer deposited on cylinder surface is uniform resulting in avoiding serious back corona discharge and efficiency decrease. The stationary brush could be placed closed to the cylinder and remove the dust layer [22]. This study also conducted numerical simulation for the wire-to-cylinder ESP and used the experimental data to validate the model.

Figure 2(d) shows a new type of ESP using a perforated plate as collection electrode [51], mounted perpendicularly to the air flow direction. The perforated plate could capture some particles even uncharged. Obviously, the corona discharge can improve the efficiency due to the Coulomb force acting on charged particles. The previous study investigated the filtration efficiency, particle layer distribution and electric energy experimentally [51]. However, there was no comparison between the wire-to-perforated plate ESP and the traditional type. Long and Yao modeled the wire to perforated plate ESP and provided some informative results, but the numerical results were not compared with the experimental data from literature [36].

2. The review of numerical model for ESP

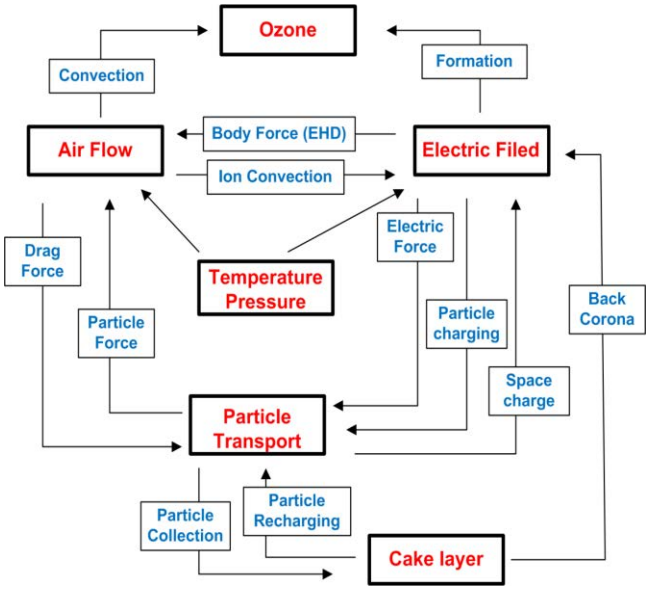


Fig. 3. The physical phenomena and their mutual couplings in ESP

In any ESP, there are four basic physical phenomena: gas flow, ionized electric field, particle motion and ozone generation, as shown in Figure 3. Adamiak comprehensively reviewed the numerical study of ESP, but the ozone generation was not included [3]. The ozone generation in ESP is a very important factor for indoor environment application because this gas and its reactions with other chemical species have significant influence on human health. This Section summarizes the methods of ESP simulation, including the mathematical models, numerical techniques and the boundary conditions. All of the phenomena are mutually coupled, but some couplings are very weak and could be ignored. The simplest approach assumes that nearly all the couplings are neglected, except for the Coulomb force and air drag force acting on charged particles. This assumption can bring some

errors in the electric field, ion concentration, air flow pattern, ozone generation and particle removal efficiency calculations. If the couplings are not considered, the variables with superscript 'c' will be zero in the equations (1–5).

2.1. Simulation of air flow

The EHD flows are governed by the well-known Navier-Stokes equation (1).

$$\rho(\frac{\partial \vec{U}}{\partial t} + (\vec{U} \cdot \nabla)\vec{U}) = -\nabla p + \mu \nabla^2 \vec{U} + \vec{E}^c q^c \quad (1)$$

where ρ is the air density (kg/m^3), t is the time (s), U is the air velocity (m/s), p is the pressure (Pa), μ is the air viscosity (Pa×s), E is the electric field intensity (V/m), q is the space charge density (C/m^3). In these equations, the variables with superscript 'c' should be used in the simulation including different physical processes couplings. If these couplings are not considered, these variables will be zero.

The EHD can generate many vortices upstream or downstream of the discharge wire. Moreover, it also increases the turbulence intensity. It is commonly assumed that the EHD flow in most of ESP cases is turbulent rather the laminar. If the inlet velocity is high enough, the flow in ESP is always turbulent. If the inlet velocity is very low, the flow in ESP without the corona discharge can be laminar. Once the applied voltage is turned on, the air flow in ESP becomes complex and changes from laminar to turbulent. The EHD could be modelled using DNS (direct numerical simulation) or a turbulence model. The DNS is not used widely in ESP due to considerable time consumption. Each turbulence model has its own application range: such as high turbulent flow, low turbulent flow or the transient flow. Therefore, the choice of the turbulence model would influence the EHD simulation results [56, 59]. Many papers utilized different turbulence models to simulate the EHD in ESP: standard k-ε model [7, 8, 64], RNG k-ε model [36, 43], Reynolds stress model [46]. The laminar model was also used in EHD modelling [25]. However, it is uncertain whether these models could provide the accurate results and their application ranges were unknown based on the available measured velocity results. The model assessment is necessary in the future.

2.2. Simulation of ionized electric field

Corona discharge is the most important physical phenomenon in ESP because it provides the space charge and electric field needed for charging the particles. In the corona discharge process, the ionization layer exists near the discharge cathode and it includes negative or positive ions and the electrons. Some studies tried to utilize numerical methods to model the complex physics of the corona discharge with ionization layer [10, 39]. In these models, the computing domain was very small compared to the practical ESP [12–15]. The modeling of ionization layer was also time-consuming. There were still some discrepancies between the simulated and measured results (such as the magnitude of current density or Trichel pulse frequency). For almost all ESP simulation studies, the ionization layer was neglected and steady-state ionic flow of just one species was considered, because the ionization layer is very thin [3]. This simple model can be used without any substantial changes in cases with different voltage polarities. The equations (2–3) could be used to simulate the ionized electric field in ESP based on the single ionic species assumption.

$$\nabla^2 V = -\frac{q + q_p^c}{\varepsilon_0} \quad (2)$$

$$\nabla((k_i \vec{E} + \vec{U}^c)q_i + (k_p^c \vec{E}^c + \vec{U}^c)q_p^c) = 0 \quad (3)$$

where V is the electric potential (V), ε_0 is the air permittivity (F/m), q_p is the space charge density of particles (C/m^3), k_i is the ion mobility (m^2/Vs) and k_p is the particle mobility (m^2/Vs).

Many numerical techniques were used to solve these two equations. The oldest one was the Finite Difference Method (FDM) [30]. However, FDM should work with a structured mesh (such as 2D rectangular mesh). This disadvantage limits the use of FDM for ESP with complex geometries. The Finite Volume Method (FVM) and Finite Element Method (FEM) were much more popular in recent years because they allowed structured or non-structured meshes. In the ESP simulation, the most challenging part is solving the charge transport equation, as described by equation (3). A very small ion diffusion coefficient leads to the artificial numerical diffusion. Adamiak developed a hybrid BEM (Boundary Element Method) and MOC (Method of Characteristics) technique [4]. The advantage of MOC is that it does not introduce the numerical diffusion. However, the hybrid method needs more memory and usually leads to more complex codes, because the electric field and space ionic charge simulations need two different meshes. The BEM-MOC technique is also very difficult in 3-D cases. In order to avoid these problems, the Flux Corrected Transport (FCT) was developed to simulate the complex 3-D ESP [12–15]. Some studies utilized FEM directly to model the electric field and space charge distribution [22]. The FVM was also used in some studies [36, 40].

All of these numerical methods (BEM-MOC, FCT-FEM, FEM, FVM) can be implemented in commercial software (such as ANSYS-FLUENT, OpenFOAM, COMSOL). The COMSOL algorithm is based on FEM and different modules in this software could be used directly to model the ionized electric field without any external programming. The algorithms in ANSYS-FLUENT or OpenFoam are based on FVM. A usercan link his own code with these software packages [36, 40]. In ANSYS-FLUENT, the BEM-MOC and FCT-FEM can be attached using a concept of Used Defined Function (UDF). All other parameters (the air velocity, turbulence and temperature) can be modeled by FLUENT directly [12, 20].

Formulating the boundary conditions is another challenge in simulating ionized electric field. For the electric potential, the value on discharge cathode is equal to the applied voltage and the value on collection plate is zero. The boundary condition for the space charge density on cathode is more difficult to be formulated. The easiest and simplest method is to use the experimental voltage-current characteristics [36]. However, this method would not work, if the measured data are not available. The most popular method, which doesn't require experimental information, is based on the so-called Kaptzov's hypothesis. The electric field value on surface of discharge electrode can be assumed constant at a value calculated from an experimental Peek's formula. However, this formula exists only for the cases with relative simple cathode geometry (such as sphere or cylinder). For more complex geometries (such as a spiked electrode), the approach is strictly speaking not valid.

2.3. Simulation of particle charging, motion and removal

The Eulerian and Lagrangian models were two popular methods for the simulation of particle motion in ESP. Equations (4–5) describe both of them. The Eulerian method regards the particle phase as a continuum and solves an additional species transport equation [5, 58]. The Lagrangian method calculates the particle trajectories from the Newton second law of motion. Although both of the models could give reasonable results, the choice of a suitable method should be based on the characteristics of the problem (particle size, unsteady or steady state). Chen and Zhao studied the particle motion in a narrow channel [60]. The results indicated that both Eulerian and Lagrangian models could provide accurate results for 0.4–1.0 μm particles. The Lagrangian model was not very accurate for particles smaller than 0.1 μm as it was not able to correctly represent the effect of the Brownian diffusion. Accurate modeling of the Brownian diffusion is critical and challenging for the Lagrangian model.

$$\frac{d\vec{U}_p}{dt} = F_D(\vec{U} - \vec{U}_p) + \vec{g}\frac{(\rho_p - \rho)}{\rho_p} + \vec{E}q_p \quad (4)$$

$$\frac{\partial C}{\partial t} + (C \cdot \nabla)\vec{U} + \nabla(\vec{E}kC) = D\nabla^2 C \quad (5)$$

where ρ_p is the particle density (kg/m^3), k is the effective mobility (m^2/Vs), U_p is the particle velocity (m/s), F_D is the inverse of relaxation time (1/s), g is the gravity of acceleration (m/s2). C is the particle concentration for a certain particle diameter. D is the particle diffusion coefficient, which is the sum of Brownian diffusion coefficient and turbulent diffusion coefficient.

For the particle removal in the Lagrangian model, almost all published studies assumed that the particles were captured once the particle trajectory and collection plate surface intersected. The particle collision and rebound were ignored. For the Eulerian model, the particle concentration on collection plate surface was regarded as zero. The particle flux from polluted air to collection plate can be obtained from solving the species transport equation. Due to the local turbulence flow or back corona effect, the deposited particles could re-entered into the air flow. Zhang et al. developed a new method to model the particle capture in wire-to-plate ESP [57] Based on the comparison between the surface energy and the kinetic energy of the charged particle, it is determined whether the charged particle adheres to or rebounds off the collecting plate.

Particles in ESP are captured by electrostatic forces. Therefore, the particle charge is an essential parameter determining the precipitation efficiency. Accurate prediction of particle charge is of fundamental importance in ESP efficiency modelling. The particle charging mechanisms includes the field charging by ion bombardment and charging by ion diffusion. Long and Yao summarized nine particle charging models, and used measured data (such as particle charge amount, particle traverse velocity and precipitation efficiency in ESP) from literature to test the performance of different particle charging models [35]. The computing time was also compared. They found that it was difficult to select the optimum model because the model performance was case dependent. Each model had its own advantages or disadvantages. However, these particle charging models are widely used in ESP simulation [6, 26]. Lin and Tsai found that these models described above could predict the ESP efficiency for particles larger than 100 nm [31]. However, they failed for ultrafine particles (< 100 nm). If the particle size is very small, the partial charging effect can occur. A fraction of small particles remain uncharged and penetrates through the ESPs, resulting in the increased penetration ratio when the particle diameter increases from 5 nm to 30 nm. Therefore, this study tested other particle charging models based on the measured ESP efficiency for ultrafine particles [18, 39]. For the particles with $30 < dp < 100$ nm, the Fuchs charging model can provide relative accurate ESP collection efficiency results [18]. For the particle smaller than 20 nm, the charging model from Marlow and Brock can model ESP efficiency more accurately [39].

If the particle charging models for ultrafine particles were used, only the Eulerian model could be adopted to model particle motion, because these models regards the particles as a continuum [18, 39]. For other models, only the Lagrangian model could be used, because in these particle charging models the particle charge accumulates along the particle trajectory [35]. The Eulerian model is not able to predict the trajectory for certain particles. In a summary, the choice of particle charging and motion models is related to the particle size captured by ESP.

2.4. The coupling between different physical processes in ESP

The most important is the coupling between ionized electric field and air flow. The electric field and space charge generate electrostatic body force and modify the air flow, which is the so-called electrohydrodynamic flow. In equation (1), the E_q term is the electric field body force which affects the air flow field. On the other side, the external air flow and EHD can influence the ion motion in corona discharge zone [61]. The drag force between the air and the ions can modify the space current density, as described by equation (3). The U_q term in equation (3) represents the ion convection flux. If the coupling between air flow and ionized electric field is not considered, the results of air flow and corona discharge will be different. The results of particle motion and removal efficiency will also be affected by the coupling between corona discharge and air flow field.

The second coupling occurs between the ionized electric field and particles. The corona discharge charges the particles and the electric field force acting on charged particle drags them onto the collection plates. The reverse coupling also takes place: the particles affect the ionized electric field. Increasing the particle concentration modifies the total space charge due to the charged particle, as described by equation (2). The voltage-current relationship will also be affected by increasing particle concentration. Once the ionized electric field varies, the air flow and the particle removal efficiency would also be changed. Therefore, the particle concentration can influence all the physical processes in ESP.

The third coupling occurs between air flow and particle motion. The air drag force acting on particles makes them follow the gas streamlines. The reverse coupling is the effect of particle phase on gas phase. If the particle concentration is high enough, this effect could not be ignored. However, the available numerical studies focusing on high particle concentration in ESP did not include the direct influence of particle concentration on air phase [55]. In the numerical simulation, coupling between different physical processes will consume much more time and effort. Therefore, it is necessary to investigate the influence of different couplings on simulation results and determine the conditions when some coupling should be included.

3. The numerical results of ESP simulation

3.1. The results of ionized electric field

Based on the numerical models described above, the electric potential and space charge density can be calculated. Adamiak simulated the two dimensional ionized electric field in a wire-to-plate system using the MOC-BEM method [4]. The simulated electric potential and voltage-current relationship agreed well with the measured data from literature. Adamiak and Atten simulated the ionized electric field in a point to plate system using the FEM-MOC-BEM method [2]. The simulated voltage-current relationship was also validated by the experimental data. In addition, the numerically computed current density distribution along the collection plate agreed with the experimental data and Warburg formula prediction.

For the three-dimensional wire-to-plate system, Farnoosh et al. simulated the electric potential and space charge concentration. The results indicated that the electric field intensity and space charge distribution were very high in the area near the discharge wire [12]. Farnoosh et al. simulated three dimensional ionized electric field in a spike-to-plate system using the FCT-FEM method [15]. The two assumptions for the boundary space charge density on the discharge spike were used: uniform or non-uniform. The latter was close to a realistic physical behavior, but it needed more computing effort. The simulated results indicated that the ion distribution near the spike tip was different for the cases with uniform or non-uniform boundary distributions. In the zone far away from the spike, the difference in ion distribution for both cases could be ignored. The number of particles entering the zone very close to the spike tip was limited, so that the particle collection efficiency could not be influenced significantly by different boundary charge assumptions.

Zhao and Adamiak simulated the ionized electric field in pin-to-plate system [62]. The electric potential, space charge density and volume Coulomb force decreased from the pin tip to the collection plate. The numerically predicted voltage-current relationship was also compared with the measured data and good agreement existed. Long et al. simulated the ionized electric field in a 2D wire-to-plate ESP system [34]. The calculated distribution

of electric potential and current density along the collection plate agreed well with experimental data from literature. Long et al. simulated the ionized electric field in a 3D advanced hybrid particulate collector [33]. A cylinder was used as the discharge wire. Three flat plates including one solid metal plate, one conductive perforated plate and one dielectric bag filter were considered as the collection plates. The electric field and ion distribution inside this system was analyzed. The computed and measured voltage-current characteristics agreed well. Overall, the numerical method from literature could provide relatively accurate and informative results for the ionized electric field in ESP.

The air flow and charged particles can modify the electric potential or space electric charge distribution in ESP, if the values of air velocity or particle concentration are high enough. Zhao and Adamiak studied the effect of inlet velocity on the ion trajectory and current density distribution along the collection plate in a typical wire-to-plate ESP [64]. If the inlet velocity was high enough (3 m/s), the effect of external flow on current density was visible. Actually, the external air flow can modify the corona discharge and particle efficiency at the same time. However, the particle motion and removal were not considered in this study. Zhao and Adamiak used numerical method to study the effect of air flow (including EHD and external flow field) on the ionized electric field, as described in equation (3) [61]. The pin-to-ground mesh system was considered. The external flow direction was parallel to the discharge pin and vertical to the mesh. If the external air velocity was zero, the influence of EHD on corona discharge could be ignored. If the external velocity increased to 10 or 30 m/s, this influence was clearly visible. However, this geometry was quite different from the traditional wire-to-plate ESP. The results from this study could not be used directly for other ESP types. In the wire-plate ESP, the electric field was very strong near the wire. Therefore, the ion velocity was much higher than the gas velocity. However, in the region remote from the wire, the ion velocity may be comparable to the gas velocity due to a weak electric field. Neglecting the influence of ion convection in the region near the collection plate can cause some errors in simulation. There have been no research studies focusing on this issue.

Adamiak and Atten numerically studied the influence of particle concentration on the ionized electric field in ESP. A single wire-to-plate 2-D ESP was analyzed [1]. The particle size was assumed to be equal to 0.3 μm and the reference particle concentration was 2E+12 (#/m^3). Based on the equations (1–3), the charged particles can simultaneously modify the ionized electric field and air flow. Higher particle concentrations will result in a lower discharged current value because the space charged particle density or ion density had the same effect on the electric field. If the particle concentration increased 20 times, the discharge current decreased by 40%. Farnoosh et al. also studied the effect of particle concentration on corona discharge in ESP in the single wire-to-plate 3-D ESP configuration [13]. A polydispersed particle composition was assumed with the particle diameters ranging from 0.3 to 90 μm. Similarly to the 2-D case [1], a higher inlet particle concentration resulted in a lower discharged current. If ionized electric field was modified by a high particle concentration, the particle efficiency and EHD flow were also affected.

3.2. The results of EHD flow in ESP

The EHD flow in ESP was widely investigated by numerical simulation. The electric field intensity and space charge density could generate electric body force resulting in the EHD flow. The ionized electric field would result in several vortices, oscillation and turbulence in EHD flow field. If there was no corona discharge in ESP, the air flow was very easy to measure or simulate due to its simple geometry. Once the corona discharge occurred, the EHD simulation or velocity measurement became much more complex.

Farnoosh et al. simulated 3D EHD flow pattern in a spike-to-plate system by the FCT-FEM method [14, 15]. This study compared the air velocity and charged particle velocity. For 0.25 μm particles, the values of air or particle velocity were approximately the same. For larger particles with 1.5 um diameter, the two velocities differed a lot due to significant electric force acting on the charged particles. Two vortices were formed in the vicinity of the discharge electrode with the flow circulating in the opposite directions. A higher applied voltage resulted in a higher vortex size. For the different sections with or without discharge spike tip, the vortex structure and size was quite different. This study also provided the simulated turbulence intensity distribution. The corona discharge could increase the turbulence intensity from 3% to 65%. The turbulence intensity in the area of upstream spike was higher than the in the downstream area. Farnoosh et al. also simulated 3D EHD flow pattern in a wire-to-plate system by the FCT-FEM method [12]. This study investigated the influence of the inlet velocity on the EHD flow pattern, if the applied voltage was same. When inlet velocity was lower than 0.1 m/s, four big vortices existed in the vicinity of discharge wire. The vortices had blocked the main flow and driven them towards the collection plates. Increasing inlet velocity resulted in a smaller vortex size and more obvious vortex deformation. When the inlet velocity was higher than 0.4 m/s, only two vortices existed near the plates. If the inlet velocity was high enough, no vortex could be observed.

Chun et al. used the standard k-ε model to model the EHD flow in a single wire-to-plate ESP [8]. The study investigated the influence of inlet velocity and applied voltage on EHD flow patterns. It also provided basic information about the turbulence intensity, but the detailed analysis was not conducted. The conclusions were formulated, that the attachment of EHD wakes to the ESP collection electrode would enhanced the particle removal efficiency. However, the particle motion in ESP is a very complex process and this assumption should be verified by numerical simulation.

Zhao and Adamiak simulated the influence of ionized electric field on air flow field in a single wire to plate ESP by a hybrid FEM-MOC algorithm with the corona discharge modifying the air flow field [64]. This study used two dimensionless parameters (Reynolds and EHD numbers) to describe the external air flow and ionized electric field. The results show that by increasing the EHD number or decreasing the Re number, the significance of electrohydrodynamic flow increases. If the Re number was high or the EHD number was lower, the main external flow dominated the channel. This paper also developed an entire EHD flow map in ESP for different Re or EHD numbers and grouped all the air flow patterns into eight different types based on flow streamline patterns. The difference of each type is the size, number or position of vortices. This study only classified the electrohydrodynamic flow patterns by qualitative analysis (such as observing the vortex number and size). The essential quantitative classification method was not developed. Otherwise, the effect of EHD flow on particle motion and precipitation efficiency was not investigated. The corona discharge can enhance the turbulence intensity, which is an important factor determining small particle motion. However, the results of turbulence intensity were not given in this study. As seen in Figure 1, there are so many different types of ESP. The entire EHD flow map of a traditional single wire to plate ESP would be quite different than in the other types.

Lancereau et al. used a laminar model to investigate the EHD flow in ESP [25]. In this study, the discharge wire was parallel to the collection cylinder, which is quite different from that analyzed in other papers [64]. The vortices existed near the wire cusp and collection plate. Based on observing the flow distribution and vortex structure, the study grouped the EHD patterns into four regimes. Differently from the previous study, this paper investigated the EHD flow map quantitatively. The parameter a, as defined in equation (6), was used to determine the limit between the two regimes. The 3-D relationship between the pressure drop, electric Reynolds number (Re_e) and hydrodynamic Reynolds number (Re_a) were analyzed. The limit function of the two

Reynolds numbers to calculate the interface of two regimes could be obtained based on the simulated pressure drop data because the pressure drop is very sensitive to the EHD flow pattern. However, this paper did not consider the turbulence in their EHD flow simulation. Although the inlet velocity was low, the EHD could generate vortices and increase the turbulence intensity. Therefore, choosing a suitable turbulence model is essential in the future study.

$$a_A = \frac{dV_Z}{dr} \tag{6}$$

where V_Z is the velocity parallel to the wire direction, r is the distance between one point to discharge wire.

As it can be observed, there were many studies focusing on the EHD flow in ESP. However, only a few study used experimental velocity or turbulence data to validate the numerical results [36, 62]. The utilization of turbulence model has significant influence on EHD flow in ESP because the electric body force could generate vortices and turbulence, but the evaluation of suitable turbulence model depended on the accurate measurement. The most accurate and time consuming method was the direct velocity measurement, such as hot wire or hot sphere sensors [32]. In ESP, it was impossible to place the hot wire sensor into the channel because the sensor would be damaged due to corona discharge. Zhao and Adamiak used the hot wire sensor to measure the EHD velocity in pin to metal grid system [62]. The hot wire sensor was installed downstream of the metal mesh to measure the EHD induced air velocity. The hot wire sensor would not be damaged because it was not exposed to the corona discharge field. The measured velocity magnitude was reliable for numerical simulation validation and model evaluation.

Differently from the direct velocity measurements, the Particle Image Velocimetry (PIV) method is an indirect method and it can determine the velocity distribution in a certain section. The PIV measures the particle velocity. If there is no electric force acting on particles and the particle size is small enough, the particle follow the air streamline, so that the particle velocity equals to air velocity. In ESP, both of the electric force and air drag force act on the charged particle resulting in the charged particle velocity, which is different from the air velocity. Therefore, utilizing the PIV to obtain the EHD flow field could bring some errors. Although there were many ESP publications focusing on the PIV method [41, 42, 44], only a few study used the measured data to validate their numerical simulation [36]. Actually, the direct or indirect velocity measurement has its own error [32]. Theoretically, the direct numerical simulation (DNS) could provide accurate velocity and turbulence results because there was no turbulence assumption in modelling. However, the disadvantage is that the time and space discretization resolution is very high resulting in considerable computing effort. However, the DNS was feasible for the narrow channel ESP. There were some researches using DNS to model the EHD flow in corona discharge field [19, 47, 48, 50]. Using DNS results to evaluate different turbulence model performance was promising in the future study.

The direct effect of ionized electric field on air flow field was investigated by some studies mentioned above. Nearly all of the studies assumed that the direct influence of particle motion on EHD flow in ESP should be ignored even if the particle concentration was high enough [1]. However, this assumption should be verified by the future study. High particle concentration could indirectly influence the EHD flow. The charged particles can affect the ionized electric field, then the modified corona field can influence the EHD flow in ESP. Adamiak and Atten studied the indirect influence of particle concentration on the air flow pattern in the single wire-to-plate 2-D model of ESP [1]. The direct influence of particle motion on air flow was not considered. Based on the equations (1–3), the charged particles could modify both ionized electric field and air flow. If there are no particles in ESP, the EHD pattern generated by corona is symmetrical. The presence of charged particles in ESP also contributed to the EHD and non-symmetrical EHD pattern existed. The particles located upstream of discharge wire were not fully charged. In this situation, the electric body force upstream of the wire was smaller than in the downstream region, where particles were fully charged and stronger EHD could be observed. Therefore, the non-symmetrical electric body force in ESP resulted in the non-symmetrical EHD pattern. In the presence of charged particle, the flow was unsteady and obvious oscillation occurred. Farnoosh et al. numerically studied the effect of particle concentration on EHD flow [13]. The single wire-to-plate 3-D ESP model was analysed with the poly-dispersed particle sizes in the range of 0.3 – 90 μm. The high particle concentration (20 times the reference value) could cause obvious flow fluctuation. These 3D results were very similar to the 2D results of previous study [1].

3.3. The results of particle motion and removal in ESP

The particle removal in ESP could be easily estimated from the mathematical models described above [12–15, 20, 22, 29, 35–37]. The effect of applied voltage, air flow rate, ESP structure and air temperature on particle collection efficiency was analyzed numerically. Long and Yao, and Lu et al. compared the simulated and measured particle collection efficiency in typical wire-to-plate ESP analyzed by previous study [35, 37]. Good agreement with experimental data was obtained. However, the inlet velocity (2 m/s) was so high that EHD flow could be ignored. The influence of EHD on particle removal efficiency was very limited. Therefore, the experimental ESP efficiency results could not be used to check the accuracy of EHD modeling. Also, the particle size (4 μm) was rather large in the experiment. Li et al. simulated the particle precipitation efficiency in an advanced ESP with discharge wire attached to the dielectric plate for particles ranging from 10 nm–1000 nm [29]. Good agreement between the modeled and measured efficiency was observed. The inlet velocity varied from 0.25 m/s to 0.5 m/s. However, this study didn't provide the detailed analysis of EHD flow pattern and its effect on efficiency. Lin and Tsai modeled the nanoparticle efficiency (< 100 nm) in a2D wire to plate ESP. The modeled efficiency agreed well with the measured data.

Farnoosh et al. simulated the precipitation efficiency in a spike-to-plate ESP. For 0.25–1.50 μm particles, the predicted efficiency was lower than the experimental values [14]. The authors speculated that electrostatic agglomeration of suspended charged particles after collisions was the main reason for the difference. However, simulation of particle agglomeration in ESP is very challenging. This study also compared the ESP efficiency assuming different spike positions. The efficiency of ESP with spike on upstream side of electrode was higher than that with spike on downstream side. The reason was in different EHD vortex structures. For the ESP with spikes on both sides of the corona electrode, the efficiency was highest, but the consumed electric energy was double as compared with the ESP only with spikes on one side of the electrode. This numerical research also investigated the particle deposition pattern on collection plates.

The EHD flow influenced the particle collection efficiency. Farnoosh et al. proved that the EHD flow can enhance the collection efficiency [13]. However, the numerical results of Xing et al. show that the EHD had negative effect on typical wire to plate ESP [55]. Therefore, it was essential to conduct complete study to investigate the influence of EHD on the collection efficiency. For some ESP patterns if the effect of EHD on efficiency could be ignored, EHD should not be included in simulation of engineering designs because EHD consideration increases computing time. If the air flow pattern affects the ionized electric field, then the ionized electric field also influences the particle motion and efficiency. However, this indirect coupling was not analyzed in detail in the published literature.

Based on the equations (1–3), the charged particles can modify the ionized electric field and air flow. Then, the charged particle motion and removal is also indirectly influenced by the high particle concentration. Adamiak and Atten studied the effect of particle concentration on the particle precipitation efficiency in

ESP [1]. The single wire-to-plate 2-D ESP was assumed. In the zone downstream of the discharge electrode, the region with negligible particle concentration spreads out with an increased particle concentration. However, the electric force had much weaker effect on particle motion than air drag force in this study. If the electric force is increased, the results may be quite different. Also, this study only considered the 3 μm particle; the results can be different for other particle sizes. Farnoosh et al. studied the effect of particle concentration on ESP efficiency for the single wire to plate configuration assuming polydispersed particles [27]. The high particle concentration (20 times of the reference value) caused visible flow fluctuation. However, this study focused on the one type of poly-dispersed particles only. The effect of particle concentration assuming a different particle size distribution was not investigated. This study also modeled the effect of inlet particle concentration on the ESP filtration efficiency. For small particles (0.3 μm in diameter), a higher inlet particle concentration resulted in a higher collection efficiency. For large particles (10 μm in diameter), a higher inlet particle concentration caused a lower efficiency. When the particle size was even larger (15 μm in diameter), an increased inlet particle concentration did not have any influence on efficiency, because in all the cases all particles were collected (100% efficiency).

Although many studies utilized the experimental ESP efficiency data to validate their numerical model, there are still some issues not solved. For example, the particle efficiency of ESP with a lower inlet velocity and a strong EHD flow was not investigated experimentally. Therefore, it was difficult to evaluate the EHD induced particle precipitation simulation results due to the absence of measured results. The numerical studies indicated that a high inlet particle concentration have obvious effect on corona discharge, EHD flow pattern and precipitation efficiency. These predictions were not validated by the measured data obtained for high particle concentrations. Most of the numerical investigations described above focused on the traditional wire-to-plate ESP. Meantime, a lot of advanced ESP were developed and investigated by experimental study in recent years (such as two staged ESP or DBD-ESP). These new ESP should be numerically studied, too.

4. Conclusions

This review summarized different numerical models for simulating performances of ESP, including ionized electric field, EHD flow field, particle charging and motion. Based on the results described above, the following conclusions could be drawn:

1) The available models can accurately simulate the traditional wire-to-plate ESP. Many experimental results of corona discharge validated the numerical models. For the EHD flow, the accurate and sufficient model validation is still unavailable. The predicted particle collection efficiency for different particle size was also verified by measured data.
2) However, there are still some deficiencies in the available models. Choosing the suitable turbulence model in EHD simulation is still difficult. An optimum numerical model, which could model the particle efficiency in ESP with strong EHD effect, is not known due to the absence of suitable experimental data. Considering the coupling between different physical processes in ESP could yield more accurate results. The criteria for determining necessary couplings in simulation are still unavailable.
3) In recent years, many new types of ESP were developed with high collection efficiency and low by-product generation. Most of the new types need to be simulated with acceptable accuracy. The most difficult problem is related to the DBD-ESP device. The unsteady modeling for electric field, air flow and particle motion with very small time step is more complex and time consuming.

References

[1] Adamiak K., Atten P.: Numerical simulation of the 2-D gas flow modified by the action of charged fine particles in a single-wire ESP. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation 6/2009, 608–614, [DOI: 10.1109/TDEI.2009.5128495].

[2] Adamiak K., Atten P.: Simulation of corona discharge in point–plane configuration. Journal of Electrostatics 6/2004, 85–98, [DOI: 10.1016/j.elstat.2004.01.021].

[3] Adamiak K.: Numerical models in simulating wire-plate electrostatic precipitators: A review. Journal of Electrostatics 8/2013, 673–680, [DOI:10.1016/j.elstat.2013.03.001].

[4] Adamiak K.: Simulation of corona in wire-duct electrostatic precipitator by means of the boundary element method. IEEE Transactions on Industry Applications 3/1994, 381–386, [DOI: 10.1109/28.287519].

[5] Chen C., Liu W., Li F., Lin C., Liu J., Pei J., Chen, Q.: A hybrid model for investigating transient particle transport in enclosed environments. Building Environment 1/2013, 45–54, [DOI: 10.1016/j.buildenv.2012.12.020].

[6] Chen T., Tsai C., Yan J., Tran T., Li N.: An efficient wet electrostatic precipitator for removing nanoparticles, submicron and micron-sized particles. Separation and Purification Technology 11/2014, 27–35, [DOI: 10.1016/j.seppur.2014.08.032].

[7] Choi B., Fletcher, C.: Turbulent particle dispersion in an electrostatic precipitator. Applied Mathematical Modeling 12/1998, 1009–1021, [DOI:10.1016/S0307-904X(98)10034-3].

[8] Chun Y., Chang J., Berezin A., Mizeraczyk J.: Numerical modeling of near corona wire electrohydrodynamic flow in a wire-plate electrostatic precipitator. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation 2/2007, 119–124, [DOI:10.1109/TDEI.2007.302879].

[9] Delfino J., Sioutas C., Malik, S.: Potential role of ultrafine particles in associations between airborne particle mass and cardiovascular health. Environmental Health Perspectives 8/2005, 934–946, [DOI: 10.1289/ehp.7938].

[10] Dordizadeh P., Adamiak K., Castle, G.S.P.: Numerical investigation of the formation of Trichel pulses in a needle-plane geometry. Journal of Physics D: Applied Physics 8/2015, 1–13, [DOI:10.1088/0022-3727/48/41/415203].

[11] Dramane B., Zouzou N., Moreau E., Touchard, G.: Electrostatic precipitation of submicron particles using a DBD in axisymmetric and planar configurations. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation 4/2009, 343–351, [DOI: 10.1109/TDEI.2009.4815162].

[12] Farnoosh N., Adamiak K., Castle, G.S.P.: 3-D numerical analysis of EHD turbulent flow and mono-disperse charged particle transport and collection in a wire-plate ESP. Journal of Electrostatics 12/2010, 513–522, [DOI: 10.1016/j.elstat.2010.07.002].

[13] Farnoosh N., Adamiak K., Castle, G.S.P.: 3-D numerical simulation of particle concentration effect on a single-wire ESP performance for collecting poly-dispersed particles. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation 2/2011, 211–220, [DOI:10.1109/TDEI.2011.5704512].

[14] Farnoosh N., Adamiak K., Castle, G.S.P.: Numerical calculations of submicron particle removal in a spike-plate electrostatic precipitator. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation 10/2011, 1439–1452, [DOI: 10.1109/TDEI.2011.6032814].

[15] Farnoosh N., Adamiak K., Castle, G.S.P.: Three-dimensional analysis of electrohydrodynamic flow in a spiked electrode-plate electrostatic precipitator. Journal of Electrostatics 10/2011, 419–428, [DOI: 10.1016/j.elstat.2011.06.002].

[16] Feng Z., Long Z., Mo J.: Experimental and theoretical study of a novel electrostatic enhanced air filter (EEAF) for fine particles. Journal of Aerosol science 12/2016, 41–54, [DOI: 10.1016/j.jaerosci.2016.08.012].

[17] Feng Z., Long Z., Yu, T.: Filtration characteristics of fibrous filter following an electrostatic precipitator. Journal of Electrostatics 10/2016, 52–62, [DOI:10.1016/j.elstat.2016.07.009].

[18] Fuchs N.: On the stationary charge distribution on aerosol particles in a bipolar ionic atmosphere. Pure and Applied Geophysics 9/1963, 185–193, [DOI: 10.1007/BF01993343].

[19] Ghazanchaei M., Adamiak K., Castle G.S.P.: Predicted flow characteristics of a wire-nonparallel plate type electrohydrodynamic gas pump using the Finite Element Method. Journal of Electrostatics 73/2015, 103–111, [DOI: 10.1016/j.elstat.2014.11.003].

[20] Guo B., Yu A., Guo J.: Numerical modeling of electrostatic precipitation: Effect of gas temperature. Journal of Aerosol science 11/2014, 102–115, [DOI: 10.1016/j.jaerosci.2014.07.009].

[21] Jaworek A., Krupa A., Adamiak K.: Submicron charged dust particle interception by charged drops. IEEE Transactions on Industry Applications 8/2002, 985–991, [DOI: 0.1109/28.720438].

[22] Kherbouche F., Benmimoun Y., Tilmatine A., Zouaghi A., Zouzou, N.: Study of a new electrostatic precipitator with asymmetrical wire-to-cylinder cofiguration for cement particles collection. Journal of Electrostatics 10/2016, 7–15, [DOI: 10.1016/j.elstat.2016.07.001].

[23] Kihm K.: Effects of nonuniformities on particle transport in electrostatic precipitators. 1987, Ph.D. dissertation, Department of Mechanical Engineering, Stanford University, Stanford, CA.

[24] Kim H., Han B., Kim Y., Oda T., Won, H.: Submicrometer particle removal indoors by a novel electrostatic precipitator with high clean air delivery rate, low ozone emissions and carbon fiber ionizer. Indoor Air 10/2013, 369–378, [DOI: 10.1111/ina.12037].

[25] Lancereau Q., Roux J., Achard J.: Electrohydrodynamic flow regimes in a cylindrical electrostatic precipitator. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation 8/2013, 1409–1420, [DOI:10.1109/TDEI.2013.6571463].

[26] Lei H., Wang L., Wu, Z.: EHD turbulent flow and Monte-Carlo simulation for particle charging and tracing in a wire-plate electrostatic precipitator. Journal of Electrostatics 3/2008, 130–141, [DOI: 10.1016/j.elstat.2007.11.001].

[27] Lelieveld J., Evans S., Fnais M., Giannadaki D., Pozzer, A.: The contribution of outdoor air pollution sources to premature mortality on a global scale. Nature 9/2015, 367–371, [DOI:10.1038/nature15371].
[28] Li Z., Liu Y., Xing Y., Tran T., Le T., Tsai C.: Novel wire-on-plate electrostatic precipitator (WOP-EP) for controlling fine particle and nanoparticle pollution. Environmental Science & Technology 7/2015, 8683–8690, [DOI: 10.1021/acs.est.5b01844].
[29] Li Z., Liu Y., Xing Y., Tran T., Le T., Tsai C.: Novel wire-on-plate electrostatic precipitator (WOP-EP) for controlling fine particle and nanoparticle pollution. Environmental Science & Technology, 7/2015, 8683–8690, [DOI: 10.1021/acs.est.5b01844].
[30] Liang W., Lin T.: The characteristics of ionic wind and its effect on electrostatic precipitator. Aerosol Science & Technology 2/1994, 330–344, [DOI: 10.1080/02786829408959689].
[31] Lin G., Tsai C.: Numerical modeling of nanoparticle collection efficiency of single-stage wire-in-plate electrostatic precipitators. Aerosol Science & Technology 10/2010, 1122–1130, [DOI: 10.1080/02786826.2010.512320].
[32] Liu W., Wen J., Chao J., Yin W., Shen C., Lai D., Lin C., Liu J., Sun H., Chen Q.: Accurate and high-resolution boundary conditions and flow fields in the first-class cabin of an MD-82 commercial airliner. Atmospheric Environment 9/2012, 33–44, [DOI: 10.1016/j.atmosenv.2012.03.039].
[33] Long Z., Yao Q., Song Q., Li S.: Three-dimensional simulation of electric field and space charge in the advanced hybrid particulate collector. Journal of Electrostatics 11/2010,835-–843, [DOI: 10.1016/j.elstat.2009.07.001].
[34] Long Z., Yao Q., Song Q., Li S.: A second-order accurate finite volume method for the computation of electrical conditions inside a wire-plate electrostatic precipitator on unstructured meshes. Journal of Electrostatics 7/2009, 597–604, [DOI: 10.1016/j.elstat.2008.12.006].
[35] Long Z., Yao Q.: Evaluation of various particle charging models for simulating particle dynamics in electrostatic precipitators. Journal of Aerosol science 7/2010, 702–718, [DOI: 10.1016/j.jaerosci.2010.04.005].
[36] Long Z., Yao Q.: Numerical simulation of the flow and the collection mechanism inside a scale hybrid particulate collector. Powder Technology 1/2012, 26–37, [DOI: 10.1016/j.powtec.2011.08.045].
[37] Lu Q., Yang Z., Zheng C., Li X., Zhao C.: Numerical simulation on the fine particle charging and transport behaviors in a wire-plate electrostatic precipitator. Advanced Powder Technology, 9/2016, 934–946, [DOI: 10.1016/j.apt.2016.06.021].
[38] Mangili A., Gendreau A.: Transmission of infectious diseases during commercial air travel. Lancet 3/2005, 989–996, [DOI:10.1016/S0140-6736(05)71089-8].
[39] Marlow W., Brock J.: Unipolar charging of small aerosol particles. Journal of Colloid and Interface Science 1/1975, 32–38, [DOI: 10.1016/0021-9797(75)90250-7].
[40] Neimarlija N., Demirdzic I., Muzaferija, S.: Finite volume method for calculation of electrostatic fields in electrostatic precipitators. Journal of Electrostatics 2/2009, 37–47, [DOI: 10.1016/j.elstat.2008.10.007].
[41] Niewulis A., Berendt A., Podlinski J., Mizeraczyk, J.: Electrohydrodynamic flow patterns and collection efficiency in narrow wire-cylinder type electrostatic precipitator. Journal of Electrostatics, 8/2013, 808–814, [DOI:10.1016/j.elstat.2013.02.002].
[42] Niewulis A., Podlinski J., Mizeraczyk, J.: Electrohydrodynamic flow patterns in a narrow electrostatic precipitator with longitudinal or transverse wire electrode. Journal of Electrostatics, 5/2009, 123–127, [DOI:10.1016/j.elstat.2009.01.001].
[43] Park, S., Kim, S.: Effects of electrohydrodynamic flow and turbulent diffusion on collection efficiency of an electrostatic precipitator with cavity walls. Aerosol Science & Technology 1/2003, 574–586, [DOI:10.1080/02786820300928].
[44] Podlinski J., Dekowski J., Mizeraczyk J., Brocilo D., Chang J.: Electrohydrodynamic gas flow in a positive polarity wire-plate electrostatic precipitator and the related dust particle collection efficiency. Journal of Electrostatics 3/2006, 259–262, [DOI: 10.1016/j.elstat.2005.06.006].
[45] Sattari P., Adamiak K., Castle, G.S.P.: Numerical simulation of Trichel pulses in a negative corona discharge in air. IEEE Transactions on Industry Applications 77/2011, 1935–1943, [DOI: 10.1109/TIA.2011.2156752].
[46] Schmid H., Stolz S., Buggish, H.: On the modeling of the electro–hydrodynamic flow fields in electrostatic precipitators. Flow, Turbulence and Combustion 1/2002, 63–89, [DOI:10.1023/A:1015666116174].
[47] Soldati A., Andreussi P., Banerjee S.: Direct simulation of turbulent particle transport in electrostatic precipitators. AIChE Journal 12/1993, 1910–1919, [DOI: 10.1002/aic.690391203].
[48] Soldati A., Casal M., Andreussi P., Banerjee, S.: Lagrangian simulation of turbulent particle dispersion in electrostatic precipitators. AIChE Journal 6/1997, 1403–1413, [DOI: 10.1002/aic.690430604].
[49] Soldati A.: Influence of large-scale streamwise vortical EHD flows on wall turbulence. International Journal of Heat and Fluid Flow 8/2002, 441–443, [DOI: 10.1016/S0142-727X(01)00154-0].
[50] Soldati A.: On the effects of electrohydrodynamic flows and turbulence on aerosol transport and collection in wire-plate electrostatic precipitators. Journal of Aerosol Scienc 3/2000, 293–305, [DOI: 10.1016/S0021-8502(99)00055-5].
[51] Tu Y., Song Q., Tu G., Yao. Q.: Experimental research on particulate collection performance by perforated plate in hybrid particulate collector. Proc. of the CSEE 6/2013, 51–56, [DOI: 0258-8013 (2013) 17-0051-06].
[52] Wen T., Krichtafovitch I., Mamishev, A.: Numerical study of electrostatic precipitators with novel particle-trapping mechanism. Journal of Aerosol science 5/2016, 95–103, [DOI: 10.1016/j.jaerosci.2016.02.001].
[53] Wu Z., Colbeck I., Zhang G.: Deposition of particles on a single cylinder by a Coulombic force and direct interception. Aerosol Science & Technology 11/1993, 40–50, [DOI: 10.1080/02786829308959619].
[54] Wu Z., Colbeck I., Zhang G.: The deposition of particles from an air flow on a single cylindrical fiber in a uniform electrical field. Aerosol Science & Technology 1/1999, 62–70, [DOI: 10.1080/027868299304886].
[55] Xing M., Guo B., Yu A.: Effect of electrohydrodynamic secondary flow on the particle collection in a wire-plate electrostatic precipitator. CSIRO, Melbourne-Australia, 10–12.
[56] Zhai Z., Zhang Z., Zhang W., Chen, Q.: Evaluation of various turbulence models in predicting airflow and turbulence in enclosed environments by CFD: Part-1: summary of prevent turbulence models. HVAC&R Research 11/2007, 853–870, [DOI:10.1080/10789669.2007.10391459].
[57] Zhang X., Wang L., Zhu, K: Particle tracking and particle-wall collision in a wire-plate electrostatic precipitator. Journal of Electrostatics 9/2005, 1057–1071, [DOI: 10.1016/j.elstat.2005.02.002].
[58] Zhang Z., Chen, Q.: Comparison of the Eulerian and Lagrangian methods for predicting particle transport in enclosed spaces. Atmospheric Environment 8/2007, 5236–5248, [DOI: 10.1016/j.atmosenv.2006.05.086].
[59] Zhang Z., Zhang W., Zhai Z., Chen, Q.: Evaluation of various turbulence models in predicting airflow and turbulence in enclosed environments by CFD: Part-2: comparison with experimental data from literature. HVAC&R Research 11/2007, 871–886, [DOI:10.1080/10789669.2007.10391460].
[60] Zhao B., Chen C., Yang X., Lai, A: Comparison of three approaches to model particle penetration coefficient through a single straight crack in a building envelope. Aerosol Science & Technology 2/2010, 405–416, [DOI: 10.1080/02786821003689937].
[61] Zhao L., Adamiak K.: Effects of EHD and external air flows on electric corona discharge in point-plane/mesh configurations. IEEE Transactions on Industry Applications 2/2009, 16–21, [DOI: 10.1109/TIA.2008.2009389].
[62] Zhao L., Adamiak K.: EHD flow in air produced by electric corona discharge in pin–plate configuration. Journal of Electrostatics 3/2005, 337–350, [DOI: 10.1016/j.elstat.2004.06.003].
[63] Zhao L., Adamiak K.: Numerical simulation of the effect of EHD flow on corona discharge in compressed air. IEEE Transactions on Industry Applications 2/2013, 298–304, [DOI: 10.1109/TIA.2012.2228832].
[64] Zhao L., Adamiak K.: Numerical simulation of the electrohydrodynamic flow in a single wire-plate electrostatic precipitator. IEEE Transactions on Industry Applications 6/2008, 683–691, [DOI: 10.1109/TIA.2008.921453].
[65] Zouaghi A., Zouzou N., Mekhaldi A., Gouri R.: Submicron particles trajectory and collection efficiency in a miniature planar DBD-ESP: Theoretical model and experimental validation. Journal of Electrostatics 8/2016, 7–15, [DOI: 10.1016/j.elstat.2016.05.004].

Feng Zhuangbo
e-mail: fengzb@tju.edu.cn

Feng Zhuangbo is a Ph.D. candidate at the Tianjin University, China. He obtained the B.Eng. degree (heating, ventilation and air conditioning) and B.Eng. (project management) in 2007 from the Tianjin University. His research interests include indoor air quality, computational fluid dynamics, corona discharge and air filtration techniques. Currently, he is a visiting Ph.D. student in the Western University, London, Ontario, Canada from 2015 to 2016.

Ph.D. Long Zhengwei
e-mail: longzw@tju.edu.cn

Long Zhengwei is an associate professor at the Tianjin University, China. He obtained the B.Eng. (thermal engineering) in 2005 from the Tsinghua University. In 2010, he obtained the Ph.D. from the Tsinghua University. His research interests include indoor environment, computational fluid dynamics, electrostatic precipitation and filtration device.

Prof. Kazimierz Adamiak
e-mail: kadamiak@eng.uwo.ca

Kazimierz Adamiak received his M.Sc. and Ph.D. degrees in electrical engineering from the Szczecin University of Technology and the D.Sc. degree (habilitation) from the Gdansk University of Technology. Currently, he is a Professor in the Department of Electrical and Computer Engineering, University of Western Ontario, London, Ontario, Canada. His research interests include electrohydrodynamics, corona and dielectric barrier discharges, electrostatic precipitation.

otrzymano/received: 07.11.2016 *przyjęto do druku/accepted: 30.11.2016*

DOI: 10.5604/01.3001.0009.5183

INTRUSION ASCERTAINMENT BY THE ANALYSIS OF SURROUNDING WIRELESS SIGNALS WITH SOFTWARE DEFINED RADIO

Janusz Zawadzki
Opole University of Technology, Faculty of Electrical Engineering, Automatics Control and Informatics

Abstract: *The purpose of this study is the creation of an autonomous system based on software defined radio, with the ability to ascertain and compute wireless signals from the surrounding area. The analysis of previously obscure signals could allow the recognition of the alleged trespassing of the surveilled area.*

Keywords: SDR, software defined radio, wireless networks, signal detection

ANALIZA SYGNAŁÓW BEZPRZEWODOWYCH Z OTOCZENIA A STWIERDZENIE INTRUZJI ZA POMOCĄ SYSTEMU RADIA DEFINIOWANEGO PROGRAMOWO

Streszczenie: *Celem pracy jest utworzenie autonomicznego systemu opartego o układ radia programowalnego, zdolnego wykrywać i przetwarzać sygnały bezprzewodowe z otoczenia. Analiza pojawienia się wcześniej niedostępnych sygnałów ma umożliwić rozpoznanie domniemanego naruszenia przestrzeni objętej obserwacją.*

Słowa kluczowe: SDR, radio definiowane programowo, sieci bezprzewodowe, detekcja sygnałów

Introduction

With increasing miniaturization of integrated circuits a growing number of new possible usages for previously inaccessible or difficult-to-use communication technologies emerges. Given that today's information technology is based largely on wireless transmissions exchange, it is only natural that each one of us carries a device utilizing these forms of communication. The increasing availability of software defined radio systems and their flexibility in reception of radio waves, allows the analysis of signals emitted by such devices [2, 3]. The use of these systems to intercept transmissions may actually not allow to read the data contained in them, however allows the unambiguous determination of actual occurrences of the transmission itself. Fig. 1 shows the general idea behind the fact that an SDR system may be used to detect multiple wireless operating devices. In this work an emphasis has been put on the use of this aspect in order to alert the user about the possibility of unwanted transmissions and thus an intrusion in the area under control of such systems. Due to problems mentioned in the summary, certain aspects remain yet to be clarified, although a large part of the thesis has been put to successful practical implementation. This allows for further, even more sophisticated tests to be conducted in order to obtain more precise readouts and the exclusion of problems encountered.

1. Build system and specifications

The laboratory station for measurements consists of a mobile computer control unit, an IBM X60S notebook, equipped with a dual-core Core Duo U2400 processor and 3GB of DDR2 RAM, an SDR device type Nuand BladeRF x40 equipped with two circular antennas featuring a gain of 5 dBi, mounted on a RP-SMA socket, see Fig. 2. The software includes an UNIX operating system known as Arch Linux with all the newest updates to the day of writing this paper, an application dedicated to capturing radio frequency signals called GNU Radio, also Octave mathematical computing software and the author's scripts in Python and Bash computer language. The whole system operates on an integral basis, it is however possible to change the unit responsible for the software-side to other counterpart's, possibly even embedded systems.Smartphones as well as other common electronic devices were used as the gear introducing desired disturbances.

The scope of the research is to collect measurements of radio-wave frequency in real time and then search for occurrences of the frequency deviation of the curve with respect to background and static noise levels. Fig. 3 shows an occurrence of an induced 433 MHz radio wave transmission. Readings were taken in the laboratory which served as a testing room located one floor underground. In the immediate vicinity there were no known sources of transmission, which could disrupt the control process. Known terrestrial base stations of mobile operators, or radio stations, were intentionally not mentioned.

Fig. 1. General system build and the way of its functioning

Fig. 2. Measurements equipment

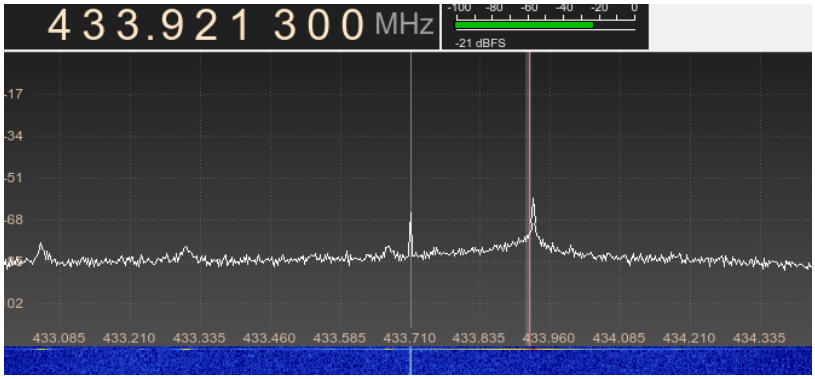


Fig. 3. Graph showing possible occurence of a 433 transmitter

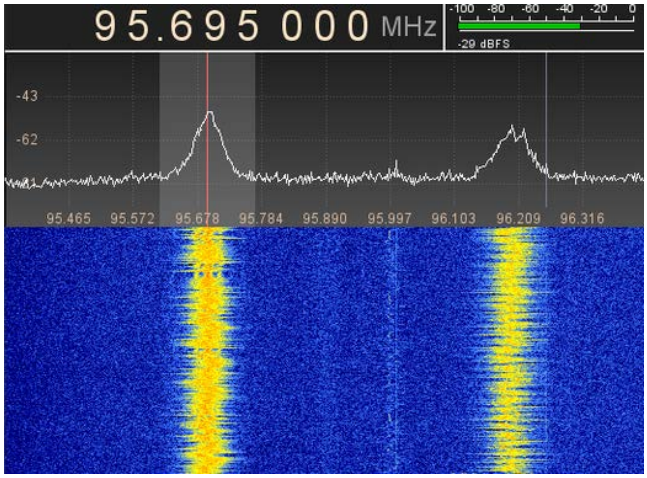


Fig. 4. Waterfall diagram of FM transmissions

Fig 4. shows two frequency broadcasts of known FM radio stations captured just outside the building in which the testing laboratory was located.

Tests are conducted in a fixed range of different frequencies, mainly in the precinct of 400 MHz to 950 MHz, 1.4 GHz to 1.6 GHz and 2.3 GHz to 2.5 GHz. The ability of radio reception the SDR device offers is greater, but for the account of optimal operating conditions the available testing devices permit, and also better interpretation of the measurements results, it was decided not to change these parameters. As shown on Fig.5, the quality of reception of a sample GSM transmission induced by a mobile smart phone is quite high. Also worth of noting is the fact that the analysis of any error rates or BER, which is thoroughly described in position [1] of the literature, was of no interest. We take for granted that the actual occurrences of transmission take place in area of up to 5 meters in diameter around the reception antennae. With greater distances it would be unavoidable to loose signal quality or miss the whole RF event altogether. Such topics are outside of the scope of our research, because of its primary goals. The summary adds even more details as of why this is so. Furthermore, as our tests also did not include the need to inspect data we capture in transit, we do not delve into the aspects of the multitude of communication protocols possible to use with our SDR system. The BladeRF is an FPGA capable board, it is possible to upload programs containing entire instruction sets on automating certain aspects of wireless packet analysis. Since our tests were conducted with use of a Laptop PC, this aspect was not utilized. In the hope of obtaining more mobility in future research or tests, it is possible to exchange the controller for an embedded platform. A common example of such use might be the use of a popular Raspberry PI microcomputer board.

2. Software approach

There is a multiplatform collection of tools for developing communication protocols called GNURadio. Other possible use cases for development are nicely described in reference [4]. In this paper however, full support for our capture device is achieved by using the Osmocom's libbladerf library, and found satisfactory to work with. A block diagram showing an uncomplicated graphical frequency listener used at the beginning of this research work is shown on Fig. 7. During collection, the results are written and compared with the ones stored in the database instance. For the sake of simplicity and performance, we create a MySQL database with one static and two temporary tables. In the first one we hold the defined known frequencies used in the ether, and their descriptions for ease of concatenation. The other two withhold new transmissions found after starting the reception, and the time of last occurrence respectively. If a new spike, like in the waterfall diagram high pinched point representing a possible transmission is spotted, the program calls out a Bash command line function to first compare it with the contents of temporary tables and then informs the user about possible unwanted changes in the vicinity of the application. This is the case if the event was not recorded before. To clarify, a trigger works on the database in case the fortuity ceases to subsist, in which turn it zeroes the time, and writes additional bits to the counter.

However, if they were present beforehand, the timings are compared to validate the 'if and when' the case was registered.

Then, in order to become acquainted with the cause of the information occurrence, a verbose message is displayed on the command line with data regarding the approximate frequency. Then the comparison with the built-in base of known requests takes place, showing the type of the detected objects and their possible designation. If the static database does not contain such information, the event is considered an obvious intrusion. In order to receive even more useful information regarding the detection of unwanted presence occurrences in close environment transmissions, it is possible to manually extend the database to hold more records of known devices, or extend the original script to run an initial learning mode each time the program is restarted. Such approach was acknowledged, however due to the nature of this research, it was found as not essential. Another desirable function could be a further expansion in programming to include an array of changes for the transmitted signal strength. This could in turn significantly increase the comfort of handling and the ease of sorting out real threat occurrences. Research has shown, that the charts show many unidentified signals that may be either harmonic waves or other unknown electromagnetic emanations, despite a separated and controlled environment in which the research was conducted.

The tests resulted in a successful detection of the wireless networks broadcast using a smartphone and two different WiFi routers as well as the mere presence of modern mobile phones, two transmitters operating on frequencies of 433 MHz, a Sigma digital heart rate monitor with built-in transmitter, a bluetooth ad-hoc station, standard walkie-talkie tunable broadcast device, a low power FM transmitter and a RF operated car key.

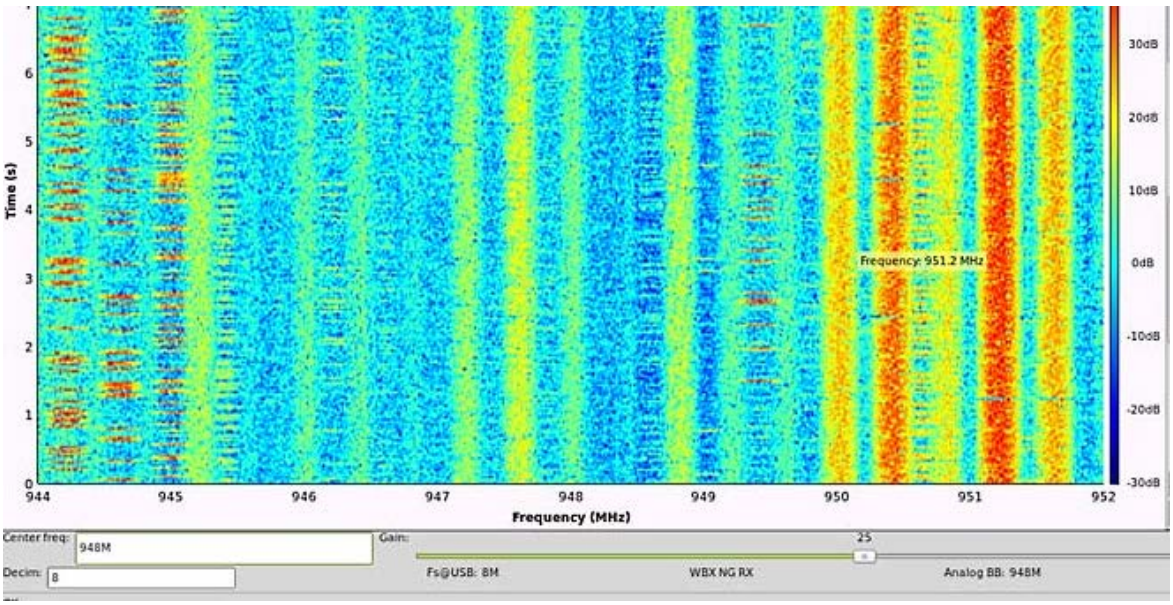


Fig. 5. Waterfall diagram of GSM broadcasts

```
sh-4.3$ ./initialize-capture.sh
Using USB interface.
Attempting to connect with SDR... Done.
Initializing databases..
mariadb: user test password ***...Static

Setting startup device parameters... Wid
Creating dump in ~/Dump-3.bin.. 1024mb s

!!!Listener initialised!!!

!! Table inconsistency at 351069
!! Table inconsistency at 351067
WT at 446200
WT at 446200
WT at 446200
WT at 446200
!! Table inconsistency at 351069
!! Table inconsistency at 351068
!! Table inconsistency at 351069
!! Table inconsistency at 351069
!! Table inconsistency at 351069
Wifi Router at 243700!
Wifi Router at 243700!
!! Table inconsistency at 351069
^CAborted! Calling shutdown..
sh-4.3$
```

Fig. 6. Example command-line output of the created listener program

3. Measurements

Fig. 6 shows an example dry run of the main intrusion detection program. The output states that it successfully recognized the pushes of the transmission button located on the walkie-talkie enclosure. Just a moment later out test wifi-router was powered up and started broadcasting its signal. Unknown radio emissions were classified as inconsistencies. The recognition of known devices this instance allows, is achievable only by correct definition of variables in the static database table. In theory all other devices of similar attributes will also be detected, as long as their transmitter parameters are within the reception abilities of the SDR platform. However, it might not be possible to distinguish similar devices from one another, like manufacturer or model of various wireless routers, because of the kind of approach used. Other approaches are beyond of the scope of this research. A brief summary of different devices used for testing is shown in Table 1.

Table 1. Devices used

Device	Frequency [MHz]
Walkie-talkie	450
Transponder	433
FM transmitter	95
Bluetooth dongle	2455
Wifi router	2412

4. Conclusions

The study shows another approach to the vast number of possible different implementations of nowadays SDR systems which reflects their versatility. Although the concept to use radio frequencies for wave monitoring is not new, it is the angle at which it was achieved that makes it so robust. With a small but capable enough device you may start to mind a specific area for unknown signal occurrences, or possibly even reverse engineer applications in search for weaknesses and additional hidden functionalities. During the research it was concluded possible to achieve the main expectations set before this project, but it also has come to the notice that a number of problems related to the effective use of transmission events classification in the control area are to be considered. The problem of distinguishing ordinary occasional interference from a real world event is subject to further investigation. In addition, the inability to establish a complete database of all foreseeable frequencies for events makes it difficult to inform the user about what he or she may have to deal with, when communicating such instances. It is also worth noting that the distinction between devices was not possible due to the lack of metadata gathering and analysis.

Another obstruction is the ability to anticipate the area from which the transmission takes place. The main problem lies within the very own nature of transmitted waves, there may be a local source from which they originate from close distance, with small amount of transmitted power, then again we can expect the inherence of high power broadcasts made over very long distances. Without some way of triangulating the signals, like by using multiple reception modules, or using beam aerials in an established scheme outside of the perimeter, we are unable to determine their origin. During the study it was conceived that this area remains dormant until further research.

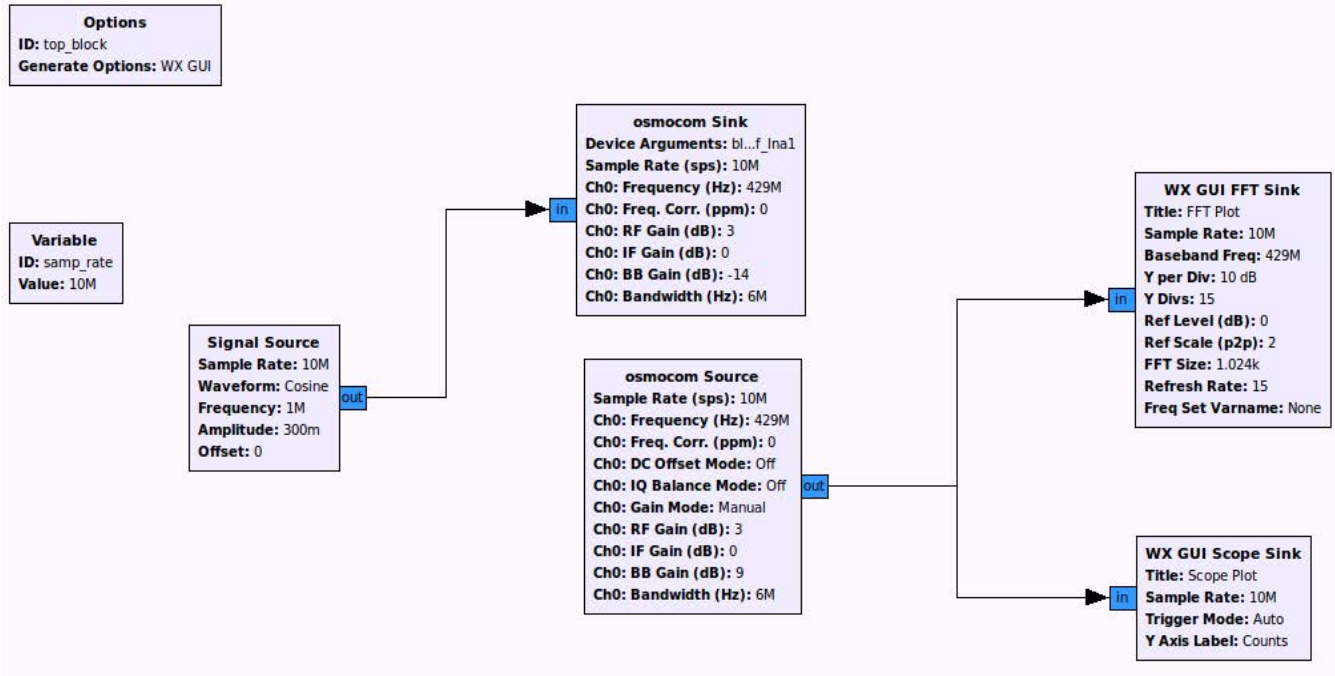


Fig. 7. Graphical listener diagram written in GNU Radio Companion

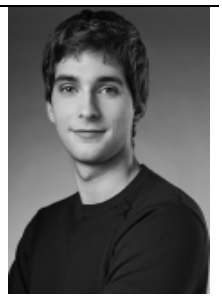
The study was conducted in a laboratory environment which makes it difficult to verdict the efficiency of this approach in terms of real life scenarios. A large number of changing wireless transmitters that can be found in residential or office buildings may adversely affect the test results. However, there is a good chance to eliminate most of the problems associated with distinguishing between the desired and intermittent events through the implementation of an advanced learning and decision-making algorithm. Due to time constraints the author of the study could not delve further into this subject. However, the research concluded the undeniable fact of creating a unique, comprehensive system for the detection of close proximity wireless events. This opens the opportunity to further study the implementation of computer controlled software defined radio systems in regards of both an application and purely hardware side.

References

[1] Martinek R., Zidek J., Tomala K.: Pomiary BER w systemie radia programowalnego. *Przegląd Elektrotechniczny,* 2b/2013, 205–210.
[2] Sklivanitis G., Gannon A., Batalama S. N., Pados D. A.: Addressing next-generation wireless challenges with commercial software-defined radio platforms. *IEEE Communications Magazine,* 54(1)/2016, 59–67.
[3] Ulversoy T.: Software Defined Radio: Challenges and Opportunities. *IEEE Communications Surveys & Tutorials,* 12(4)/2010, 531–550.
[4] Vilches T., Dujovne D.: GNUradio and 802.11: performance evaluation and limitations. *IEEE Network,* 28(5)/2014, 27–31.

M.Sc. Janusz Zawadzki
E-mail: janusz.zawadzki@doktorant.po.edu.pl

First year doctoral student at the Opole University of Technology, Faculty of Electrical Engineering, Automatics Control and Informatics, Department of Electrical Power and Renewable Energy. His science interests include the topics of EM emanations, embedded devices, security and modern computer technology.



otrzymano/received: 22.04.2016 *przyjęto do druku/accepted: 30.10.2016*

DOI: 10.5604/01.3001.0009.5184

SOFTWARE TOOL AND PERIPHERALS OF SYSTEM FOR MEASURING OF INTRA-ABDOMINAL PRESSURE

Michal Jurčišin, Slavomír Kardoš
Technical University of Kosice, Department of Technologies in Electronics, Kosice, Slovakia

Abstract. *The article deals with the software tool design and its features implementation into automation measuring system of intra-abdominal pressure. Measurement system consists of peripherals controlled by electronics connected to computer with developed software. Software was used for pressure sensor optimization implemented into measurement system as well as whole system testing and its evaluation. Pressure sensors consist of glass tube with electrodes created by thin film technology. The article also deals with software possibilities and its application in testing process.*

Keywords: intra-abdominal pressure, monitoring software, capacitive pressure sensor, sterile valve

OPROGRAMOWANIE I URZĄDZENIA PERYFERYJNE SYSTEMU DO POMIARU CIŚNIENIA W JAMIE BRZUSZNEJ

Streszczenie. *Artykuł dotyczy projektowania oprogramowania narzędziowego i jego zastosowania w systemie zautomatyzowanego pomiaru ciśnienia w jamie brzusznej. Układ pomiarowy składa się z urządzeń sterowanych elektronicznie i podłączonych do komputera oraz zaprojektowanego oprogramowania. Oprogramowanie zostało wykorzystane do optymalizacji czujnika ciśnienia zastosowanego w systemie pomiarowym, jak również do testowanie całego systemu i jego oceny. Czujnik ciśnienia składa się z rurki szklanej z elektrodami utworzonymi w technologii cienkowarstwowej. W artykule opisano również możliwości oprogramowania i jego zastosowanie w procesie testowania.*

Słowa kluczowe: ciśnienie wewnątrzbrzuszne, oprogramowanie monitorujące, pojemnościowy czujnik ciśnienia, zawór sterylny

Introduction

Abdominal compartment syndrome (AbCS) is caused by the increase of intra-abdominal pressure (IAP) from tissue tumescence or from accumulation of free liquid in abdominal cavity. When it is not timely diagnosed and it is not cured, it may result in multi-organ collapse and death [3]. For measuring of IAP the direct and indirect methods exist. Indirect method of IAP measurement is based on Foley catheter inserted inside urinary bladder (with corresponding intravesical pressure). This method is based on the fact that urinary bladder works as a passive transmitter IAP on internal water filling. Empty urinary bladder is filled with 20–50 ml of sterile saline via catheter [4].

1. Concept of automation system for intra-abdominal pressure measurement

For using of developed automation measurement system in clinical praxis it is necessary to state the basic requirements. Due to application field it is necessary to ensure sterility of the system during measurement. Distribution of intravesical pressure grades used in clinical practice is as follows: 1) 1.59 kPa – 1.99 kPa, 2) 2.13 kPa – 2.66 kPa, 3) 2.79 kPa – 3.33 kPa, 4) > 3.33 kPa. In the second grade i.e. at a pressure of 2.66 kPa it is necessary to decompress the abdominal cavity what is reached by cutting the abdominal wall and keep it opened. Automation system should have better precision than 0.098 kPa. Measurement of IAP is carried out at one hour intervals with the following procedure:

- system preparation for measurement – filling of bladder and system tubes with exact volume of saline,
- realization of measurement in the time interval of several minutes,
- drying of system.

2. Capacitive pressure sensor

For realization of pressure sensor the thin film technology was used. Capacitive pressure sensors (Fig. 1) were realized by glass tubes with 4 – 9 mm inner diameter. On the outer surface of the glass tube the two thin-film electrodes was deposited by vapor deposition. As a material for deposition the copper was used. As dielectric of capacitive sensor the saline was used (0.9% NaCl aqueous solution).

Parameters of used glass tubes were analyzed in [1]. Measured capacity varied depending on the tube diameter in the range of 11.7 pF – 25 pF without dielectric corresponding to the pressure 0 kPa, and 14.3 – 132 pF with a dielectric at 300 mm height corresponding to the pressure 2.94 kPa according to [1]. Advantage of proposed sensor solution is elimination of air bubbles inside the system created during process of filling and emptying of system. Figure 1 show practical realization of pressure sensor.

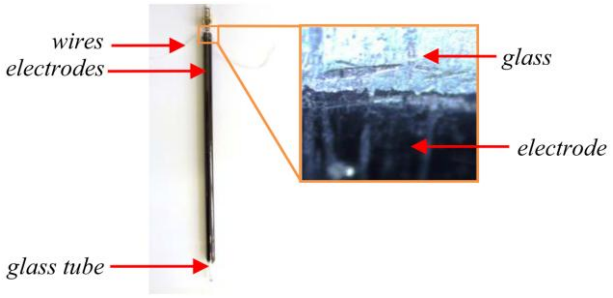


Fig. 1. Practical realization of pressure sensor

3. Description of automation system for measurement of intra-abdominal pressure

Block diagram of developed automation system for measuring of IAP by noninvasive method is shown on Fig. 2 and was described in [1].

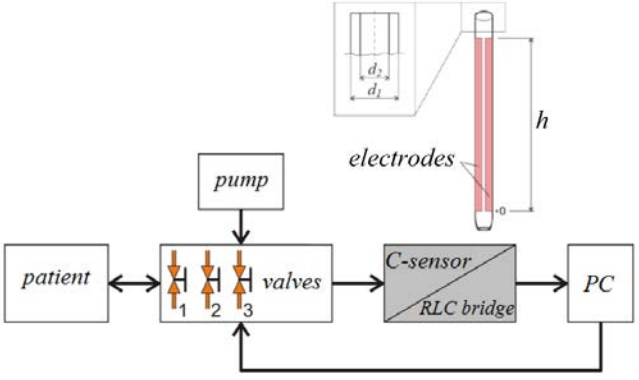


Fig. 2. Block diagram of automation measurement system

Operation of valves and infusion pump is provided by control electronics (Fig. 3) connected to PC on the basis of program. Output ports of microprocessor control three valves and step motor of infusion pump of measurement system. Control electronics is realized on PCB by Through Hole Technology and SMT. Basic part of PCB is CPU DS89C430 with external clock crystal and support circuit for in-system programming. Connection to PC is provided by IC MAX232 which converts the signal to serial transmission via RS232 port. Used CPU enables transmission through two independent serial ports. First serial port is used for connection to PC and second port is reserved for future connection to infusion pump. For peripherals control the input/output ports of microprocessor are used. Valves are controlled by first port and step motor of infusion pump by second independent port. During monitoring process is necessary to ensure connection of control electronics and RLC meter Motech MT 4090 to computer. Both devices are equipped with RS232 communication port. Today's computers are not equipped with RS232 port. Due to this reason was necessary to solve conversion of signal to USB protocol. This conversion was ensured by conversion connector from ST-Lab. Conversion connector consists of one USB port and two RS232 ports. After driver installation to PC the RS232 ports are fully available for use.

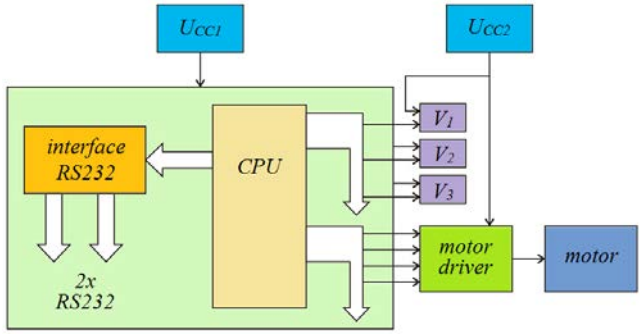


Fig. 3. Blok diagram of automation measurement system control electronics

Realization of peripherals

Peripherals of measurement system controlled by microprocessor consist of three valves and medical infusion pump. Due to medical purpose of the system it was necessary to solve sterility issue. For realization of valves the electronically controlled servomotors were used. This solution enables controlling the position of throttle by rotation of servomotor arm. Rotation arm press the tubes what change its flow rate. For practical realization of automation system two types of servomotors with different torque were used due to different types of tubes. In case of thick walled tubes the servomotor was used with torque up to 2 Nm. Practical realization of valve is shown on Fig. 4.

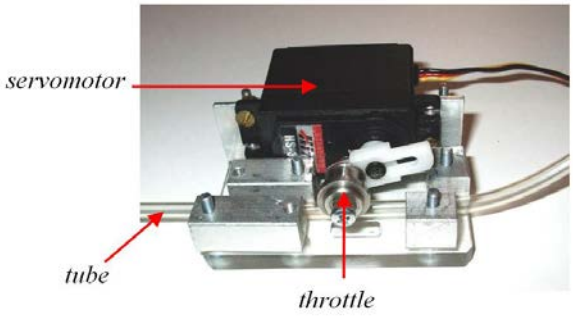


Fig. 4. Practical realization of valves

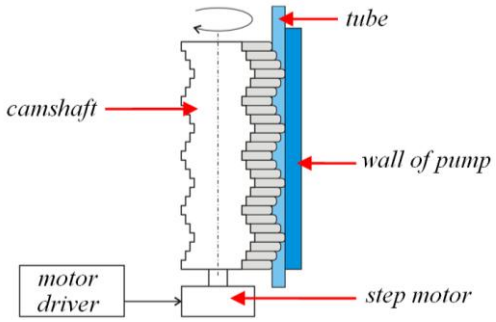


Fig. 5. Principle of infusion pump

Other peripheral connected to control electronics was step motor of medical infusion pump which should pump precise volume of liquid to the system. Infusion pump was modified for purposes of automation system and step motor was driven by motor driver according control electronics commands. Principle of infusion controlled parts of infusion pump is shown on Fig. 5. Camshaft rotation causes flow of liquid inside the tube without any affect to sterility of the system.

4. Monitoring software for automation measurement system

For simple control of automation measurement system the monitoring software was developed. Monitoring software provide graphical representation of measured pressure respectively sensor capacitance. Other features of created application are the archiving of measured results with possibility of data re-viewing and control of measurement system peripherals. Graphic user interface of monitoring software is shown on Fig. 6.

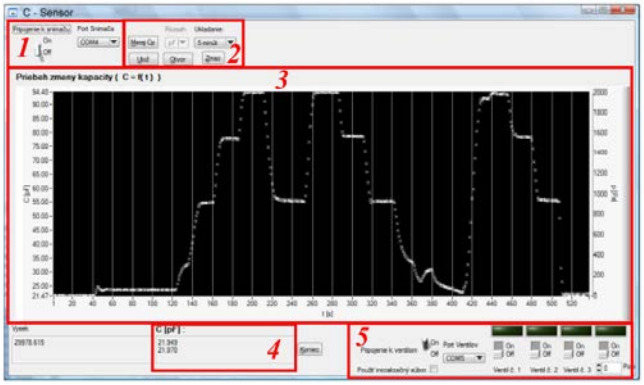


Fig. 6. Graphic user interface of software for monitoring and control of automation system for measurement of intra-abdominal pressure

User interface of monitoring software consists of following parts (Fig. 6):

1 – connection to capacitance measuring instrument – before connection to capacitance measuring instrument it is possible to make necessary settings (port number),
2 – saving and loading of archived files – possibility of measured data saving, loading of archived files,
3 – graphical representation of measured data – displaying of measured capacity (left Y axis), resp. pressure (righty Y axis) in time dependence (X axis). Time axis is dynamically adjusted.
4 – list of measured data in text format – at this part the text list of measured results is displayed. The list is updated after every measurement.
5 – connection settings and buttons for control of valves and pump of automation measurement system – enables the connection to peripheral parts of system, peripherals can be controlled manually or automatically.

4.1. Archiving of measured data

Created monitoring software provides manual and automatic archiving of measured data. Before connection of application to RLC meter for capacity (pressure) measurement the period of continuous saving can be set. After elapse of preset time period the automatic data saving occurs. Other possibility for data archiving is manual saving. Saved files can be edited as needed. Structure of saved file is shown on Fig. 7.

First row of file contains information about time and date of archiving. Next item is header of table. First column of table is number of seconds from the beginning of measurement. Second column contains capacity value for corresponding time.

```
11:00:32                14. 12. 2012

t [s]    Cp [pF]

1        59.605
2        59.625
3        59.585
4        59.603
5        59.588
6        59.619
7        59.614
8        59.556
9        59.547
10       59.622
```

Fig. 7. Example of saved file

4.2. Control of automation measurement system peripherals

Peripherals of measurement system can be controlled manually or automatically. Before connection of monitoring software to the peripherals it is necessary to set manual or fully automatic control. Indicator of automatic control is check box „Use INI file". In case of manual control the user can directly control the peripherals using buttons according Figure 8.

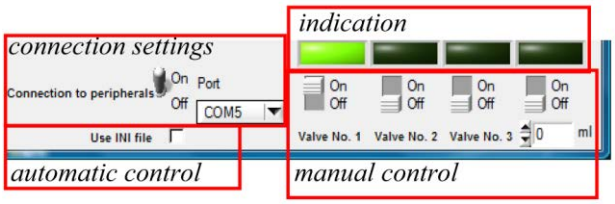


Fig. 8. Controls for handling of peripherals

Peripherals can be controlled by four switches. First three switches control valves. Fourth switch controls the infusion pump. Above each switch is located indicator which determines peripheral's state. In case of automatic control it is not possible to change switches state resp. peripherals state by pressing it. Automatic control of peripherals uses initialization file. Initialization file structure is shown on Fig. 9.

```
t        V1      V2      V3      PUMP
[m:s]
00:01    0       0       0       0
00:02    0       0       1       0
00:03    0       0       1       5
00:15    1       1       0       0
00:16    1       1       0       10
00:45    1       1       0       0
00:46    1       1       1       0
00:47    1       0       1       27
01:57    1       0       0       0
09:59    0       0       0       0
19:59    0       0       0       0
EOF
```

Fig. 9. Structure of initialization file for automatic control of system peripherals

The file consists of five columns. First column represents the time from beginning of actual measurement cycle. At the time defined by first column, peripherals state is changed according to state of other columns. Columns 2, 3 and 4 define states of valves. Column number five defines volume (in ml) of saline which has to be injected into the system. Initialization file shown on Fig. 9 presets 20 minutes measurement cycle. During first 2 minutes the system initialization is realized. Within next 8 minutes the measurement is realized. Subsequently, the system is drained until the end of the measurement cycle. After completion of the measurement cycle the procedure is automatically started from the beginning of initialization file.

5. Monitoring software implemented in testing process

5.1. Testing of capacitive pressure sensors

Using developed monitoring software the tests was realized which allow creation of calibration courses of tested capacitive sensors realized on glass tubes with different diameters. Results of tests reached from created monitoring application also enable to state the static and dynamic parameters presented in [1].

Capacity changes course of tested glass tube with spontaneous decrease of liquid level is shown on Fig. 10. In case of glass tube number 1 (Fig. 10), during 460 s time interval of capacity stabilization to constant value occurs. Capacity value after stabilization was not the same as value C_{MIN}. Residual capacity ΔC was approximately 0.5 pF. Tested glass tube showed changes of C_{MIN} and C_{MAX} in several measurements. By the same procedure the parameters were reached for other glass tubes presented in [1].

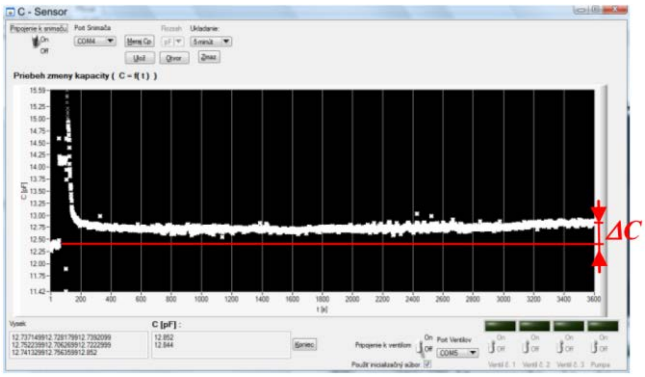


Fig. 10. Capacity changes course of capacitive pressure sensor with spontaneous decrease of liquid level (measurement 3600 s time interval)

5.2. Testing of automation measurement system

For control of automation measurement system the software was modified to provide information about value of measured pressure. Conversion of measured capacity to pressure value was based on obtained calibration curves presented in [1]. During the tests automatic data archiving and also automatic control of valves and pump of measurement system was used. One of the tests realized on measurement system was long term test for verifying stability of system as well as stability of monitoring software. Measurement system was tested for the period of 8 hours with constant pressure load with measurement cycle period of 3600 s (Fig. 11). The mean square error calculated from the measured values is +0.011 kPa. This value is acceptable for medical praxis. This measurement confirms that measurement system is functional in long term and no leakage was proven.

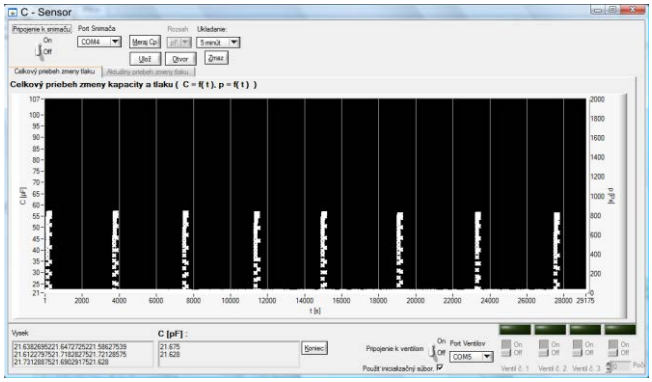


Fig. 11. Long term stability of pressure values measurement

6. Conclusion

This article provide short summary of possibilities of software tool developed for automated system for measuring of intra-abdominal pressure. Created software make easier to find the calibration curves of pressure sensors created on glass tubes using thin film technology. These measurements enable to consider the suitable sensor parameters. Sensor with suitable parameters was implemented into developed automation system. Automation system was tested in laboratory conditions. For tests evaluation the monitoring software was used, which enables archiving of measured data, and also enables control of automation system peripherals manually, and automatically. Whole system will simplify measurement process in focus of medical staff and eliminate the human mistakes. In the first step the sterility of system and measurement via capacitive sensor was solved. (Project VEGA 1/0059/12)

References

[1] Jurčišin M., Slosarčík S., Cabúk P.: Automation measurement of intra-abdominal pressure, Advanced Numerical Modelling, Zielona Góra, August, 2011.

[2] Kron I. L., Harman P. K., Nolan S. P.: The measurement of intra-abdominal pressure as a criterion for abdominal re-exploration, Ann Surg, 1984.

[3] Molčányi T., Magdo J., Raši R., Cestická T., Michlík J., Molčányiová A.: Možnosti ošetrovania laparostomie pri abdominálnom kompartment syndrome, Novinky v anasteziológii, intenzívnej medicine a algeziológii, Prešov, Náuka, 2005, 122–127.

[4] Obeid F., et al.: Increases in intra-abdominal pressure affect pulmonary compliance, Arch Surg, 130 (5), 1995, 544–547, discussion 547–548.

Ph.D. Michal Jurčišin
e-mail: michal.jurcisin@tuke.sk

Michal Jurčišin was graduated Master study (Ing.) at the Department of Technologies in Electronics at Technical University in Košice in field of materials and technologies. In 2009 he becomes a Ph.D. student. His scientific research is aimed at application of pressure sensors. In June, 2013, he defended his PhD. thesis in field of bioelectronics.

Ph.D. Slavomír Kardoš
e-mail: slavomir.kardos@tuke.sk

Mr. Ing. Slavomír Kardoš, Ph.D. started his Ph.D. study at the department after defending his diploma thesis "Assembly and Interconnection Techniques in Microelectronics" in 1998. The topic of his next work is oriented to interconnection techniques and fine thick film technologies. In 2007, he defended his Ph.D. thesis in the field of capacitive position sensors.

otrzymano/received: 13.03.2014 *przyjęto do druku/accepted: 30.10.2016*

DOI: 10.5604/01.3001.0009.5185

CONTROL AND GRID SYNCHRONIZATION OF TWO LEVEL VOLTAGE SOURCE INVERTER UNDER TEMPORARY VOLTAGE UNBALANCE

Tomasz Chmielewski
Lublin University of Technology, Electrical Engineering and Computer Science Faculty

Abstract. *This paper presents the operation of grid tied, two level voltage source inverter (VSI) during network voltage unbalance. The control system was implemented in synchronous rotating reference frame dq0 (SRF). Two types of control structures were investigated herein. First utilizes the Double Decoupled SRF Phase-locked loop (DDSRF-PLL) synchronisation with positive and negative sequence currents control. Second one is simplified system that does not provide symmetrical components decomposition and decoupling for synchronisation. Simulation results exhibited a superior performance of the DDSRF-PLL control system under grid voltage unbalance.*

Keywords: control, PLL, unbalance, synchronisation

STEROWANIE ORAZ SYNCHRONIZACJA DWUPOZIOMOWEGO FALOWNIKA NAPIĘCIA W WARUNKACH PRZEJŚCIOWEJ ASYMETRII NAPIĘĆ SIECI

Streszczenie: *Niniejszy artykuł przedstawia pracę dwupoziomowego falownika napięcia współpracującego z siecią, podczas przejściowej asymetrii napięć. System sterowania został zaimplementowany w wirującym układzie synchronicznym dq0. Przeanalizowano dwa typy sterowania. W pierwszym zastosowano metodę synchronizacji z odprzęganiem DDSRF-PLL wraz z możliwością kontroli prądów składowej zgodnej i przeciwnej. Drugi natomiast w swoje uproszczeni formie nie pozwalała na sterowanie obu składowych symetrycznych, zabrakło również odprzęgania podczas synchronizacji z siecią. Wyniki symulacji pokazały o wiele lepsze działanie pierwszej metody sterowania.*

Słowa kluczowe: sterowanie, PLL, asymetria, synchronizacja

Introduction

The semiconductor based power converters are commonly used in order to provide the desired supply conditions for a given application. This can be for example a motor drive which requires a specific functions that could not be provided by means of any other equipment. Another application are renewable energy sources [34]. Typically the transmission system operator (TSO) defines the requirements for grid connected converters operation (grid codes). The increasing demand of grid code compliance require a sophisticated power converters topologies and control [33]. Due to unpredictable nature of energy carriers such as wind, sun radiation or sea waves, not only the network operator's requirements are the challenge, but also a robust and economical operation of such power sources are at stake [35]. Three phase electrical utility grid is subjected to various disturbances such as faults, harmonics, transients, it is crucial that the converter is able to withstand such conditions. One of the most common disturbance occurring in three phase network is voltage unbalance. It may be caused by variety of factors such as faults, unsymmetrical load, system overloading [30].

The main scope of this paper is the investigation of control method that ensure stable operation of power converter and maintain the reference tracking during AC grid unbalance. Moreover, the author presents a comprehensive literature review which resulted in clear classification of available methods applied for control of grid connected power converters. The following sections of this paper present the comparison of highly complex control scheme that is able to fulfil abovementioned requirements and the simplified algorithm with limited controllability of power converter output during voltage asymmetry. Both of control schemes are based on voltage oriented (VOC) approach with PI regulators operating in synchronous rotating reference frame *dq0* (SRF). The simulation results obtained using Simulink software are followed by their interpretation and conclusions.

1. Voltage unbalances in three phase grids

In certain conditions the three phase grid voltage can become either unbalanced or distorted. The unbalance may take a various form but generally it concerns voltage magnitude, phase or both. In order to simplify the analysis of such unbalanced systems the decomposition into symmetrical components is applied. It allows one to represent the unbalanced system by means of three symmetrical balanced components namely: positive, negative and zero sequence. Positive and negative sequences are three phase symmetrical, 120 degrees shifted systems that rotate with the same frequency but in opposite directions. Whilst zero sequence components are all in phase. When considered as vectors the original voltage vector is essentially a geometrical sum of corresponding positive, negative and zero sequence components.

Due to the fact that the voltage unbalances may have a various nature, it is convenient to have some kind of classification that would at least give an idea which parameters of the supply are affected the most. The general classification of disturbances in power systems is for example provided by the IEC 61000-2-5:1995 standard [30]. It addresses the number of phenomena and classify them in the frequency domain (Table 1). As can be observed the low frequency conducted phenomena is one of the largest group. It is also a crucial range from the point of view of power converters control. This is due to the fact that high frequency phenomena are hard to be affected by the control that is coupled with a power converter which operates at switching frequency in range of couple of kHz.

One of the simplest parameter that expresses the severity of unbalance is expressed by the equation (1). It shows the ratio of negative sequence to positive sequence voltage average value [31].

$$\%Imbalance = \frac{|V_{neg}|}{|V_{pos}|} \times 100\% \tag{1}$$

More complex view on the type of voltage unbalance is so called ABC notation which is strictly related with a fault type that can cause such voltage conditions. This kind of classification precisely specifies how the fault has affected the symmetrical components of the voltage. Knowing that one may easily distinguish the disturbance and possibly apply certain countermeasures [6, 7]. Only type A voltage sag is a symmetrical disturbance that appears only in amplitude. This kind of disturbance can be caused for example by 3-phase fault or symmetrical overload. Type B can be easily projected to e.g. single phase fault which is one of the most common short circuits in power systems (around 70% of all faults [37]). Type E can be a consequence of two phase to ground fault. Whereas types C, D, F and G are the consequences of either B or E. There are also other classification schemes that may be applied for a description of voltage unbalance. In [32] author proposes the classification that is based on space vector methodology. This method utilizes the fact that in balanced conditions the rotating space vector on the

complex plane that represents the voltage creates the perfect circle. Unlike when the unbalance occurs, during which this shape becomes elliptic. This deformation is defined by the severity of magnitude and phase unbalance.

Table 1. The classification of network disturbances [30]

Group	*Examples*
Conducted low-frequency phenomena	Harmonics, interharmonics Signal systems (power line carrier) Voltage fluctuations Voltage dips and interruptions Voltage imbalance Power-frequency variations Induced low-frequency voltages DC in AC networks
Radiated low-frequency phenomena	Magnetic fields Electric fields
Induced continuous wave (CW) voltages or currents	Unidirectional transients Conducted high-frequency phenomena Oscillatory transients
Radiated high-frequency phenomena	Magnetic fields Electric fields Electromagnetic fields Continuous waves Transients
Electrostatic discharge phenomena (ESD)	-
Nuclear electromagnetic pulse (NEMP)	-

2. Power converters control methods

The topic of grid connected power electronic control has been elaborated in number of papers [25, 38, 45, 63, 75, 76]. The variety both methods makes it possible to find the optimal solution for nearly every application. A universal control scheme that would satisfy all requirements does not exists and there are always certain constraints to every single method. The choice of the control technique should be made mainly based on the application. Factors such as power, voltage level, space constraints also play a significant role in choosing the control or modulation type. This chapter provides a comprehensive view on available control methods that can be applied for grid connected converters. Although, the primary goal of each method is to robustly track the desired reference their performance and complexity may differ significantly. Table 2 presents control methods that are categorized based on relevant references.

The most common control methods are voltage or virtual flux oriented control methods based on proportional-integral (PI) or proportional resonant (PR) controllers. The topology presented herein is the state-of-the art approach. Implementation in *dq0* SRF with axis decoupling and separate controllers for positive and negative components is a robust and well known solution. Predictive methods such as DB or FCS-MPC provide superior performance in terms of dynamics but are fairly complex and require a good knowledge about the system under control. Likewise the State Feedback control requires accurate model of the system as well as increased number of measurements (which can be in some cases replaced with observers). DPC offers a high dynamic and reference tracking. On a downside it requires high sampling rates and is characterized with variable switching frequency when applied with use of LUT. Sliding Mode Control operation principle consists in modification of a control structure that maintains the output within predefined range (sliding surface). Fuzzy logic control on the other hand allow to control the system even in case of limited knowledge about it structure (i.e. does not require exact model of the controlled structure). It is based on set of fuzzy logic rules that assign the input value to a specific membership function defined by the designer. Finally the hysteresis controllers track the control single with respect to the reference value in order to keep it within specified limits (hysteresis band). Hysteresis band may be constant or adaptive which results in either variable or constant switching frequency.

Table 2. The classification of grid connected power converters control methods

Voltage/Virtual flux Oriented Control (VOC/VFOC)
• PI-VOC/VFOC [16, 22, 47, 61, 66, 73]
• PR-VOC/VFOC [4, 27, 41, 69]
• Integral Resonant [42, 43]
Dead-beat control (DB)
• DB-DPC [56, 57]
• DB current control [5, 11, 24, 48, 79]
Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC)
• DPC [70]
• VF-DPC [3, 51]
• Current control [71]
• MP3C [23]
• Hysteresis [81]
State Feedback Control
• Full State Feedback [10, 18, 20, 67]
• Partial State Feedback [21, 58]
Direct Power Control (DPC)
• Look-up Table Based (LUT-DPC) [15, 29, 52, 60]
• Space Vector Modulation Based (SVM-DPC) [50, 82]
• ORS concept [19]
Sliding Mode Control
• Hysteresis based [1, 2, 13, 39, 40, 74]
• PWM based [14, 26, 36, 44, 46, 77, 78]
• DPC [28]
Fuzzy Logic Control
• DPC [8, 9]
• PID or PR [12, 62, 65, 72]
• Adaptive [64]
Hystersis Control
• Constant hysteresis band [17, 49, 53, 54]
• Variable hysteresis band [55, 59]

Most of existing current and power control methods were verified or adopted for operation under voltage unbalance. The main reason for making the converter control immune to disturbances such as voltage unbalance are network stability requirements. Namely, the converter should not trip which could lead (especially in high power applications) to load rejection or generation loss. This in turn may cause frequency and voltage variation which are unfavourable in terms of network operation. This paper presents as an example of power converter control under voltage unbalance a widely used VOC technique with a robust DDSRF-PLL synchronisation algorithm

3. Control system and network description

The control methods described herein are both voltage oriented (VOC) with PI controllers used for current reference tracking. They differ in control capabilities during voltage unbalances. The most important differences are application of symmetrical components decomposition and Double Decoupled SRF Phase-locked loop (DDSRF-PLL) synchronisation in case of extended VOC control. [47, 68, 80, 83]. It is noteworthy that the gains of the current and PLL PI controllers are the same for basic and extended control algorithms.

3.1. Basic VOC-SRF control algorithm

Basic control algorithm implemented in SRF is a VOC with feedforward and PI regulators and simple phase-locked loop (PLL). This particular control system lacks function of symmetrical components decomposition. Both the control structure and PLL are shown in figures below (Fig. 1 and Fig. 2 respectively).

The reference values of direct and quadrature components of currents (proportional respectively to active and reactive powers) are calculated based on equations (1) – (4) setting the negative sequence components of currents of voltages and currents to zero.

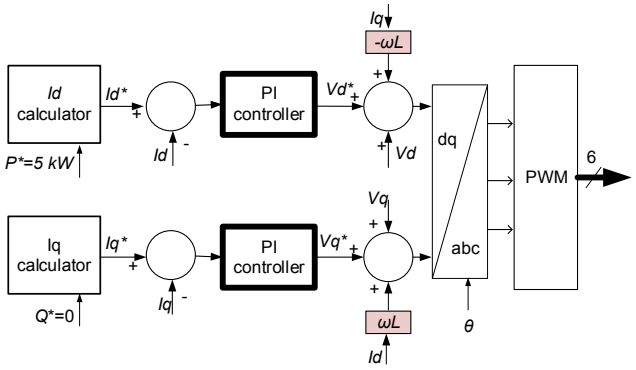


Fig. 1. Basic VOC-SRF control

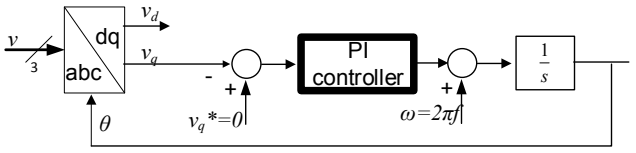


Fig. 2. Basic PLL grid voltage synchronisation

3.2. Extended VOC-SRF control

The extended control structure is depicted in Fig.3. Compared to basic algorithm it provides robust operation during voltage asymmetry due to utilization of DDSRF-PLL (Fig. 4) and sequence components decomposition. Because of abovementioned features current and resulting power controllability are greatly improved.

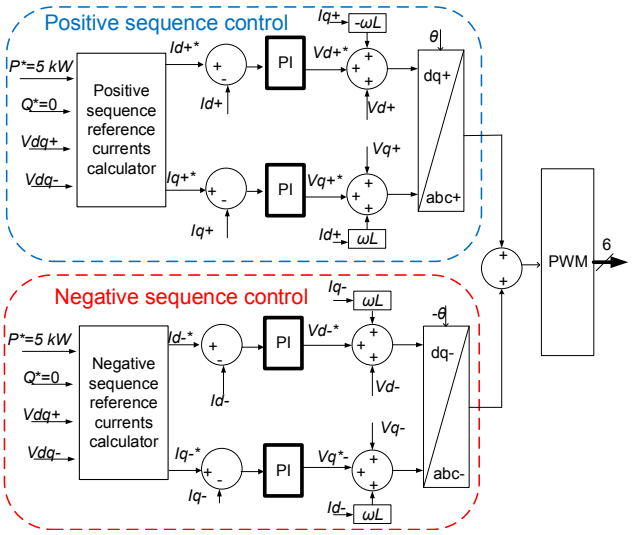


Fig. 3. Extended VOC-SRF control

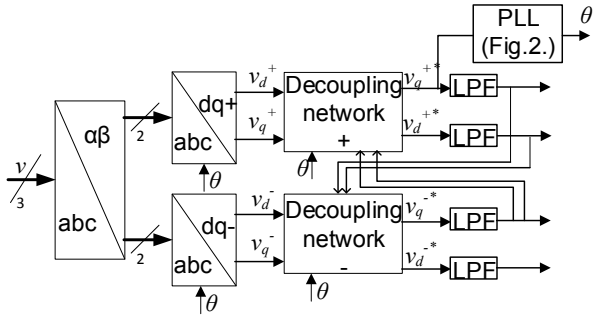


Fig. 4. DDSRF-PLL grid voltage synchronisation

The reference currents in direct and quadrature axes are calculated based on the power reference and voltage measurements. As it can be observed in Fig. 3 and Fig. 4 the control system requires also a decomposition into symmetrical components which are then decoupled and controlled independently. The control uses the DDSRF decoupling network and output low pass filters both in case of measured voltages and currents. The most essential block for the control objective determination is the reference current calculator which determines the currents in current supply voltage conditions that will result in desired power flow (in this particular case 5 kW).

$$\begin{bmatrix} I_{dref}^{+} \\ I_{qref}^{+} \\ I_{dref}^{-} \\ I_{qref}^{-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_d^{+} & V_q^{+} & V_d^{-} & V_q^{-} \\ V_q^{+} & -V_d^{+} & V_q^{-} & -V_d^{-} \\ V_q^{-} & -V_d^{-} & -V_d^{+} & V_d^{+} \\ V_d^{-} & V_d^{+} & V_q^{+} & V_q^{+} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} P_{ref} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{1}$$

$$\begin{bmatrix} I_{dref}^{+} \\ I_{qref}^{+} \\ I_{dref}^{-} \\ I_{qref}^{-} \end{bmatrix} = \frac{2}{3D} P_{ref} \begin{bmatrix} V_d^{+} \\ V_q^{+} \\ -V_d^{-} \\ -V_q^{-} \end{bmatrix} \tag{2}$$

$$D \equiv \left[(V_d^{+})^2 + (V_q^{+})^2 \right] - \left[(V_d^{-})^2 + (V_q^{-})^2 \right] \tag{3}$$

$$D \neq 0 \tag{4}$$

The equations (1) – (4) represent the operations done for reference currents calculations [9].

3.3. Network under study

The network under study is depicted in Fig. 5 and Fig. 6. Two level inverter comprises ideal switches (losses are neglected). It is coupled to the external network modelled as an infinite bus via current filter of 10 mH. Sinusoidal pulse with modulation (PWM) is used for gating. The frequency of a triangular carrier wave was set to 16 kHz. The measurements of three phase voltages and currents are taken behind the filter (at grid connection) where the reference conditions should be achieved.

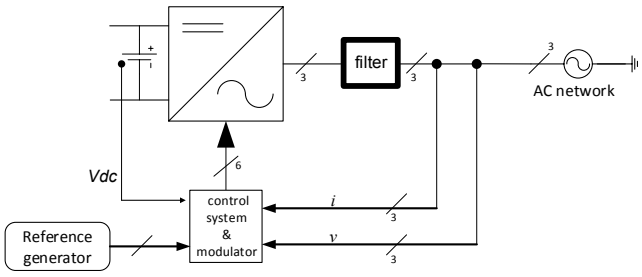


Fig. 5. Current waveforms for extended control system

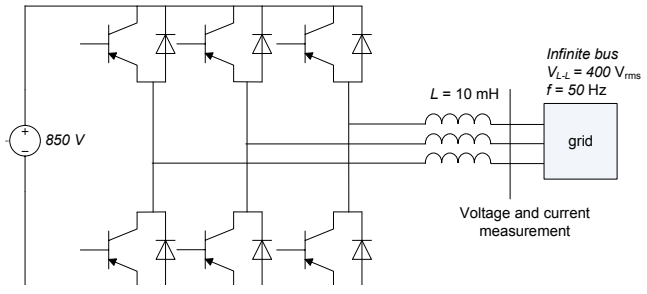


Fig. 6. Current waveforms for extended control system

3.4. Simulation results

The results presented in this section are the outcome of simulations conducted in Matlab/Simulink for a temporary voltage unbalance in 400 V three phase 50 Hz system.

The occurring unbalance was assumed to have 30% of negative sequence (Fig. 5). The following figures depict the current waveforms and instantaneous power measured for both herein presented control algorithms. Additionally the voltage phase angles theta produced by PLL blocks are presented in Fig. 7 and Fig. 8.

As it can be observed the extended control system was able to maintain controllability and adjust the currents (Fig. 9) to the new grid condition. Basic control algorithm was able only to keep the inverter in operation introducing high deformation of the inverter current (Fig. 11) due to lack of symmetrical components control and advanced synchronisation loop. Despite the same PI controller gains (for making the results comparison possible) the response of the system is different with a visible overshoot in phase currents. This is caused mainly by the modified overall control structure in case of extended control. The main factor that should be also accounted for are filters present in the DDSRF-PLL and most importantly their presence in decomposition of measured currents into symmetrical components. Moreover there is a visible difference in the voltage theta angles of the synchronisation loops (Fig. 7 and Fig. 8). In this case the DDSRF-PLL presents much higher performance with no visible fluctuations, which cannot be said about the simple SRF-PLL. The instantaneous powers traces (Fig. 10 and Fig. 12) exhibit some interesting properties namely, lack of independent positive and negative sequence controllers results in 100 Hz reactive power oscillations. In case of basic control these oscillations are visible for both reactive and active powers whereas the extended control with negative sequence current injection was able to eliminate the active power fluctuations. One should note that in order to eliminate oscillatory terms in both reactive and active powers, the control system should have two more degrees of freedom i.e. inject zero sequence currents. In order to achieve it the inverter would have to operate in four wire topology. Detailed description of such requirements can be found in [68, 80].

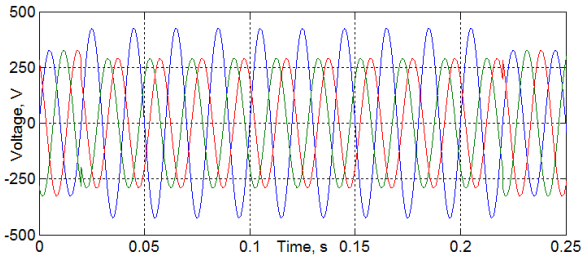


Fig. 5. Supply voltage unbalance

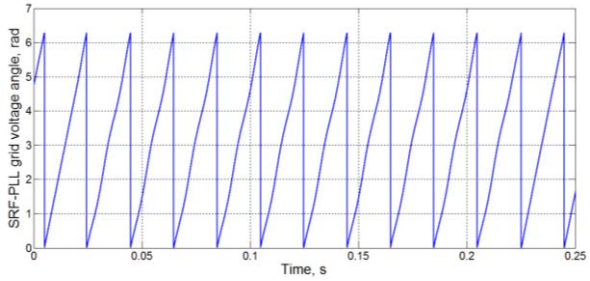


Fig. 7. Grid voltage angle (theta) for simple synchronisation loop SRF-PLL

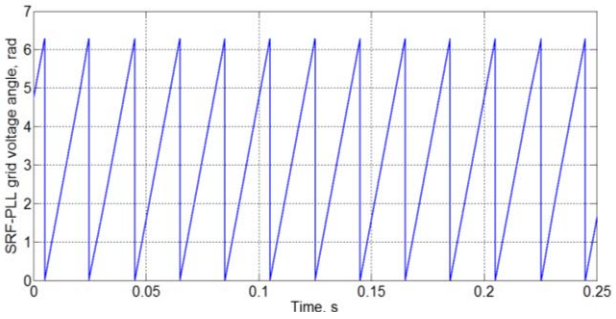


Fig. 8. Grid voltage angle (theta) for advanced synchronisation loop DDSRF-PLL

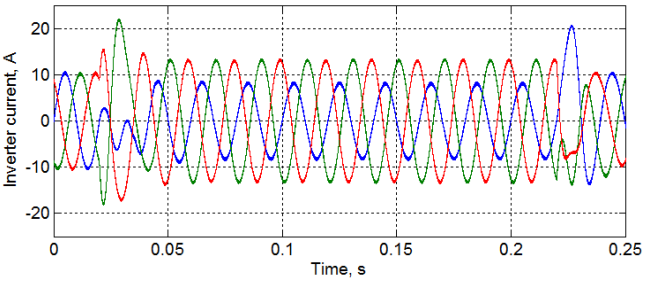


Fig. 9. Current waveforms for extended control system

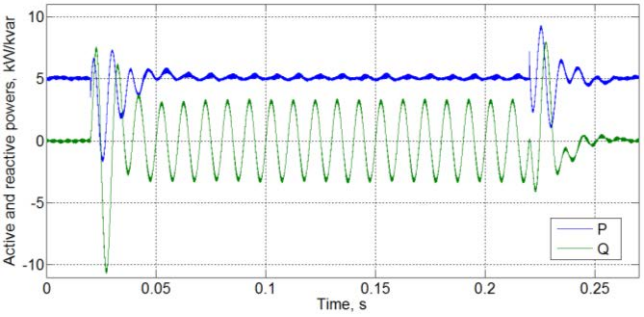


Fig. 10. Active and reactive powers of the inverter for extended control system

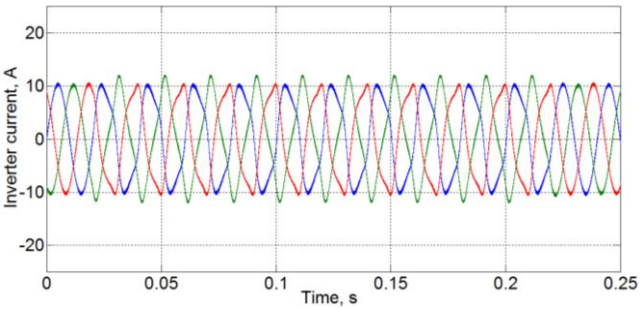


Fig. 11. Current waveforms for basic control system

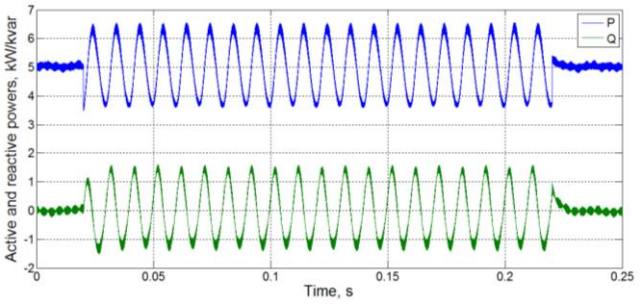


Fig. 12. Active and reactive powers of the inverter basic control system

4. Summary

Based on the performed simulations it was shown that the control system of a power converter is essential for proper operation of the grid connected power converter. This fact is especially manifested during grid voltage unbalanced. Insufficient control capabilities may result in non-satisfactory output power quality which can even worsen the voltage quality. Only a fully coordinated control, designed for specific system topology is able to provide the reference tracing regardless of an external conditions. Voltage oriented control coupled together with DDSRF-PLL synchronisation has proven to be a good choice for such grid conditions. Basic control system without symmetrical component decomposition and simple PLL was on the other hand maintain the operation of the power converter under the voltage unbalance. This essentially means that it could actually be applied in systems with no strict requirements regarding the power quality or voltage support functionalities.

References

[1] Abrishamifar A., Ahmad A.A., Mohamadian M.: Fixed switching frequency sliding mode control for single-phase unipolar inverters. IEEE Transactions on Power Electronics 27(5)/2012, 2507–2514.

[2] Alarcón-Gallo E., De Vicuña L.G., Castilla M., Miret J., Matas J., Camacho A.: Decoupled sliding mode control for three-phase LCL VSI operating at fixed switching frequency. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2012, 1572–1578.

[3] Antoniewicz P., Kazmierkowski M.P.: Virtual-flux-based predictive direct power control of AC/DC converters with online inductance estimation. IEEE Transactions on Industrial Electronics 55(12)/2008, 4381–4390.

[4] Bianchi N., Dai Pre M.: Active power filter control using neural network technologies. IEE Proceedings-Electric Power Applications 150(2)/2003, 139–145.

[5] Bibian S., Jin H.: High performance predictive dead-beat digital controller for dc power supplies. IEEE Transactions on Power Electronics 17(3)/2002, 420–427.

[6] Bollen M.H.J.: Voltage recovery after unbalanced and balanced voltage dips in three-phase systems. IEEE Transactions on Power Delivery 18(4)/2003, 1376–1381.

[7] Bollen M.H.J., Zhang L.D.: Different methods for classification of three-phase unbalanced voltage dips due to faults. Electric Power Systems Research 66(1)/2003, 59–69.

[8] Bouafia A., Krim F., Gaubert J.P.: Design and implementation of high performance direct power control of three-phase PWM rectifier, via fuzzy and PI controller for output voltage regulation. Energy Conversion and Management 50(1)/2009, 6–13.

[9] Bouafia A., Krim F., Gaubert J.P.: Fuzzy-Logic-Based Switching State Selection for Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier. IEEE Trans. Ind. Electron. 56(6)/2009, 1984–1992.

[10] Busada C.A., Gomez Jorge S., Solsona J.A.: Full-State Feedback Equivalent Controller for Active Damping in LCL-Filtered Grid-Connected Inverters Using a Reduced Number of Sensors. IEEE Transactions on Industrial Electronics 62(10)/2015, 5993–6002.

[11] Buso S., Fasolo S., Malesani L., Mattavelli P.: A dead-beat adaptive hysteresis current control. IEEE Transactions on Industry Applications 36(4)/2000, 1174–1180.

[12] Cai H., Wei W., Peng Y., Hu H.: Fuzzy Proportional-Resonant Control Strategy for Three-Phase Inverters in Islanded Micro-Grid with Nonlinear Loads, 2014.

[13] Carpita M. Marchesoni M.: Experimental study of a power conditioning system using sliding\nmode control. IEEE Transactions on Power Electronics 11(5)/1996.

[14] Chang F.J., Chang E.C., Liang T.J., Chen J.F.: Digital-signal-processor-based DC/AC inverter with integral-compensation terminal sliding-mode control. IET Power Electronics 4(1)/2011, 159.

[15] Chen B.S. Joos G.: Direct Power Control of Active Filters With Averaged Switching Frequency Regulation. IEEE Transactions on Power Electronics 23(6)/2008, 2729–2737.

[16] Choi J.W. Sul S.K.: Fast current controller in three-phase AC/DC boost converter using d-q axis crosscoupling. IEEE Transactions on Power Electronics 13(1)/1998, 179–185.

[17] Davoodnezhad R., Holmes D.G., McGrath B.P.: A novel three-level hysteresis current regulation strategy for three-phase three-level inverters. IEEE Transactions on Power Electronics 29(11)/2014, 6100–6109.

[18] Dirscherl C., Fessler J., Hackl C.M., Ipach H.: State-feedback controller and observer design for grid-connected voltage source power converters with LCL-filter. 2015 IEEE Conference on Control and Applications, CCA 2015 - Proceedings, 2015, 215–222.

[19] Escobar G., Stankovic A.M., Carrasco J.M., Galvan E. Ortega, R.: Analysis and design of direct power control (DPC) for a three phase synchronous rectifier via output regulation subspaces. IEEE Transactions on Power Electronics 18(3)/2003, 823–830.

[20] Galecki A., Kaszewski A., Ufnalski B., Grzesiak L.M.: State Current Controller with Oscillatory Terms for Three-level Grid-connected PWM Rectifiers under Distorted Grid Voltage Conditions. 2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe), 2015, 1–10.

[21] Galecki A., Kaszewski A., Ufnalski B., Grzesiak L.M.: LQ current control for three-phase PWM rectifiers under unbalanced grid voltage conditions. Proceedings - 2015 9th International Conference on Compatibility and Power Electronics, CPE 2015, 2015, 191–196.

[22] García-Triviño P., Gil-Mena A.J., Llorens-Iborra F., García-Vázquez C.A., Fernández-Ramírez L.M., Jurado F.: Power control based on particle swarm optimization of grid-connected inverter for hybrid renewable energy system. Energy Conversion and Management 91, 2015, 83–92.

[23] Geyer T., Oikonomou N., Papafotiou G., Kieferndorf F.D. Model predictive pulse pattern control. IEEE Transactions on Industry Applications 48(2)/2012, 663–676.

[24] Gokhale K.P., Kawamura A., Hoft R.G.: Dead beat microprocessor control of pwm inverter for sinusoidal output waveform synthesis. IEEE Transactions on Industry Applications IA-23, 5/1987, 901–910.

[25] Guerrero-Rodríguez N.F., Rey-Boué A.B., Herrero-de Lucas L.C., Martinez-Rodrigo F.: Control and synchronization algorithms for a grid-connected photovoltaic system under harmonic distortions, frequency variations and unbalances. Renewable Energy 80/2015, 380–395.

[26] Hao X., Yang X., Liu T., Huang L., Chen W.: A sliding-mode controller with multiresonant sliding surface for single-phase grid-connected VSI with an LCL filter. IEEE Transactions on Power Electronics 28(5)/2013, 2259–2268.

[27] Hu J. He Y.: Modeling and control of grid-connected voltage-sourced converters under generalized unbalanced operation conditions. IEEE Transactions on Energy Conversion 23(3)/2008, 903–913.

[28] Hu J., Shang L., He Y., Zhu Z.Z.: Direct Active and Reactive Power Regulation of Grid-Connected DC/AC Converters Using Sliding Mode Control Approach. IEEE Transactions on Power Electronics 26(1)/2011, 210–222.

[29] Hu J., Zhu Z.Q.: Investigation on switching patterns of direct power control strategies for grid-connected DC-AC converters based on power variation rates. IEEE Transactions on Power Electronics 26(12)/2011, 3582–3598.

[30] IEC. IEC 61000-2-5: Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2-5: Environment - Description and classification of electromagnetic environmen. 1995.

[31] IEEE. IEEE Std 1159^{TM}-2009, IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality. 2009.

[32] Ignatova V., Granjon P., Bacha S., Dumas F.: Classification and characterization of three phase voltage dips by space vector methodology. Future Power Systems, 2005 International Conference on, Generic 6/2005.

[33] Iov F., Hansen A.D., Sorensen P.: Mapping of grid faults and grid codes. 2007.

[34] Jarzyna W.: TERMS OF THE TURBINE AND GENERATOR CHOICE OF WIND POWER STATIONS. Rynek Energii 1(4)/2011, 102–106.

[35] Jarzyna W., Lipnicki P.: The comparison of Polish grid codes to certain European standards and resultant differences for WPP requirements. 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2013, June 2013, 1–6.

[36] Jung S.L., Tzou Y.Y.: Discrete sliding-mode control of a PWM inverter for sinusoidal output waveform synthesis with optimal sliding curve. IEEE Transactions on Power Electronics 11(4)/1996, 567–577.

[37] Kacejko P., Machowski J.: Zwarcia w Systemach Elektroenergetycznych. WNT, 2013.

[38] Kazmierkowski M.P., Malesani L.: Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey. IEEE Transactions on Industrial Electronics 45(5)/1998, 691–703.

[39] Komurcugil H., Ozdemir S., Sefa I., Altin N., Kukrer O.: Sliding-Mode Control for Single-Phase Grid-Connected LCL-Filtered VSI With Double-Band Hysteresis Scheme. IEEE Transactions on Industrial Electronics 63(2)/2016, 864–873.

[40] Kukrer O., Komurcugil H., and Doganalp A.: A three-level hysteresis function approach to the sliding-mode control of single-phase UPS inverters. IEEE Transactions on Industrial Electronics 56(9)/2009, 3477–3486.

[41] Li Z., Li Y., Wang P., Zhu H., Liu C., Xu W.: Control of three-phase boost-type PWM rectifier in stationary frame under unbalanced input voltage. IEEE Transactions on Power Electronics 25(10)/2010, 2521–2530.

[42] Lidozzi A., Lo Calzo G., Solero L., Crescimbini F.: Integral-resonant control for stand-alone voltage source inverters. IET Power Electronics 7(2)/2014, 271–278.

[43] Lidozzi A., Calzo G. Lo., Solero L., Crescimbini F.: Integral-Resonant Voltage Control for Three-Phase Four-Leg Voltage Source Inverters. 2012, 1412–1419.

[44] Lin C., Fu T.L.M.W.L., Hsiao C.: Design and implementation of a chattering-free non-linear sliding-mode controller for interior permanent magnet synchronous drive systems. 6, December 2011, 2012, 332–344.

[45] Liserre M., Teodorescu R., Blaabjerg F.: Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of PI-RES current controller in a rotating frame. IEEE Transactions on Power Electronics 21, 3 (2006), 836–841.

[46] Liutanakul P., Pierfederici S., and Meibody-Tabar, F.: Nonlinear control techniques of a controllable rectifier/inverter-motor drive system with a small dc-link capacitor. Energy Conversion and Management 49(12)/2008, 3541–3549.

[47] Ma K., Chen W., Liserre M., Blaabjerg F.: Power controllability of a three-phase converter with an unbalanced AC source. IEEE Transactions on Power Electronics 30(3)/2015, 1591–1604.

[48] Malesani L., Mattavelli P., Buso S.: Robust Dead-Beat Current Control for PWM Rectifiers and Active Filters. IEEE Trans. Ind. Appl. 35(3)/1999, 613–620.

[49] Malesani L., Tenti P. A: Novel Hysteresis Control Method for Current-Controlled Voltage-Source PWM Inverters with Constant Modulation Frequency. IEEE Transactions on Industry Applications 26(1)/1990, 88–92.

[50] Malinowski M., Jasinski M., Kazmierkowski M.P.: Simple Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier Using Space-Vector Modulation (DPC-SVM). IEEE Transactions on Industrial Electronics 51(2)/2004, 447–454.

[51] Malinowski M., Kazmierkowski M.P., Hansen S., Blaabjerg F., Marques G.D.: Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers. Industry Applications, IEEE Transactions on 37(4)/2001, 1019–1027.

[52] Malinowski M., Kazmierkowski M.P., Hansen S., Blaabjerg F., Marques G.D.: Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers. IEEE Transactions on Industry Applications 37(4)/2001, 1019–1027.
[53] Mao H., Yang X., Chen Z., Wang Z.: A hysteresis current controller for single-phase three-level voltage source inverters. IEEE Transactions on Power Electronics 27(7)/2012, 3330–3339.
[54] Maswood A.I. Liu F.: A unity-power-factor converter using the synchronous-reference-frame-based hysteresis current control. IEEE Transactions on Industry Applications 43(2)/2007, 593–599.
[55] Mcmurray W.: Modulation of the Chopping Frequency in DC Choppers and PWM Inverters Having Current-Hysteresis Controllers. IEEE Transactions on Industry Applications I, 4/1984, 763–768.
[56] Monfared M., Rastegar H.: Design and experimental verification of a dead beat power control strategy for low cost three phase PWM converters. International Journal of Electrical Power and Energy Systems 42(1)/2012, 418–425.
[57] Monfared M., Sanatkar M., Golestan S.: Direct active and reactive power control of single-phase grid-tie converters. IET Power Electronics 5(8)/2012, 1544.
[58] Montagner V.F., Jr L.A.M., Koch G.G., et al.: Partial state feedback controllers applied to grid-connected converters. 2, 3.
[59] Nagy I.: Novel Adaptive Tolerance Band Based PWM for Field-Oriented Control of Induction Machines. IEEE Transactions on Industrial Electronics 41(4)/1994, 406–417.
[60] Noguchi T., Tomiki H., Kondo, S., Takahashi I.: Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors. IEEE Transactions on Industry Applications 34(3)/1998, 473–479.
[61] Norniella J.G., Cano J.M., Orcajo G.A., et al.: Improving the dynamics of virtual-flux-based control of three-phase active rectifiers. IEEE Transactions on Industrial Electronics 61(1)/2014, 177–187.
[62] P, K. and Mahapatra, K.K.: PI and fuzzy logic controllers for shunt Active Power Filter--a report. ISA transactions 51(1)/2012, 163–9.
[63] Parvez M., Elias M.F.M., Rahim N.A., Osman N.: Current control techniques for three-phase grid interconnection of renewable power generation systems: A review. Solar Energy 135/2016, 29–42.
[64] Punitha K., Devaraj D., Sakthivel S.: Development and analysis of adaptive fuzzy controllers for photovoltaic system under varying atmospheric and partial shading condition. Applied Soft Computing Journal 13(11)/2013, 4320–4332.
[65] Rakhtala S.M. Shafiee Roudbari E.: Fuzzy PID control of a stand-alone system based on PEM fuel cell. International Journal of Electrical Power & Energy Systems 78/2016, 576–590.
[66] Razali A.M. Rahman M.A.: Virtual grid flux oriented control method for front-end three phase boost type voltage source rectifier. 2012 25th IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering: Vision for a Greener Future, CCECE 2012, 2012, 1–4.
[67] Rese L., Costa A.S., E Silva A.S.: Enhanced modeling and control of VSIs in microgrids operating in grid-connected mode. 2012 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies, ISGT 2012, 2012, 1–8.
[68] Rodriguez P., Pou J., Bergas J., Candela J.I., Burgos R.P., Boroyevich D.: Decoupled double synchronous reference frame PLL for power converters control. IEEE Transactions on Power Electronics 22(2)/2007, 584–592.
[69] Roslan N.F., Suul J.A., Luna A., Candela I., Rodriguez P. A: Simulation Study of Proportional Resonant Controller Based on the Implementation of Frequency-Adaptive Virtual Flux Estimation with the LCL Filter. 2015, 1934–1941.
[70] Scoltock J., Geyer T., Madawala U.K.: Model predictive direct power control for grid-connected NPC converters. IEEE Transactions on Industrial Electronics 62(9)/2015, 5319–5328.
[71] Scoltock J., Geyer T., Madawala U.K.A: Model Predictive Direct Current Control Strategy With Predictive References for MV Grid-Connected Converters With LCL Filters. IEEE Transactions on Power Electronics 30(10)/2015, 5926–5937.
[72] Sefa I., Altin N., Ozdemir S., Kaplan O.: Fuzzy PI controlled inverter for grid interactive renewable energy systems. IET Renewable Power Generation 9/2015, 729–738.
[73] Song H.S. Nam K.: Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions. IEEE Transactions on Industrial Electronics 46(5)/1999, 953–959.
[74] Tan S., Member S., Lai Y.M., et al.: A Fixed-Frequency Pulsewidth Modulation Based Quasi-Sliding-Mode Controller for Buck Converters. 20(6)/2005, 1379–1392.
[75] Timbus A., Liserre M., Teodorescu R., Rodriguez P., Blaabjerg F.: Evaluation of current controllers for distributed power generation systems. IEEE Transactions on Power Electronics 24(3)/2009, 654–664.
[76] Veena P., Indragandhi V., Jeyabharath R., Subramaniyaswamy V.: Review of grid integration schemes for renewable power generation system. Renewable and Sustainable Energy Reviews 34/2014, 628–641.
[77] Wai R., Member S., Lin C.: Active Low-Frequency Ripple Control for Clean-Energy Power-Conditioning Mechanism. IEEE Transactions on Industrial Electronics 57(11)/2010, 3780–3792.
[78] Wai R.J. Lin C.Y.: Dual active low-frequency ripple control for clean-energy power-conditioning mechanism. IEEE Transactions on Industrial Electronics 58(11)/2011, 5172–5185.
[79] Yamamoto Y.: Dead beat control of three phase PWM inverter - Power Electronics, IEEE Transactions on. 5(I)/1990, 21–28.
[80] Yin B., Oruganti R., Panda S.K., Bhat A.K.S.: An output-power-control strategy for a three-phase PWM rectifier under unbalanced supply conditions. IEEE Transactions on Industrial Electronics 55(5)/2008, 2140–2151.
[81] Zhang X., Wang Y., Yu C., Guo L., Cao R.: Hysteresis model predictive control for high-power grid-connected inverters with output LCL filter. IEEE Transactions on Industrial Electronics 63(1)/2016, 246–256.
[82] Zhang Y., Qu C.: Direct Power Control of a Pulse Width Modulation Rectifier Using Space Vector Modulation Under Unbalanced Grid Voltages. IEEE Transactions on Power Electronics 30(10)/2015, 5892–5901.
[83] Zieliński D., Jarzyna W., Lipnicki P.: Synchronization of voltage frequency converters with the grid in the presence of notching. COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering 34(3)/2015, 657–673.

M.Sc. Tomasz Chmielewski
e-mail: tomasz.chmielewski@pollub.pl

The author is a Ph.D. student in Electrical Engineering at the Faculty of Electrical Engineering and Computer Science of Lublin University of Technology. His main area of research are grid connected power electronic converters operating in abnormal supply voltage conditions.

otrzymano/received: 15.08.2015 *przyjęto do druku/accepted: 30.10.2015*

DOI: 10.5604/01.3001.0009.5186

EVALUATION OF STRESS IN STEEL STRUCTURES USING ELECTROMAGNETIC METHODS BASED ON UTILIZATION OF MICROSTRIP ANTENNA SENSOR AND MONITORING OF AC MAGNETIZATION PROCESS

Przemysław Łopato, Grzegorz Psuj, Michał Herbko, Michał Maciusowicz
West Pomeranian University of Technology Szczecin

Abstract. *In this paper the results of utilization of electromagnetic methods operating in low and high frequency range for evaluation of stress state and plastic deformation in steel elements are presented. In low frequency range Barkhausen noise and magnetic hysteresis loop method for evaluation of stress level and growth of plastic deformation changes were utilized. The methods allow to monitor parameters related to magnetization process under AC filed. Additionally in this paper the possibility of utilization of high frequency method for estimation of deformation extent (i.e. elongation) caused by stress will be presented. In this experiment the frequency response (the reflection coefficient S_{11}) is measured. The strong relation of antennas resonant frequency to patch dimensions is utilized in order to obtain information about deformation of the sample*

Keyword: nondestructive testing, stress measurement, sensor, ac magnetization, Barkhausen noise, microstrip antenna

OCENA NAPRĘŻEŃ W KONSTRUKCJACH STALOWYCH ZA POMOCĄ METOD ELEKTROMAGNETYCZNYCH WYKORZYSTUJĄCYCH CZUJNIKI MIKROPASKOWE I UMOŻLIWIAJĄCE MONITOROWANIE PROCESU MAGNETYZACJI AC

Streszczenie. *W artykule zostały przedstawione wyniki jakie uzyskano za pomocą metod elektromagnetycznych, zarówno niskoczęstotliwościowych, jak i wysokoczęstotliwościowych do oceny zmian stanu naprężeń oraz deformacji plastycznych w elementach stalowych. W zakresie niskich częstotliwości do oceny stopnia naprężenia oraz zmian plastycznych wykorzystano metodę obserwacji szumu Barkhausena oraz magnetycznej pętli histerezy. Metody te umożliwiają monitowanie parametrów związanych z procesem magnesowania stali polem zmiennym. Dodatkowo w pracy przedstawiono możliwość wykorzystania metody wysokoczęstotliwościowej do oszacowania odkształcenia (w tym przypadku wydłużenia) spowodowanego naprężeniem. W tym celu zaprojektowano i wykonano przetwornik mikropaskowy. W badaniu mierzono odpowiedź częstotliwościową (współczynnik odbicia S_{11}). Silna zależność częstotliwości rezonansowej przetwornika mikropaskowego od wymiarów promiennika została wykorzystana do określenia deformacji próbki*

Słowa kluczowe: badania nieniszczące, pomiar naprężeń, czujnik, obserwacja procesu magnetyzacji polem AC szum Barkhausena, antena mikropaskowa

Introduction

Steel is one of the most important material in the development of various constructions. Due to its good mechanical properties and relatively low price, it is used in machinery, shipbuilding, railway, construction, mining and other industries. However during operation time its mechanical properties degrade due to i.e. varying in time environmental conditions (i.e. load corrosion or temperature). Therefore, in the most important parts of the construction, one should examine periodically or monitor the changes of structure properties.

The aim of this paper is to study the possibility of utilization of high frequency method for evaluation of stress in steel. In this case an applied strain changes the dimensions of the microstrip patch antenna sensor fixed on materials surface, resulting in the change of its electrical length and frequency domain parameters [1–3, 12–14].

Furthermore, it is well known that microstructural changes of steel caused by i.e. stress influence the magnetic properties of material [4, 5, 8, 11]. Therefore by monitoring changes of parameters combined with dynamics of AC magnetization (ACM) process of steel it is possible to evaluate the state of the material's structure [6, 11]. Additionally, when material is being magnetized, ferromagnetic structure is changing step by step while rotation of magnetic domains. The stepwise change of the magnetization level can be observed by coil placed in the neighborhood of the material. As a result, a voltage called the Barkhausen Noise (BN) is induced in coil. Introduction of stress into a material results in changes of magnetic properties and in consequence influences size and shape of magnetic hysteresis loop and characteristics of Barkhausen noise signal [4, 6, 7, 10].

In this paper two different sensors for possible application to structural health monitoring systems will be presented.

1. Experiment setup

The utilized methods operating in different frequency ranges were validated in an experiment, in which measurements were conducted for a beam sample made of St3S steel loaded using different force value in order to introduce different strain level. The sample was attached to the static holding element and the other side was loaded with different weights. The sample was made from St3s steel which parameters are presented in table 1. The scheme of experiment and dimension of the sample is presented in Figure 1. Both sensing devices were placed in the same distance from loading force side by side in order to obtain the same strain level. Distance from the beginning of the sample into the centre of the sensors equals 50 mm.

Table 1.Mechanical properties of St3s steel according to PN-88 H-84020

St3s steel parameters	
Young's modulus E	200 GPa
Yield point	235 MPa
Limit state	380 MPa
Bending Limit state	145 MPa

Measuring system has two subsystems: high and low frequency. The block scheme of proposed system is shown in Figure 2. Photo of measuring system is shown in Figure 3.

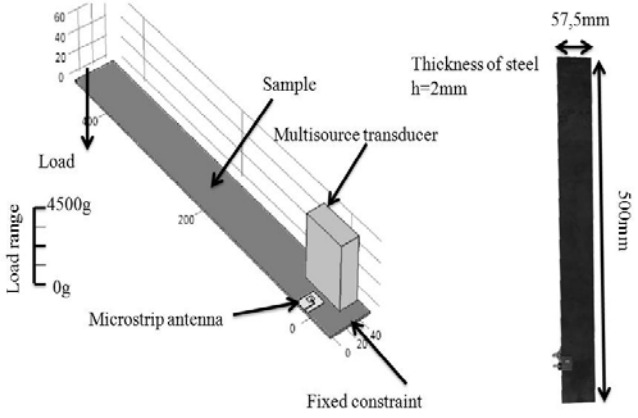


Fig. 1. Scheme of experiment setup and photo of St3s steel specimen with fixed patch sensors

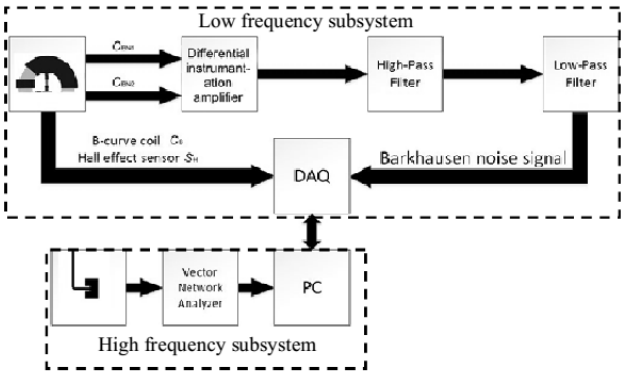


Fig. 2. Block scheme of monitoring system

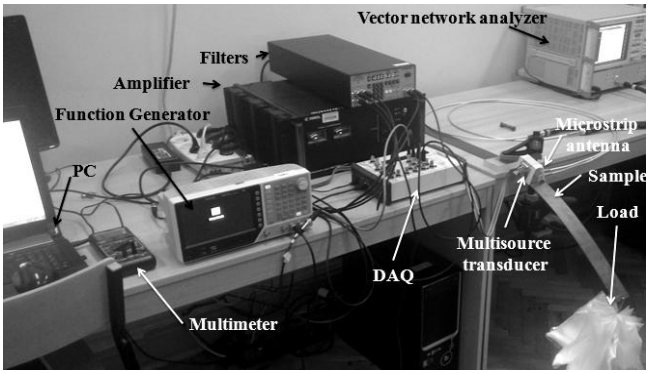


Fig. 3. Photo of measuring system

1.1. High frequency monitoring subsystem

High frequency (microwave) monitoring subsystem consists of microstrip antenna sensor and microwave vector network analyzer to measure the reflection coefficient S_{11}. Antenna sensor was designed for operation frequency of 12 GHz using the following formulas [1]:

- width W of the patch:

$$W = \frac{c}{2 \cdot f_r} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \tag{1}$$

- the effective dielectric constant ε_{reff} of the patch:

$$\varepsilon_{reff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left[1 + 12 \cdot \frac{h}{W}\right] \tag{2}$$

- the extended incremental length ΔL of the patch:

$$\Delta L = h \cdot 0{,}412 \cdot \frac{\left(\varepsilon_{reff} + 0{,}3\right) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0{,}264\right)}{\left(\varepsilon_{reff} - 0{,}258\right) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0{,}8\right)} \tag{3}$$

- the actual length L of the patch:

$$L = \frac{\lambda}{2} - 2 \cdot \Delta L \tag{4}$$

- the inset feed point distance y_0:

$$y_0 = \frac{L}{\pi} \cdot \arcsin\left(\sqrt{\frac{Z_0}{R_{in}}}\right) \tag{5}$$

where:
c – speed of light in free space, f_r – resonant frequency, ε_r – relative permittivity of substrate (ε_r = 4.5), h – height of substrate, Z_0 – designed impedance of the patch, R_{in} – input resistance for the inset feed.

The antenna sensor produced by the photolithography process. Manufactured antenna and it dimensions is presented in Figure 4. Antenna sensor has been made on the bilateral FR4 laminate thickness 0.5 mm. The patch, microstrip line and ground are made of copper (layer thickness of 35 μm).

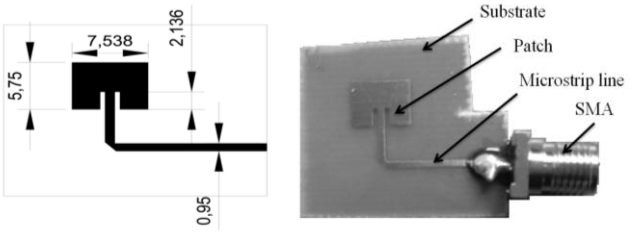


Fig. 4. Photo and dimensions of the patch sensors

The microstrip antenna is fixed using adhesive on the top of sample as shown in Figure 1. The adhesive connection enables transmission of sample deformation to microstrip sensor.

Measurements were carried out using Rohde&Schwarz ZVB20 vector network analyzer in 10 MHz–20 GHz frequency range with step of 2 MHz.

1.2. Low frequency monitoring subsystem

The second subsystem consists of a multi-sensor transducer. The 2D view with dimensions and photo of transducers with depicted description of the elements are shown in Figure 5. This setup allows to observe multiple features set derived from both ACM and BN signals simultaneously. Signals related to tangential component of magnetic field strength H and magnetic induction B were sensed by a Hall effect sensor (S_H) and a pick-up B coil (C_B) respectively. The Barkhausen noise signal U_{BN} is received by unit of two BN coils (C_{BN1} and C_{BN2}) connected differentially placed in middle of transducer. The first coil is fixed closed to the material while the second one is attached in some distance. The differential signal of both coils allows to reduce the level of unwanted environmental inferences. The electrical parameters of transducers' coils are shown in Table 2.

The magnetizing field was generated by excitation coil (C_E) wound on the C-shaped ferrite core and driven with 20 Hz sinusoidal current having RMS value equal to 0.5 A. The excitation waveform was generated by Hantek function generator and then amplified by Fonica WS 702 power amplifier. For pre-processing of the U_{BN} signal the Krohn-Hite 3988 dual channel programmable active filter was used. At the first stage, the differential signal from both BN coils was high-pass filtered and amplified using respectively cut-off frequency of 1 kHz and gain of 50 dB. Next, the low-pass filter was utilized with the cut-off frequency set to 60 kHz and gain to 50 dB. Finally, the U_{BN} signal as well as U_B (sensed by C_B) and U_H (sensed by S_H sensor) ones were acquired by NI USB-6241 BNC DAQ. All procedures were controlled and managed by NI LabView based software.

Table 2. Electric parameters of coils

Coil	C_E	C_B	C_{BN1}	C_{BN2}
L	4.117 mH	1.053 mH	1.576 mH	1.635 mH
Q	6.07	0.576	1.06	1.08
R	163.1 Ω	15.42 Ω	20.03 Ω	20.77 Ω

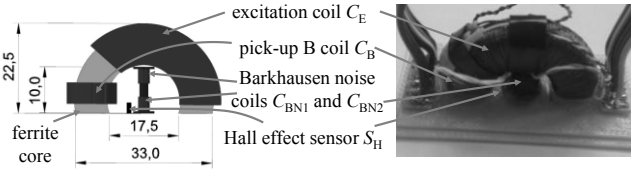


Fig. 5. Block scheme of AC magnetization monitoring system

2. Results of experiments

2.1. High frequency method

In order to evaluate the proposed sensor FEM (Finite Element Method) numerical model was developed in Comsol Multiphysics environment. Both, radio frequency and mechanical modules were utilized according to the following equations:

$$\nabla \times \mu_r^{-1}\left(\nabla \times \vec{E}\right) - k_0^2\left(\varepsilon_r - \frac{j\sigma}{\omega\varepsilon_0}\right)\vec{E} = 0 \tag{6}$$

$$0 = \nabla \cdot S + \vec{F}_v \tag{7}$$

where:

μ_r – relative permeability,

$\vec{E}$ – electric field,

k_0 – wave number,

ε_r – relative permittivity,

σ – electric conductivity,

ω – angular frequency,

ε_0 – dielectric constant,

S – stress tensor,

$\vec{F}_v$ – load defined as force per unit volume.

Mechanical module was utilised in order to obtain deformation of sensors geometry. Subsequently, the RF module enabled calculation of deformed sensor frequency response.

The numerical model with mechanical scheme and calculated total displacement for maximum force (within elastic range of the material stress-strain relationship) are presented in Figure 6. The sample is affected by the force of gravity and the force attached to its end. Mesh consists of 232 265 tetrahedral elements, 25 553 triangular elements, 1496 edge elements, 57 vertex elements. The measurement was carried out in 4–20 GHz frequency range with step of 1 MHz. This step ensured sufficient accuracy.

The reflection coefficient S_{11} represents the power reflected from the antenna related to the incident one. This coefficient is measured in frequency domain. The resonant frequency is the frequency, in which the S_{11} has a local minimum. The reflection coefficient of designed antenna sensor is presented in Figure 7. The electric field distribution for resonant frequency is illustrated in Figure 8.

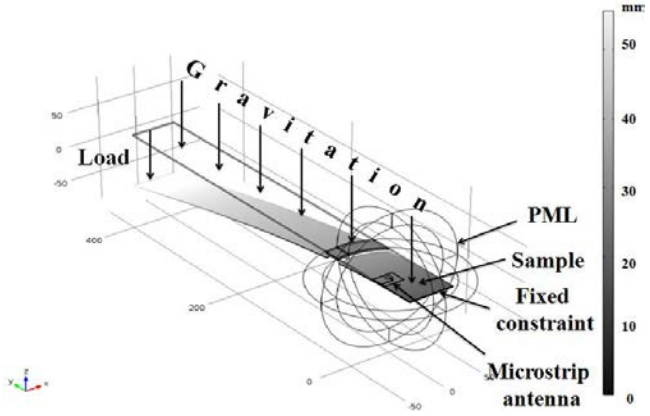


Fig. 6. FEM numerical model of experimental setup with calculated total displacement (gray level)

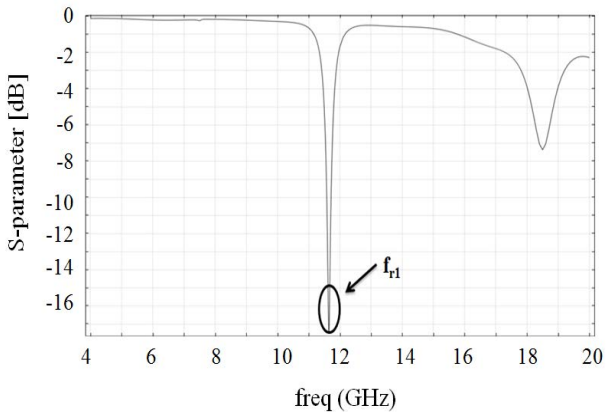


Fig. 7. S_{11} parameter vs frequency

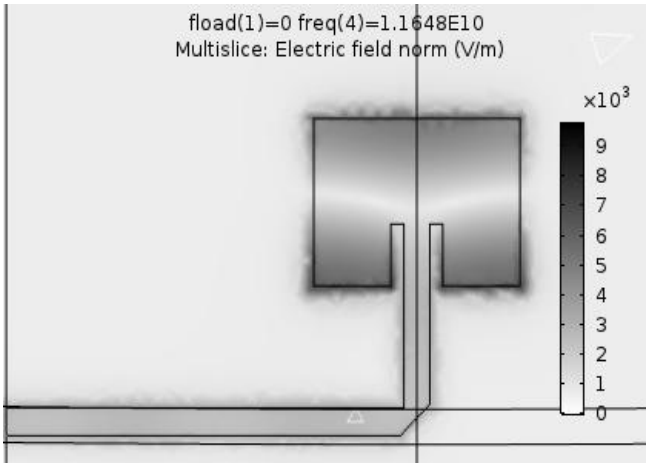


Fig. 8. Electrical field for first resonant frequency

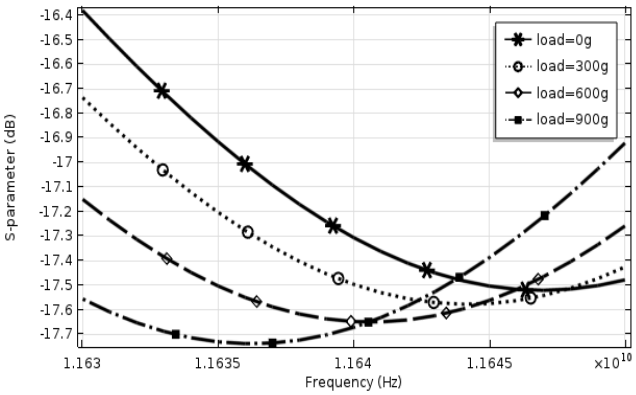


Fig. 9. Reflection coefficient S_{11} for different loads

The strain introduce the elongation of sample and sensor, therefore, shifts the antenna resonant frequency. Increasing the load causes the extension of patch antenna, thus the resonant frequency of antenna is decreasing, as presented in Figure 9. Moreover the absolute value of reflection coefficient S_{11} in case of resonant frequency is increasing under the load.

Comparison of the measurements and simulation results are presented in the Figure 10. One can observe, semi-linear dependence of resonant frequency change Δf_r on load value, as well as good agreement of simulated and measured results.

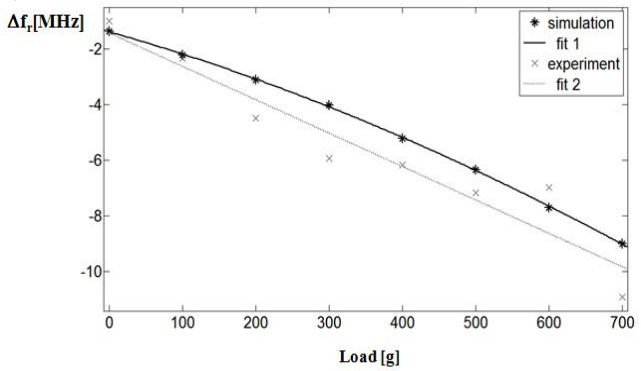


Fig. 10. Shift in the resonant frequency of microstrip sensor Δf_r

2.2. Low frequency method

The mechanical stress introduced in the material has impact on BN and ACM signals features [4–11]. In order to estimate the influence of materials microstructure changes on magnetization process a set of 52 features, calculated from both methods signals, were used [9]. For each method the analysis of acquired signals was carried out both in time and frequency domain. In case of BN, first envelopes of BN signal and its spectrum were calculated and then the analysis of statistical and characteristic values was proceeded. Similarly in case of ACM signals the features were extracted from both time and frequency representations. Selected features distribution obtained during the experiment are presented in Figure 11. The distribution of standard deviation of BN burst envelope curve as a function of applied load is presented in Figure 11a, while in Figure 11b one can see the distribution of mean value of BN spectrum's envelope. For the achieved features' distribution one can observe the peak of BN activity around 600–900 gram load, which corresponding to material's bending yield point. When material is before the yield point the activity of BN is increasing with stress, while over beyond that point the activity is decreasing with increasing plasticity of the material. Similarly, one can notice that the extreme value of first harmonic of U_H was observed in the same load range (Figure 11c). Some of achieved features presented quasi-linear trend, what can be seen in case of maximum value of U_B signal (Figure 11d).

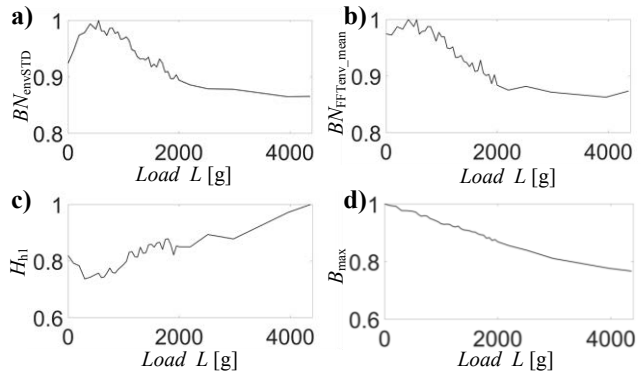


Fig. 11. Selected features distribution vs load: a) standard deviation of BN burst envelope, b) mean value of BN spectrum's envelope, c) first harmonic of U_H signal, d) maximum value of U_B signal

None of the obtained features allow to evaluate all aspects of microstructural changes taking place in the material during loading. Therefore the need of fusion of multiple features content arises. For that purpose the data fusion algorithm based on principal component analysis (PCA) and multivariate regression was utilized. The block scheme of the introduced procedure is presented in Figure 12. First, the statistical analysis was used to select the features which presents different course with increasing loading force. On that basis 11 features out of 52 were chosen for further analysis. Next, in order reduce dimensionality through combining most of the information content in lower number of features the PCA was applied. After the analysis the new feature vector was achieved which elements are called principal components *pc* [9]. The variance of the successive components of the new feature vector is presented in Figure 13. One can observed that the first two components explain over 95% of global variance of the feature vector. Therefore the two components were used in the final stage of the fusion process. The function combining the pc_1 and pc_2 component's data was defined as:

$$W = b_0 + b_1 pc_1 + b_2 pc_2 \tag{6}$$

During the multivariate regression analysis the given b_i coefficients values were achieved to be equal to: b_0 = 0, b_1 = -1,8899, b_2 = -0,1530. The resulting function was plotted in Figure 14. The obtained distribution of *W* function presents almost characteristic changing linearly with the increase of applied load. However it is possible to observe the step changes of the function for the region of loads corresponding to elastic limit and yield banding limit of the utilized steel. Beyond the yield regions the value of *W* function is monotonically changing. Therefore, considering all mention aspects it is possible to evaluate the successive stages of the degradation process.

Both the simulation analysis and the experiment results demonstrate that the resonant frequency of patch antenna is sensitive to strains because of the load causes the change of patch length. Additionally, during the experiment we observed significant impact of strain into magnetic parameters thus the degradation level of steel elements can be evaluated by analysis of the changes of signals related to AC magnetization process.

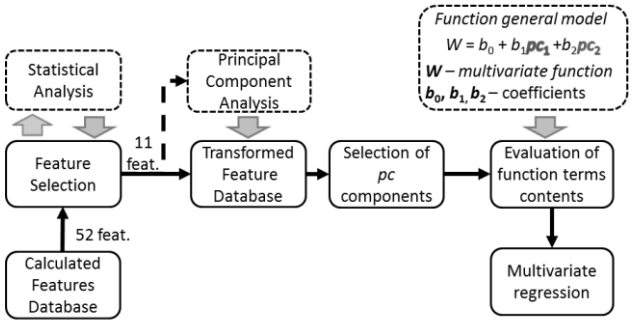


Fig. 12. Block scheme of multiple features data fusion algorithm

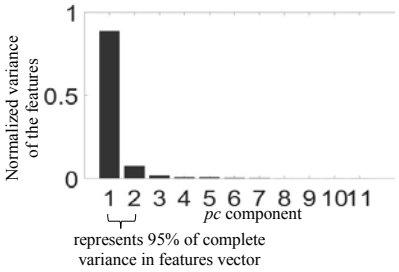


Fig. 13. Normalize variance of successive pc_i components in relation to complete variance of feature vector

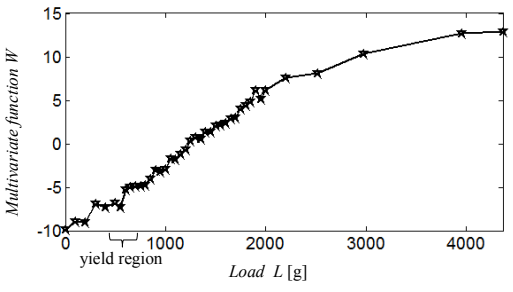


Fig. 14. The results of the multiple features function

Conclusion

The simulation and measurement based evaluation of microstrip antenna sensor proved that it can be used to detect and characterize stress in construction materials. The results of simulation and experiment demonstrate that the resonant frequency of patch antenna sensor is sensitive to strain when it applied along the direction of patch length. The first resonant frequency is decreasing under the load, whereas the shift of second resonant frequency is much smaller than the first. In the future, the substrate should be changed in order to obtain a better quality of resonance and higher stability for temperature changes. The utilization of both low frequency methods allows to monitor the microstructural changes takin place in the material under increasing loading force. The achieved features of ACM and BN makes it possible to precisely indicate reaching the yield region by the material (Figure 11). Additionally, the combination of features into one function allows to achieve not only the monotonically changing with load characteristic but also to distinguish curtail stages of the degradation process such as elastic limit or yield point.

Considering the results of both high and low frequency methods it is possible to build an inspection system which will allow to monitor even in-situ the construction state. The high frequency method results confirmed the possibility of utilization of patch antennas to control the elongation of the steel elements, where the low frequency ones correlate with the microstructural changes. Taking into consideration both aspects (indication of steel elements' dimension and microstructural changes) can lead to higher probability of proper evaluation of the construction state. The demonstrated methods are very promising in building the degradation monitoring system. In the future the further work is going to be carried out for different conditions of applied stress.

Bibliography

[1] Balanis C.A.: Antenna theory analysis and design, 3rd ed, US: John Wiley & Sons Ltd., 2005.

[2] Benchirouf A., Zichner R., Muller C., Kanoun O.: Electromagnetic Simulation of Flexible Strain Sensor based Microstrip Patch Antenna, Interantional Journal of Microwave and Optical Technology IJMOT, 10(6-I)/2015, 397–401.

[3] Daliri A., Galehdar A., John S., Rowe W. S. T., Ghorbani K.: Slotted Circular Microstrip Patch Antenna Application in Strain Based Structural Health Monitoring, AIAC14 Fourteenth Australian International Aerospace Congress, 2011.

[4] Gaunkar N.: Magnetic hysteresis and Barkhausen noise emission analysis of magnetic materials and composites, Graduate Theses and Dissertations. Iowa State University, 2014.

[5] Jiles D.: Microstructure and stress dependence of the magnetic properties of steels, Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation, 9/1990, 1821–1827.

[6] Liu T., Kikuchi H., Ara K., Kamad Y., Takahas S.: Magnetomechanical effect of low carbon steel studied by two kinds of magnetic minor hysteresis loops, NDT&E International 39/2006, 408–413.

[7] Miesowicz K., Staszewski W. J., Korbiel T.: Analysis of Barkhausen noise using wavelet-based fractal signal processing for fatigue crack detection, International Journal of Fatigue, 83(2)/2016, 109–116.

[8] Prabhu Gaunkar N.G., Nlebedim I.C., GaunkarPrabhu V.G., Jiles D.C.: Examining the Correlation Between Microstructure and Barkhausen Noise Activity for Ferromagnetic Materials. IEEE Transactions on Magnetics, 51(11)/2015.

[9] Psuj G.: Fusion of Multiple Parameters of Magnetic Testing Results for Damage Assessment of Loaded Steel Structures, Studies in Applied Electromagnetics and Mechanics, Vol 40: Electromagnetic Nondestructive Evaluation (XVI), 2015, 192–199.

[10] Sorsa A., Leiviskä K., Santa-aho S., Lepistö T.: Quantitative prediction of residual stress and hardness in case-hardened steel based on the Barkhausen noise measurement, NDT & E International, 46/2012, 100–106.

[11] Stupakov O., Pal'a J., Tomáš I., Bydžovský J., Novák V.: Investigation of magnetic response to plastic deformation of low-carbon steel, Materials Science and Engineering A 462/2007, 351–354.

[12] Tata U., Huang H., Carter R.L., Chiao J.C.: Exploiting a patch antenna for strain measurements, IOP Publishing, Measurement Science and Technology, 20(1)/2009.

[13] Wang W., Ge H., Liu T., Liu M.: Study of Patch Antennas for Strain Mesurement, Electromagnetic Nondestructive Evalution (XVIII), 2015.

[14] Yi X., Cho C., Fang C., Cooper J., Lakafosis V., Vyas R., Wang Y., Leon R.T., Tentzeris M.M.: Wireless Strain and Crack Sensing Using a Folded Patch Antenna. 6th European Conference on Antennas and Propagations (EUCAP), 1678–1681, 2012.

Ph.D. Eng. Przemysław Lopato
e-mail: plopato@zut.edu.pl

Assistant Professor at the West Pomeranian University of Technology, Szczecin, Faculty of Electrical Engineering. His research interests involve of non-destructive testing and evaluation, terahertz and microwave techniques. He is participating in several national and international research projects. In 2014 he received a scholarship for outstanding young scientists from Ministry of Science and Higher Education (Poland).

Ph.D. Eng. Grzegorz Psuj
e-mail: gpsuj@zut.edu.pl

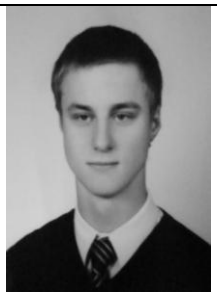
Assistant Professor at the West Pomeranian University of Technology, Szczecin, Faculty of Electrical Engineering. He is working in the field of electromagnetic methods of non-destructive testing and evaluation, signal processing and data fusion algorithms for the need of multi-source NDT inspection systems. He is participating in several national and international research projects. In 2015 he received a scholarship for outstanding young scientists from Ministry of Science and Higher Education (Poland).

M.Sc. Eng. Michał Herbko
e-mail: michalherbko@gmail.com

Ph.D. student at Department of Electrical and Computer Engineering at the West Pomeranian University of Technology, Szczecin. His research interests involve of non-destructive testing, structural health monitoring and microwave technique. Member of IEEE organization and IEEE Society Power and Energy.

M.Sc. Eng. Michał Maciusowicz
e-mail: mr.michal.maciusowicz@ieee.org

Graduate of West Pomeranian University of Technology, Faculty of Electrical Engineering. Branch of study – Electrical Engineering, specialty in Electrical Devices and Installation. Member of IEEE organization and IEEE Society Power and Energy.



otrzymano/received: 15.08.2016 *przyjęto do druku/accepted: 30.10.2016*

DOI: 10.5604/01.3001.0009.5187

SYSTEM DO POMIARÓW OBCIĄŻENIA WIATREM RUSZTOWAŃ ELEWACYJNYCH

Andrzej Sumorek
Politechnika Lubelska, Wydział Budownictwa i Architektury, Katedra Mechaniki Budowli

Streszczenie. *W pomiarach środowiskowych dużą grupę stanowią pomiary parametrów powietrza atmosferycznego. Są to najczęściej pomiary ukierunkowane na podstawowe parametry gazów takie jak temperatura, ciśnienie, wilgotność, skład, zanieczyszczenia. Najtrudniejszą grupą pomiarów są precyzyjne pomiary parametrów dynamicznych związanych z ruchem powietrza. W tekście przedstawiono samodzielnie zaprojektowany system do wielopunktowego pomiaru prędkości i ciśnienia powietrza. Przykładowe wyniki działania systemu pomiarowego zamieszczono w końcowej części artykułu.*

Słowa kluczowe: akwizycja danych, pomiar strumienia płynu

THE MEASUREMENT SYSTEM OF WIND LOAD OF FACADE SCAFFOLDING

Abstract. *A large group of measurements among environmental measurements are measurements of atmospheric parameters. The most common measurements are focused on the basic parameters of gases such as temperature, pressure, humidity, composition, pollution. The most difficult group of measurements is accurate measurements of the dynamic parameters associated with the movement of air. The text presents the self-designed system for multi-point measurement of velocity and air pressure. Examples of the results of the measurement system are given in the final part of the article.*

Keywords: data acquisition, fluid flow measurement

Wstęp

Jednym z podstawowych dokumentów pozwalających na wyznaczanie obciążenia wiatrem budynków i budowli oraz ich części jest norma „PN-EN 1991-1-4:2008: Eurokod 1. Oddziaływania na konstrukcje. Część 1-4: Oddziaływania ogólne. Oddziaływania wiatru". Norma określa zakres jej stosowania (np. do budynków i budowli o wysokości do 200 m) i wyklucza wybrane konstrukcje takie jak np. maszty i kominy z odciągami [26]. Oddziaływanie wiatru rozpatrywane jest jako „ciśnienie wywierane na zewnętrzne powierzchni budowli zamkniętych" oraz „ciśnienie wywierane na powierzchnie wewnętrzne". Podstawę do szacowania obciążenia wiatrem jest prawo Bernoulliego, które w normie przedstawiane jest w poniższej formie [10, 26]:

$$q_d = \frac{1}{2}\rho v_b^2 \tag{1}$$

gdzie: q_d – ciśnienie dynamiczne (wartość bazowa ciśnienia prędkości) [Pa], ρ – gęstość powietrza (wartość zalecana wg [26] 1,25) [kg·m^{-3}], v_b – prędkość bazowa strumienia powietrza [m·s^{-1}].

Kluczową wielkością przy wyznaczaniu obciążenia wiatrem jest wartość szczytowa ciśnienia prędkości q_p. Na podstawie szczytowej wartości ciśnienia prędkości q_p wyznacza się ciśnienie wiatru działające na zewnętrzne w_e i wewnętrzne w_i powierzchnie konstrukcji oraz siłę wywieraną przez wiatr na konstrukcję lub element konstrukcyjny F_w [26].

$$q_p(z) = [1 + 7 \cdot I_v(z)] \cdot \frac{1}{2}\rho v_m^2 = c_e(z) q_b \tag{2}$$

gdzie: q_p – szczytowe ciśnienie prędkości na wysokości z [Pa], I_v – intensywność turbulencji [-], ρ – gęstość powietrza [kg·m^{-3}], v_m – prędkość szczytowa strumienia powietrza [m·s^{-1}], c_e – współczynnik ekspozycji [-], q_d – wartość bazowa ciśnienia prędkości [Pa].

W celu wyznaczenia newralgicznej wielkości szczytowego ciśnienia prędkości q_p, konieczne jest uwzględnienie [26]:

- bazowej prędkości wiatru v_b,
- wysokości odniesienia z_e,
- kategorii terenu,
- wartości charakterystycznej ciśnienia szczytowego,
- intensywności turbulencji I_v,
- średniej prędkości wiatru v_m,
- współczynnika rzeźby terenu c_0,
- współczynnika chropowatości c_r.

Wartości wymienionych wyżej współczynników są obliczane, szacowane na podstawie wykresów lub przyjmowane na podstawie charakteru terenu lub konstrukcji. Przykładem może być tabelaryczne deklarowanie wartości bazowej prędkości wiatru v_b i bazowego ciśnienia prędkości q_b stanowiących podstawę przy szacowaniu obciążenia wiatrem (rys. 1, tab. 1).

Rys. 1. Normatywne strefy obciążenia Polski wiatrem

Tabela 1. Wartości podstawowe bazowej prędkości wiatru i ciśnienia prędkości wiatru w strefach dla wysokości A wyższej niż 300 m nad poziomem morza [26]

Strefa	v_b [m·s^{-1}]	q_b [kN·m^{-2}]
1	22·[1+0,0006(A-300)]	0,30·[1+0,0006(A-300)]^2
2	26	0,42
3	22·[1+0,0006(A-300)]	0,30·[1+0,0006(A-300)]^2·[(2000-A)/(2000+A)]

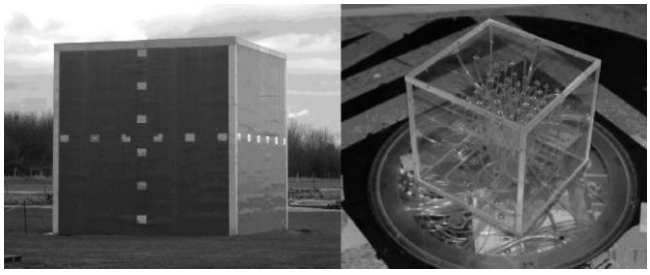
Otrzymywany wynik obciążenia wiatrem wynika z obliczonych lub oszacowanych przez projektanta wartości współczynników. Zastosowanie niedoszacowanych lub przeszacowanych wartości skutkować będzie zadeklarowaniem obciążenia wiatrem różnym od rzeczywistego. Na to jak bardzo podejście do szacowania wpływa na otrzymane wyniki zwracano uwagę już wcześniej. Zastosowanie w stosunku do budynków podejścia wg nowej normy z dopuszczalnymi profilami ciśnienia prędkości potęgowym i logarytmicznym oraz wg dotychczas stosowanej normy wykazało, że stosując nowe zasady otrzymuje się większe wartości obciążenia wiatrem o 15%. Jednocześnie zwrócono uwagę na podniesienie trudności obliczeniowej [25]. Zastosowanie w odniesieniu do rusztowań metalowych normy PN-B-02011:1997 oraz dodatku Az1:2009 do PN-EN 1991-1-4 może skutkować rozbieżnością rzędu 80% [7]. Ten sam Autor zwraca uwagę na konieczność istnienia możliwości weryfikacji oprogramowania komputerowego do obliczania wytrzymałości za pomocą metod tradycyjnych [7]. W przypadku rusztowań pojawia się nawet twierdzenie o niezgodności wymagań normatywnych w odniesieniu do „Tymczasowych konstrukcji stosowanych na placu budowy" oraz „Rusztowań elewacyjnych z elementów prefabrykowanych" w zakresie z obecnym stanem wiedzy [10].

W pełni teoretyczne modele obciążenia wiatrem budowane na bazie norm powinny być weryfikowane innymi metodami. Istnieją trzy metody takiej weryfikacji.

Pierwsza z metod weryfikacji polega na przeprowadzeniu symulacji numerycznej. Obciążenie wiatrem można symulować za pomocą wybranego modelu komputerowej mechaniki płynów CFD (computational fluid mechanics). Ponieważ Direct Numerical Simulation (DNS) wymaga znacznych zasobów obliczeniowych (mocy obliczeniowej, pamięci i czasu) korzysta się z modeli przyśpieszających obliczenia: Reynolds Averaged Navier–Stokes (RANS, wykorzystanie równania Naviera–Stokesa do ograniczenia zakresu strumienia, ograniczenie ujęto przez tensor naprężenia Reynoldsa), Large-Eddy Simulation (LES, usunięcie małych wirów przez filtrowanie), Discrete Virtex Method) [3, 4, 8, 9, 13, 14].

Druga z metod weryfikacji polega na sporządzeniu modelu i badaniu w tunelu, w którym możliwe jest wymuszenie kontrolowanego przepływu strumienia powietrza tj. w tunelu aerodynamicznym [21, 22, 23]. W związku ze stacjonarnym stosowaniem aparatury kontrolno-pomiarowej w tunelu możliwe jest wykonywanie wielopunktowego pomiaru za pomocą wielokanałowych skanerów ciśnienia. Niekiedy badania modelowe w tunelu aerodynamicznym weryfikowane są na fizycznie istniejącym obiekcie [1].

Praktyczną weryfikacją projektów opartych na normach, modelowanych numerycznie, testowanych w tunelach aerodynamicznych są badania rzeczywistych obiektów, badania in-situ. Jednymi z pierwszych publikacji zawierających wyniki badań obiektów rzeczywistych są publikacje pochodzące z lat siedemdziesiątych ubiegłego wieku. W latach 1974–1980 57-piętrowy budynek Commerce Court West w Toronto poddawany był jedoczesnym badaniom in-situ oraz testom modelu w tunelu aerodynamicznym [5, 6]. Ostatnie lata rozwinęły badania na obiektach rzeczywistych. Często spotykanym przykładem w pełni opomiarowanego obiektu jest obiekt „Silsoe cube" (rys. 2). Dane zebrane dzięki „Silsoe cube" konfrontowane są z wyniki symulacyjnymi i modelowanymi w tunelach [2, 11, 16, 17, 18, 19, 20].



Rys. 2. Silsoe cube w rozmiarze oryginalnym o boku 6 m oraz w skali 1:40 [17]

Względy bezpieczeństwa wymagają monitorowania budowli pracujących w szczególnie trudnych warunkach. Z tego powodu można spotkać się z wynikami badań obciążenia wiatrem drapaczy chmur zbudowanych w rejonach zagrożonych występowaniem gwałtownych i silnych wiatrów [23, 24].

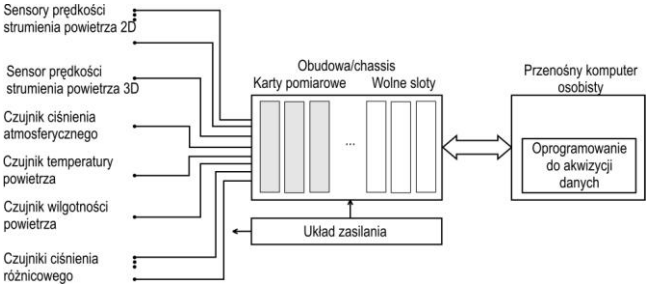
System do pomiaru oddziaływania wiatru na obiekty budowlane, będący przedmiotem niniejszego opracowania, przeznaczony jest do głównie do pomiaru prędkości strumienia powietrza i ciśnienia różnicowego. W odróżnieniu od zaawansowanych systemów pomiarowych stosowanych w tunelach aerodynamicznych, czy na stałe zamontowanych w np. wieżowcach, jest to system mobilny. Głównym zakresem jego zastosowań są pomiary oddziaływania wiatru na rusztowania budowlane. Rusztowanie jest z natury konstrukcją tymczasową. Wymaga od badaczy przeprowadzenia pomiarów w momencie istnienia tej konstrukcji. Dodatkowe problemy generuje środowisko pracy systemu tj. teren budowy charakteryzujący się wysokim zapyleniem, możliwością wystąpienia opadów atmosferycznych, możliwością wystąpienia drgań itp.

1. Mobilny system do pomiaru obciążenia wiatrem

1.1. Wymagania pomiarowe i struktura systemu

Wstępne wymagania w stosunku do systemu do pomiaru obciążenia wiatrem obiektów budowlanych zakładały, że system będzie posiadał niżej wymienioną funkcjonalność:

- pomiar prędkości strumienia powietrza w trzech płaszczyznach w minimum jednym punkcie (tzw. pomiar 3D),
- pomiar prędkości strumienia powietrza w dwóch płaszczyznach w minimum pięciu punktach (tzw. pomiar 2D),
- zakres pomiaru prędkości strumienia powietrza do 60 $m \cdot s^{-1}$,
- pomiar ciśnienia generowanego przez strumień powietrza w minimum 16 punktach (pomiar ciśnienia różnicowego),
- pomiar ciśnienia atmosferycznego powietrza,
- pomiar wilgotności powietrza,
- pomiar temperatury powietrza,
- możliwość obsługi punktów pomiarowych oddalonych od punktu akwizycji danych o 30 metrów,
- szybkość akwizycji danych powinna być równa lub lepsza niż 20 próbek na sekundę w każdym z kanałów,
- oczekiwana niepewność pomiaru (dokładność sensorów) lepsza niż 1%,
- przenośność (mobilność) systemu pozwalająca na wielokrotne, bezpieczne transportowanie centralnej jednostki systemu,
- uwzględnienie konieczności prowadzenia w pomiarów w obiektach budowlanych (odporność na kurz, brak sterylnych warunków użytkowania urządzenia),
- możliwość rozbudowy systemu pod kątem sposobu komunikacji (komunikacja cyfrowa, sygnały prądowe), liczby punktów pomiarowych.



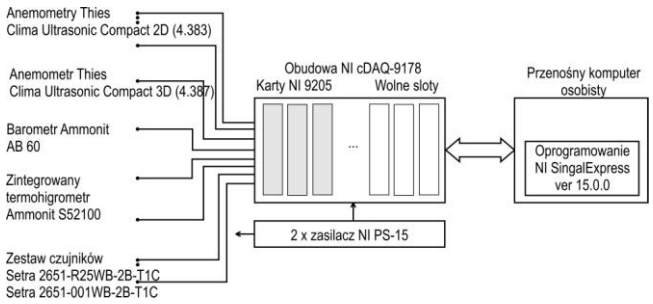
Rys. 3. Sugerowana struktura sytemu pomiarowego

Jednym z możliwych rozwiązań w odniesieniu do prowadzenia pomiarów parametrów strumienia powietrza byłoby zastosowanie gotowych układów stosowanych w systemach meteorologicznych. Takie systemy charakteryzuje wysoka odporność na oddziaływania zewnętrzne połączona z niską szybkością akwizycji danych. Szybkość aktualizacji danych jest także problemem w odniesieniu do pomiaru ciśnienia różnicowego powietrza. W tej grupie sensorów jedynie pojedyncze modele są w stanie aktualizować wyjście z częstotliwością 25 Hz (40 ms) i jednocześnie występować w wykonaniu przemysłowym pozwalającym na wysoką przenośność i prowadzenie pomiarów w obiektach przemysłowych. Kompromis pomiędzy wymaganiami pomiarowymi oraz możliwościami finansowymi zdeterminował prostą konfigurację systemu zaprezentowaną na rys. 3.

1.2. Elementy systemu

Struktura systemu ogólnie przedstawiona na rys. 3 została fizycznie zrealizowana poprzez zastosowanie elementów opisanych na rys. 4.

W kolejnych akapitach scharakteryzowano kluczowe elementy systemu pomiarowego zamieszczone na rys. 4. Pomiar prędkości strumienia powietrza realizowany jest za pomocą ultradźwiękowych anemometrów firmy Thies. W skład systemu wchodzi jeden anemometr 3D i pięć anemometrów 2D.



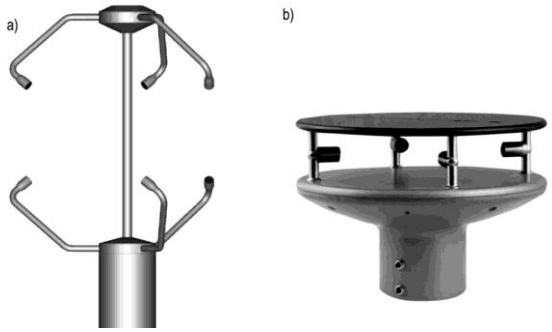
Rys. 4. Elementy systemu do pomiaru obciążenia wiatrem

Anemoemetr Thies Cima Ultrasonic Comapact 3D, seria 4.383 (pomiar prędkości strumienia powietrza w trzech płaszczyznach) (rys. 5a):

- zakres pomiaru prędkości strumienia powietrza 0,01-85 $m \cdot s^{-1}$,
- próg czułości 0,01 $m \cdot s^{-1}$,
- maksymalna rozdzielczość 0,01 $m \cdot s^{-1}$,
- dokładność od ±0,1 m/s (przy prędkościach mniejszych niż 5 $m \cdot s^{-1}$) do 3% (przy prędkościach zbliżonych do 85 $m \cdot s^{-1}$),
- zakres pomiaru kierunku strumienia powietrza 0–360°,
- maksymalna rozdzielczość 0,01°,
- dokładność od ±1° (przy prędkościach zbliżonych do 1 $m \cdot s^{-1}$) do 4% (przy prędkościach zbliżonych do 85 m·s-1),
- częstotliwość aktualizacji wyjść analogowych 7,5–256 ms.

Anemoemetr Thies Cima Ultrasonic Comapact 2D, seria 4.387 (pomiar prędkości strumienia powietrza w dwóch płaszczyznach):

- zakres pomiaru prędkości strumienia powietrza 0,01–75 $m \cdot s^{-1}$,
- próg czułości 0,01 $m \cdot s^{-1}$,
- maksymalna rozdzielczość 0,01 $m \cdot s^{-1}$,
- dokładność od ±0,1 m/s (przy prędkościach mniejszych niż 5 $m \cdot s^{-1}$) do 3% (przy prędkościach zbliżonych do 75 $m \cdot s^{-1}$),
- zakres pomiaru kierunku strumienia powietrza 0–360°,
- maksymalna rozdzielczość 0,1°,
- dokładność od ±2° (przy prędkościach większych niż $m \cdot s^{-1}$),
- częstotliwość aktualizacji wyjść analogowych 10 ms.



Rys. 5. Widok anemometrów do pomiaru strumienia w 3 (a) i 2 (b) płaszczyznach

Barometr Ammonit AB 60 (pomiar ciśnienia atmosferycznego, rys. 6a):

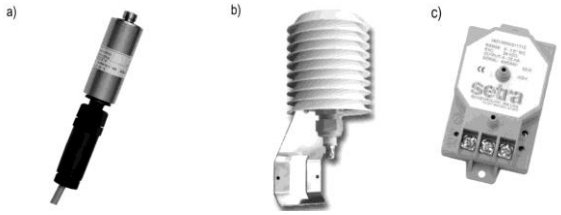
- zakres ciśnienia 800 ÷ 1100 hPa,
- dokładność 1,0%,
- zakres temperatury pracy (-40) ÷ (+85)°C,
- zakres wilgotności pracy 0 ÷ 98 RH.

Termohigrometr Ammonit S52100 (pomiar temperatury i ciśnienia powietrza, rys. 6b):

- pomiar temperatury w zakresie (-30) ÷ (+70)°C,
- dokładność ±0,2°C,
- zakres pomiaru wilgotności 0 ÷ 100 RH,
- dokładność ±2,0%,
- zakres temperatury pracy termohigrometru(-40) ÷ (+80)°C.

Różnicowy dwukierunkowy czujnik ciśnienia gazu (powietrza) Setra 2651-R25WB-2B-T1C oraz Setra 2651-001WB-2B-T1C (rys. 6c):

- pomiar dwukierunkowy;
- zakres ciśnienia ±60 Pa (±0,25 cala słupa wody, czujnik 2651-R25WB-2B-T1C);
- zakres ciśnienia ±250 Pa (±1,00 cal słupa wody, czujnik 2651-001WB-2B-T1C);
- dokładność 1,0%;
- stała czasowa 50 ms (20 Hz);
- ciśnienia maksymalne, nieniszczące 69 kPa (10 PSI);
- wytrzymała obudowa przemysłowa.



Rys. 6. Widok czujników parametrów powierza: (a) barometr, (b) termohigrometr, (c) różnicowy czujnik ciśnienia powietrza

Wyspecyfikowane sensory dostarczają danych do jednostki centralnej odpowiedzialnej za akwizycję danych oraz przesyłanie ich do komputera osobistego. W związku z planowanym rozwojem systemu jako platformę sprzętową zastosowano uniwersalną obudowę pomiarową pozwalającą na montaż ośmiu modułów wejścia/wyjścia. Dwa sloty pomiarowe obudowy NI cDAQ-9178 (NI CompactDAQ 8-Slot USB Chassis) zostały wyposażone w dwie 32-wejściowe karty pomiarowe NI 9205. Czujniki wraz obudową pomiarową zasilane są przez zespół dwóch zasilaczy NI PS-15. Widok systemu akwizycji danych zamieszczono na rys. 7.

Rys. 7. Jednostka centralna systemu akwizycji danych

Karty pomiarowe NI 9205, stanowiące podstawę systemu, charakteryzują się poniższymi parametrami:

- wejścia analogowe: 32 jednobiegunowe lub 16 różnicowych,
- rozdzielczość 16 bitów,
- szybkość próbkowania 250 kS/s,
- programowalne zakresy napięć wejściowych ±200 mV, ±1, ±5 oraz ±10 V,
- w zakresie ±200 mV: czułość 4 μV, dokładność 174 μV,
- w zakresie ±10 V: czułość 96 μV, dokładność 6,23 mV,
- temperatura pracy (-40) ÷ (+70)°C.

Wszystkie elementy (obudowa pomiarowa, karty, zasilacze, złącza) zostały trwale zamontowane w walizie pozwalającej na bezpieczny transport systemu. Zastosowanie trwałej i odpornej na uszkodzenia obudowy wymuszone jest trudnymi warunkami pracy. System dedykowany jest do badania obciążenia wiatrem rusztowań elewacyjnych. Konstrukcje te mają charakter tymczasowy i są najczęściej montowane wtedy, kiedy budynki są w stanie surowym. System pomiarowy jest wtedy umieszczany w przypadkowych lokalizacjach, bardzo często w miejscach o wysokim zapyleniu (rys. 8)

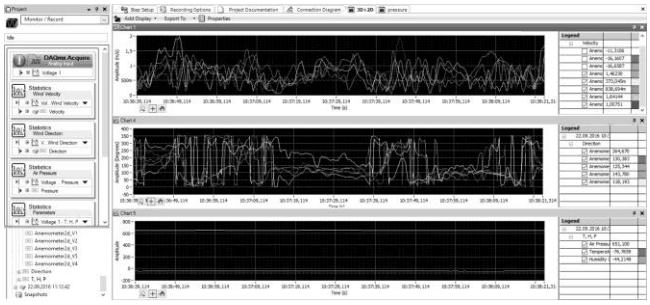
Rys. 8. System pomiarowy w typowych warunkach pracy

1.3. Oprogramowanie

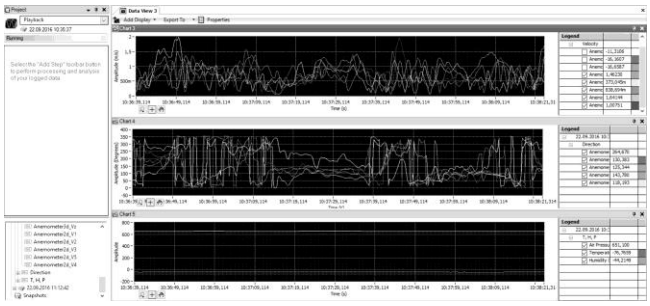
Zastosowana obudowa pomiarowa NI cDAQ-9178 oraz obie 32-wejściowe karty pomiarowe NI 9205 pochodzą od jednego producenta (National Instruments). Producent dystrybuuje karty wraz ze sterownikami sprzętowymi pozwalającymi na przyłączenie, konfigurację oraz zbieranie danych. W związku z brakiem specjalnych wymagań w zakresie zbieranych danych jako platformę programistyczną zastosowano oprogramowania tego samego producenta - National Instruments SignalExpress w wersji 15.0.0.

Środowisko pomiarowe opracowane na bazie SignalExpress pozwala na łatwe prowadzenie podstawowych operacji (uruchamianie rejestracji, zapis plików z danymi, odtwarzanie uprzednio zarejestrowanych danych). Większe możliwości daje występujących komplementarnie interfejs NI Measurement & Automation Explorer, dzięki któremu możliwa jest zmiana częstotliwości próbkowania, zmiana kolejność kanałów, zmiana wzmocnienia kanału, zmiana i dodawanie nowych kart pomiarowych.

Podstawowe okno systemu pomiarowego pozwala na obserwację danych dostępnych w kanałach pomiarowych (rys. 9). W lewej części okna deklarowane są zmienne wyświetlane na przebiegach czasowych. W odniesieniu do pomiaru wartości prędkości strumienia powietrza okno zawiera trzy przebiegi czasowe: wartości prędkości, kierunku strumienia oraz warunków środowiskowych (temperatury, wilgotności i ciśnienia powietrza). Eliminację wyświetlania poszczególnych serii danych prowadzi się za pomocą menu umieszczonego w prawej części panelu.



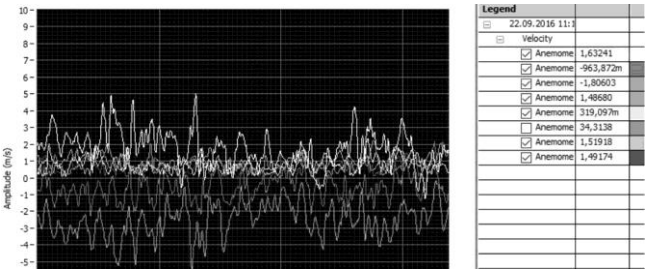
Rys. 9. Rejestracja danych



Rys. 10. Odtwarzanie zarchiwizowanych danych

Do obserwacji zarejestrowanych danych służy interfejs identyczny do wykorzystywanego przy zapisie. Grupa wyników identyfikowana na podstawie daty i czasu zapisu może być wyświetlana na trzech przebiegach czasowych. Podobnie jak przy zapisie, można „wygaszać" niepożądane przebiegi.

W związku z wysokim upakowaniem danych w jednostce czasu istnieje możliwość płynnego powiększania dowolnego z trzech przebiegów czasowych (rys. 11).



Rys. 11. Szczegółowe dane o serii pomiarów

Wyniki prezentowane w czasie zapisu i odczytu danych mają jedynie znaczenie kontrolne. Okna aplikacji pozwalają na obserwację bieżących zmian sygnału. Umożliwiają kontrolę poprawności zapisu danych. Ostatecznie zarejestrowane dane są eksportowane i podlegają obróbce za pomocą oprogramowania zewnętrznego.

2. Wyniki badań pilotażowych

2.1. Charakterystyka badanego obiektu

System został zaprojektowany i uruchomiony w połowie roku 2016. Od tego momentu został przetestowany w kilkudziesięciu lokalizacjach na terenie całej Polski. Na rys. 12 zaprezentowano czteropiętrowy budynek z rusztowaniem fasadowym. Obiekt zlokalizowany jest w Lublinie przy ulicy Melomanów. Pomiary prowadzone były w 26 lipca 2016 w godzinach 11:00–14:00. Białe okręgi z rys. 12 oznaczają miejsca instalacji czujników prędkości strumienia powietrza. Same czujniki zaprezentowano na rys. 13.

Rys. 12. Obiekt z zaznaczonymi punktami montażu czujników

Zastosowane ultradźwiękowe czujniki prędkości strumienia powietrza zapewniają większą czułość i dokładność niż typowe czujniki mechaniczne z turbiną. Poza wykrywaniem prędkości strumienia udostępniana jest informacja o kierunku strumienia niedostępna w prostych czujnikach turbinowych.

Wadą czujników ultradźwiękowych jest ich masa oraz grubość i sztywność kabla przyłączeniowego dostarczanego przez producenta. Masa nie jest przeszkodą przy stacjonarnym stosowaniu czujników (budynki mieszkalne, porty, skocznie narciarskie maszty statków i łodzi). W przypadku, kiedy wymagany jest transport czujników wraz z okablowaniem, zaś w obiektach, które są w budowie nie ma wind i zabezpieczeń schodów, tak nieistotny element jak masa systemu pomiarowego

zaczyna mieć wpływ na czas uruchomienia systemu. Jednocześnie należy pamiętać, że czujniki montowane są na, z natury niebezpiecznych, rusztowaniach.

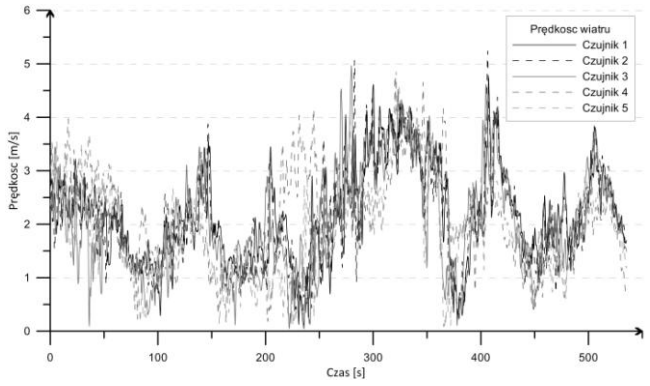
Rys. 13. Czujnik prędkości powietrza 2D zamontowany na badanym obiekcie

Montaż czujników prowadzony był tak, aby czujniki rozmieszczone były na całej długości rusztowania elewacyjnego. Oczekiwano, że czujniki umiejscowione przy ścianach bocznych budynku zarejestrują wartości maksymalne. Czujniki wewnętrze miały dostarczyć danych pozwalających na wyznaczenie izolinii obciążenia rusztowania elewacyjnego wiatrem.

Rys. 14. Grupa czujników zamontowana na rusztowaniu elewacyjnym

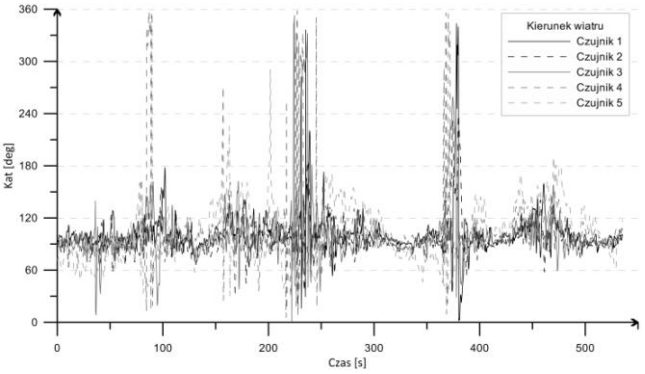
2.2. Wyniki pomiarów

Pomiary prowadzone były w kilku i kilkunastominutowych odcinkach pomiędzy godziną 11:00 a 14:00. W trakcie pomiarów możliwa jest obserwacja wartości bieżących na panelu systemu pomiarowego przedstawionym na rys. 9. Prowizoryczne warunki usytuowania komputera, przypadkowe nasłonecznienie ekranu oraz zapylenie w trakcie prowadzenia pomiarów w obiekcie budowlanym powodują, że proces pomiarowy ograniczony jest do akwizycji danych, zaś ich analiza prowadzona jest po zejściu z obiektu.



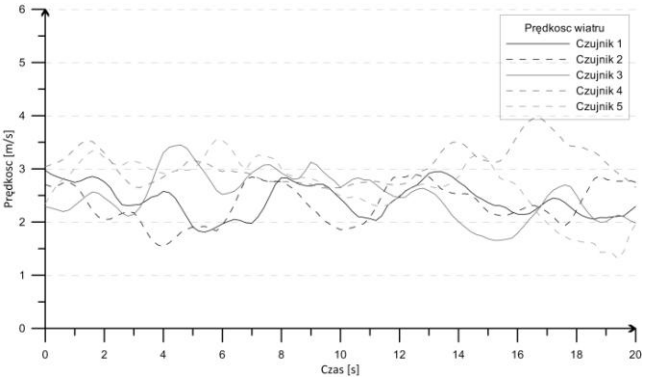
Rys. 15. Wyniki pomiarów prędkości wiatru dla grupy czujników

Na rysunkach 15 i 16 zamieszczono grupowe zestawienia danych dla wszystkich czujników. Okres prowadzenia pomiarów wynosił 9 minut. Wykonywano 5 pomiarów na sekundę w każdym z kanałów. System testowany był do pracy z typową prędkością 25 pomiarów na sekundę na kanał. Zbiorcze zestawienia wyników prędkości wiatru oraz kierunku wiatru w funkcji czasu dla długich okresów rejestracji są nieczytelne. Można za ich pomocą obliczać wartości średnie za dowolnie wybrany okres (np. 10 min zgodny z Eurokod) oraz wykrywać szczytowe wartości prędkości i kąta. W rejestrowanym okresie wartość średnia prędkości powietrza we wszystkich kanałach wyniosła 2,07 $m \cdot s^{-1}$ przy rozrzucie w kanałach ±0,17 $m \cdot s^{-1}$. Podobnie wartość średnia kąta (kierunku) strumienia powietrza liczona w odniesieniu do północy geograficznej wynosiła 101,0° przy rozrzucie wartości średniej pomiędzy kanałami ±6,0°. Charakterystycznym zarejestrowanym efektem są gwałtowne zmiany kierunku wiatru połączone z jego niską prędkością (zmiany kierunku w zakresie 0–360°, kiedy prędkość ma niską wartość). Takie efekty wystąpiły tutaj około 90, 160, 220 i 380 sekundy.

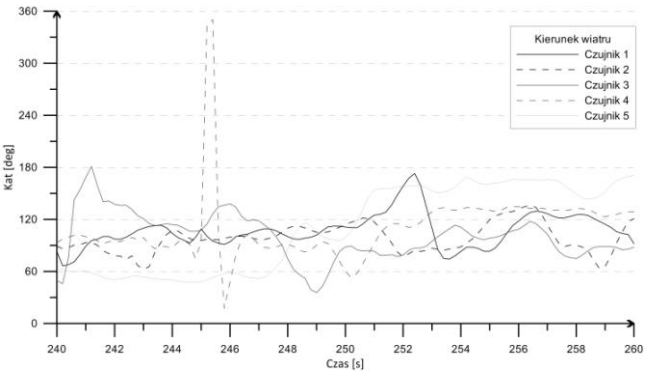


Rys. 16. Wyniki pomiarów kierunku wiatru dla grupy czujników

W przypadku wykrycia specyficznego zachowania obiektu lub obciążenia wiatrem możliwa jest bardziej szczegółowa analiza. Jej progiem jest częstotliwość próbkowania kanału. Na rysunkach 17 i 18 przedstawiono „powiększony" 20 sekundowy fragment przebiegów czasowych prędkości i kierunku strumienia wiatru.

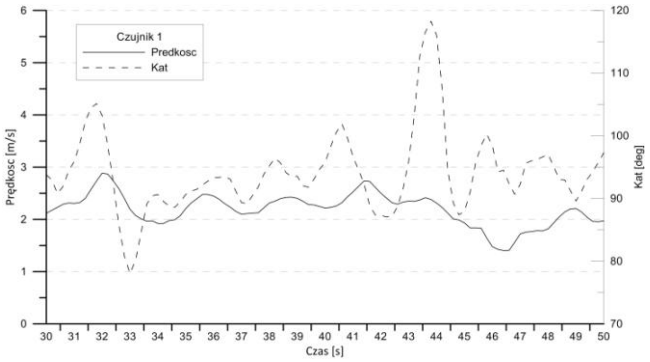


Rys. 17. Prędkość wiatru w funkcji czasu dla odcinka o długości 20 sekund



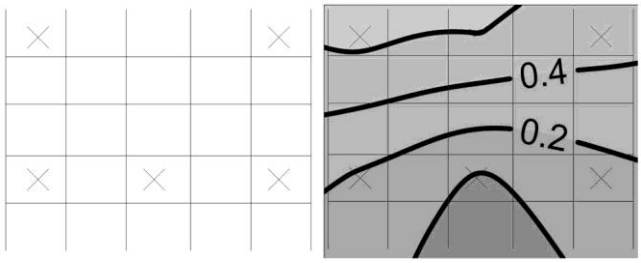
Rys. 18. Kierunek wiatru w funkcji czasu dla odcinka o długości 20 sekund

Analizę danych można prowadzić pod kątem zachowania kierunku i strumienia wiatru w pojedynczych punktach pomiarowych (rys. 19). Dzięki porównaniu danych z czujników zlokalizowanych na krawędziach i wewnątrz rusztowania będzie można wnioskować o charakterze obciążeń wiatrem. Wyniki pomiarów kierunku wiatru charakteryzujące się dużą zmiennością kierunku potwierdzają hipotezy o burzliwości przepływu w otoczeniu budynków.



Rys. 19. Zestawienie prędkości i kierunku wiatru dla pojedynczego czujnika

Zarejestrowane wartości prędkości wiatru pozwalają sporządzić izotachy (izolinie prędkości wiatru) pozwalające na obserwację obciążenia wiatrem całych powierzchni (rys. 20).



Rys. 20. Przykładowe izolinie prędkości strumienia wiatru na elewacji budynku (na podstawie pomiarów prędkości wiatru w wybranej chwili i wybranych punktach rusztowania

3. Podsumowanie

Podstawową metodą wyznaczania obciążenia wiatrem budynków i budowli oraz ich części są normy. W zależności od sposobu szacowania parametrów obiektu i jego otoczenia można uzyskać zróżnicowane wyniki. Z tego powodu do projektowania i weryfikowania obciążenia wiatrem wykorzystuje się metody numeryczne CFD (Computational Fluid Mechanics). Inną opcją weryfikacji obciążenia jest sporządzenie modelu i badanie w tunelu aerodynamicznym. Praktyczna weryfikacja projektów przeprowadzana jest badaniem rzeczywistych obiektów (*in situ*).

Przedstawiony w niniejszej pracy system do pomiarów obciążenia wiatrem rusztowań elewacyjnych pozwala na:

- pomiar strumienia powietrza w 3 płaszczyznach (1 punkt),
- pomiar strumienia w 2 płaszczyznach w (5 punktów),
- pomiar ciśnienia różnicowego w 16 punktach,
- pomiar ciśnienia, wilgotności i temperatury powietrza.

Za jego pomocą prowadzono pomiary obciążenia wiatrem rusztowań elewacyjnych w okresie lipiec-wrzesień 2016. Rejestrowane dane mają postać przedstawioną w rozdziale 2. System sprawdził się w mobilnych pomiarach wielopunktowych prędkości i kierunku wiatru.

Aktualne plany rozwojowe to:

- przetestowanie systemu zbierania danych z różnicowych czujników ciśnienia na obiekcie rzeczywistym,
- rozbudowa liczby różnicowych czujników ciśnienia,
- opracowanie oryginalnej, elastycznej aplikacji pomiarowej w środowisku LabVIEW (National Instruments).

Literatura

[1] Al-Quraan A., Stathopoulos T., Pillay P.: Comparison of wind tunnel and on site measurements for urban wind energy estimation of potential yield. Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics, vol. 158, 2016, 1–10.
[2] Bartko M., Molleti S., Baskaran A.: In situ measurements of wind pressures on low slope membrane roofs. Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics, vol. 153, 2016, 78–91.
[3] Blocken B.: Computational Fluid Dynamics for urban physics: Importance, scales, possibilities, limitations and ten tips and tricks towards accurate and reliable simulations. Building and Environment, vol. 91, 2015, 219–245.
[4] Churin P., Pomelov V., Poddaeva O.: The Research of Wind Loads on Buildings and Structures with Increased Level of Responsibility. Procedia Engineering, vol. 153, 2016, 550–555.
[5] Dalgliesh. W.A., Cooper K.R., Templin J.T.: Comparison of model and full scale accelerations of a high-rise building. Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics, vol. 13/1983, 217–228.
[6] Dalgliesh. W.A.: Comparison of model/full scale wind pressures on a high-rise building. Journal of Industrial Aerodynamics, vol. 1/1975, 55–66.
[7] Dziwiński M.: Obciążenia wiatrem rusztowań budowlanych. Materiały Budowlane. 12/2012, 52.
[8] Gholamalizadeh E., Kim M-H.: CFD (computational fluid dynamics) analysis of a solar-chimney power plant with inclined collector roof. Energy, vol. 10, 2016, 661–667.
[9] Gong B., Wang Z., Li Z., Zhang J., Fu X.: Field measurements of boundary layer wind characteristics and wind loads of a parabolic trough solar collector. Solar Energy, vol. 86, 6/2012, 1880–1898.
[10] Jamińska P.: Praca statyczna rusztowania pod działaniem rzeczywistego oraz normowego obciążenia wiatrem. Budownictwo i Architektura 13(2)/2014, 341–348.
[11] Kasperski M., Hoxey R.: Extreme-value analysis for observed peak pressures on the Silsoe cube. Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics, vol. 96, 6–7/2008, 994–1002.
[12] Li Q., Maeda T., Kamada Y., Murata J., Kawabata T., Shimizu K., Ogasawara T., Nakai A., Kasuya T.: Wind tunnel and numerical study of a straight-bladed vertical axis wind turbine in three-dimensional analysis (Part I: For predicting aerodynamic loads and performance. Energy vol 106, 2016, 443–452.
[13] Lipecki T.: Struktura wiatru i badania modelowe obciążenia wiatrem budowli prostopadłościennych. Politechnika Lubelska, Lublin 2015.
[14] Mora-Pérez M., Guillén-Guillamón I., Amparo López-Jiménez P.: Computational analysis of wind interactions for comparing different buildings sites in terms of natural ventilation. Advances in Engineering Software, vol. 88, 2015, 73–82.
[15] Mousaad Aly A.: On the evaluation of wind loads on solar panels: The scale issue. Solar Energy vol. 135, 2016, 423–434.
[16] Richards P., Norris S.: LES modelling of unsteady flow around the Silsoe cube. Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics, vol. 144, 2015, 70–78.
[17] Richards P.J., Hoxey R.P., Connell B.D., Lander D.P.: Wind-tunnel modelling of the Silsoe Cube. Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics, vol. 95, 9–11/2007, 1384–1399.
[18] Richardsa P.J., Hoxey R.P.: Wind loads on the roof of a 6m cube. Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics, vol. 96/2008, 984–993.
[19] Richardson G.M., Hoxey R.P., Robertson A.P., Short J.L.: The Silsoe Structures Building: Comparisons of pressures measured at full scale and in two wind tunnels. Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics, vol. 72, 1997, 187–197.
[20] Richardson G.M., Surry D.: The Silsoe structures building: Comparison between full-scale and wind-tunnel data. Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics, vol. 51, 2/1994, 157–176.
[21] Smith D.J., Masters F.J., Chowdhury A.G.: Investigating a wind tunnel method for determining wind-induced loads on roofing tiles. Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics vol. 155, 2016, 47–59.
[22] Yan B., Li Q.S.: Wind tunnel study of interference effects between twin super-tall buildings with aerodynamic modifications. Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics, vol. 156, 2016, 129–145.
[23] Yi J, Li Q.S.: Wind tunnel and full-scale study of wind effects on a super-tall building. Journal of Fluids and Structures, vol. 58, 2015, 236–253.
[24] Yi J., Zhang J.W., Li Q.S.: Dynamic characteristics and wind-induced responses of a super-tall building during typhoons. Journal of Wind Enginnering and Industrial Aerodynamics, vol. 121/2013, 116–130.
[25] Żurański J.A., Gaczek M.: Obciążenie wiatrem budynków w ujęciu normy PN-EN 1991-1-4:2008. Inżynieria i Budownictwo 9/2010, 494–501.
[26] PN-EN 1991-1-4:2008: Eurokod 1. Oddziaływania na konstrukcje. Część 1-4: Oddziaływania ogólne. Oddziaływania wiatru. Polski Komitet Normalizacyjny, Warszawa 2008.

Dr inż. Andrzej Sumorek
e-mail: a.sumorek@pollub.pl

Absolwent Wydziału Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Lubelskiej. Tam w 1999 roku uzyskał tytuł doktora nauk technicznych i pracował do 2014 roku. Aktualnie adiunkt w Katedrze Mechaniki Budowli Politechniki Lubelskiej i kierownik Centralnego Laboratorium Budownictwa.
Kierunki prac badawczych i zainteresowań: zastosowanie technologii wykorzystujących pole elektromagnetyczne w urządzeniach przemysłowych, programowanie w środowisku graficznym (LV).

otrzymano/received: 26.09.2016 *przyjęto do druku/accepted: 30.11.2016*

DOI: 10.5604/01.3001.0009.5188

CHARAKTERYSTYKA WYBRANYCH TECHNIK UKRYWANIA OBRAZU

Agnieszka Świerkosz
AGH w Krakowie, Katedra Automatyki i Inżynierii Biomedycznej

Streszczenie. *Zważywszy, że różne techniki utajniania obrazów są znane od dawna, lecz nie znalazły szerszego zastosowania, być może ze względu na ich mankamenty, w tej publikacji zostaną opisane niektóre rodzaje technik sekretnego podziału obrazów, które już są. Autor ma na celu przeglądnięcie tych technik i ich podsumowanie.*

Słowa kluczowe: kodowanie obrazu, rekonstrukcja obrazu, ochrona danych, autentykacja

CHARACTERISTIC OF SELECTED IMAGE HIDING TECHNIQUES

Abstract. *Considering that different techniques of hiding images are known for a long time, but have not found wider application, perhaps because of their shortcomings. In this publication are described some types of techniques secret sharing images that are already in use. The author aims to review these techniques and summarizes their features.*

Keywords: image coding, image reconstruction, data privacy, authentication

Wstęp

Z techniką utajniania informacji ludzkość ma do czynienia od bardzo dawna. Niekiedy zachodzi potrzeba przekazania informacji tak, aby osoby niepowołane nie miały dostępu do ich treści. Uwagę należy zwrócić na to, iż utajnianiu nie podlegają tylko informacje zawierające treści pisane ale również obrazy. Taki stan rzeczy mógłby być nieoceniony np. w medycynie, wojsku, astrofizyce etc.

W tej publikacji zostaną scharakteryzowane mechanizmy sekretnego podziału obrazów, a także przybliżone i porównane cztery techniki progowego ich podziału. Na początku wyjaśniona jest charakterystyka progowego podziału obrazu. W drugiej części artykułu został przedstawiony przykład sekretnego podziału obrazu z odwracalną steganografią. Natomiast trzeci rozdział poświęcony jest utajnianiu obrazu ze zdolnością wstępnego przeglądnięcia. W czwartym został opisany sekretny podział i sposób ukrywania z autentykacją. Rozdział piąty poświęcony jest czwartemu schematowi progowego podziału obrazu, z losowym podziałem. Przedostatnia część dotyczy zastosowania tych technik w medycynie. Ostatni rozdział stanowi podsumowanie całej pracy.

1. Charakterystyka (*t*, *n*)-progowego podziału obrazu

Sekretnemu podziałowi (ang. *Secret Sharing* – SS) obrazów [5, 32, 34] towarzyszy potrzeba zastosowania odpowiedniego klucza, dzięki któremu obraz zostaje utajniony i podzielony na kilka nieczytelnych części. W taki sposób każdy uczestnik otrzymuje jedną z *n* części zaszyfrowanego obrazu. Oryginalnego obrazu nie może odtworzyć jedna osoba posiadająca jeden element sekretu. Aby odtworzyć jego oryginał, każdy uczestniczy przy jego rekonstrukcji stosując się do metody odzyskiwania informacji przy pomocy tajnego klucza. Przy odzyskiwaniu sekretnego obrazu potrzebnych jest określonych *t* uczestników będących w posiadaniu *t*-części z wszystkich możliwych *n*. W takim przypadku $t \leq n$. Metoda ta jest zalecana jako jedno z zabezpieczeń przed złośliwymi intruzami [36].

Wynalezieniu (*t, n*) – progowej koncepcji Noara i Shamira [9] towarzyszyło wynalezienie techniki sekretnego podziału obrazu znane jako wizualny podział obrazu (ang. *Visual Secret Sharing* – VSS) [5], które posiadają następujące cechy [9]:

- każdych *t* z *n* upoważnionych uczestników może współdziałać aby odtworzyć sekretne dane,
- żaden z *t* - 1 uczestników eksperymentu nie wie nic o sekretnym obrazie,
- kamuflaż nie może zdradzać utajnionego obrazu,
- jakość cząstkowych obrazów musi być dobra,
- ujawniony obraz musi być wolny od zniekształceń.

2. Sekretny podział obrazu z odwracalną steganografią

Wobec rozpowszechnienia cyfryzacji, audio wizualizacji i transmisji danych niezbędne są techniki utajniania informacji. Z pomocą przychodzi sekretny podział obrazów z odwracalną steganografią. Metoda ta jest użyteczna, gdyż maskuje ukryty obraz tworząc nieczytelny tzw. stegoobraz. Wizualnie nie można dostrzec sekretnego obrazu, gdyż jest on schowany pod inny. Ważna jest również jakość utajnionych danych. Po zakodowaniu obraz ujawniony musi być czytelny i jednoznaczny. W przypadku obrazów artystycznych i medycznych nietolerowane jest nawet nieznaczne zniekształcenie treści. Poniżej zostanie opisana koncepcja Shamira (*t*, *n*) progowego podziału [9, 34]. Mając podzielny sekret s, użytkownik wyznacza pierwszą wartość *m* i wytwarza wielomian (*t* - 1)-stopnia:

$$F(x) = (s + a_1 x + \ldots + a_{t-1} x^{t-1}) \bmod m \tag{1}$$

gdzie składowe a_1, a_2, a_{t-1}, są przypadkowo określone z liczb całkowitych przedziału [0, *m*-1]. Użytkownik oblicza składowe sekretu:

$$y_1 = F(1), y_2 = F(2), \ldots, y_n = F(n) \tag{2}$$

i rozdziela składowe y_i wtajemniczonym uczestnikom. Właściwie obraz zostaje nieczytelny dla każdego posiadacza. Żaden z nich nie może zrekonstruować ukrytego obrazu, nawet używając wielomianu Lagrange'a. Nieczytelny obraz zachowuje dobrą jakość jeśli liczba uczestników jest większa lub równa *t*. Posiadający składowe sekretu mogą współdziałać rekonstruując $F(x)$ [9].

Mając podzielony sekretny obraz *S*, można utajnić i utworzyć *n* stegoobrazów (steganografię). Posiadając dowolne *t* z *n* stegoobrazów, wtajemniczeni uczestnicy eksperymentu mogą otrzymać wolny od zniekształceń sekret *S* .

2.1. Odwracalna procedura (*t*, *n*) podziału

Na wstępie, można wybrać pierwszy numer *m* i wyznaczyć unikalny klucz K_i dla każdego posiadacza jednego elementu tajemnicy, gdzie *i* = 1, 2, …, *n*. Aby podzielić sekretny obraz *S*, użytkownik zmienia *S* w *m* system znaków. Na przykład można przyjąć, że wybrane *m* wynosi 7. Jeśli dwa odpowiednie piksele *S* są równe 83 i 110, wtedy przemienione cyfry wynoszą $(1,4,6)_7$ oraz $(2,1,5)_7$.

Zamiast osadzać jeden sekretny piksel w wielomianie *F(x)*, można osadzić (*t* - 1) sekretne liczby w *F(x)*. Ta odwracalna procedura składa się z podpunktów 2.2. i 2.3.

2.2. Faza tworzenia nieczytelnych obrazów

Przyjmijmy, że podzielone (t - 1) liczby S są odpowiednie s_1, s_2, …, s_{t-1}. Przypuśćmy, iż O jest szarą skalą pokrytego obrazu z H × W pikselami, a p jest pikselem z O. Celem procesu podziału inwersji jest nie tylko odzyskanie sekretnych liczb s_1, s_2, …, s_{t-1}, , ale również zachowanie jakości p. Aby to osiągnąć trzeba obliczyć wartość d jako:

$$d = p \bmod m \tag{3}$$

Mając d i s_1, s_2, …, s_{t-1}, odwrócony wielomian $F(x)$ można sformułować jako:

$$F(x) = s_1 + s_2 x^1 + ... + s_{t-1} x^{t-2} + dx^{t-1} \bmod m \tag{4}$$

Można przez to wytworzyć n nieczytelnych obrazów y_i wypełnionych sekretnym kluczem K_i w $F(x)$.

$$y_i = F(K_i),\ y_2 = F(K_2),\ y_n = F(K_n) \tag{5}$$

Dla przykładu, w (3, 3)-progowym systemie, można podzielić dwie liczby (s_1, s_2) = $(1,4)_7$ z S w przykryty pikselami, którego wartość wynosi 157. Wartość d może być obliczona jako $d = 3 = 157 \bmod 7$. W ten sposób $F(x)$ może być sformułowana jako

$$F(x) = s_1 + s_2 x^1 + dx^2 \bmod m = 1 + 4x^1 + 3x^2 \bmod 7 \tag{6}$$

2.3. Faza ukrywania

Aby osiągnąć cel steganografii, większość cieni bazuje na zamianie bitów [2, 9, 24, 33], które polegają na przekręceniu oryginalnego obrazu. Wiele metod jest niezdolnych do rekonstrukcji stegoobrazów do sekretnego obrazu.

Nowy schemat posiada różnice wartości d (równanie 4), które mogą być użyte do odzyskania oryginalnego przykrytego pikselami obrazu, dzięki czemu możemy otrzymać wartość p. Uzyskując wartości p z utajnionych pikseli, trzeba dodać wartość p i ukryć dane y_i jako formę utajnienia pikseli:

$$Q = \lfloor p / m \rfloor \times m \tag{7}$$

$$\mathrm{p_i} = \mathrm{Q} + \mathrm{y_i} \tag{8}$$

gdzie Q jest skwantyzowaną wartością p, i p_i reprezentuje i-ty utajniony piksel. Można zobaczyć, że skwantyzowana wartość piksela p oryginalnego ukrytego sekretu jest taka sama co utajnionego piksela p_i. Przez powtarzanie faz pochodzenia cieni i utajnienia można ujawniać i maskować całe części sekretu w pokryty pikselami, w porządku do otrzymania stegoobrazu O_i. Wtedy można rozdzielić znaczące stegoobrazy O_i i klucz K_i wtajemniczonym uczestnikom eksperymentu.

2.4. Procedura odzyskiwania sekretnego obrazu

Mając t z n stegoobrazów O_j' i klucz K_j od wtajemniczonych uczestników, sekretny obraz S i wolny od zniekształceń ukryty obraz O może być zrekonstruowany. Na początku trzeba zauważyć, że p_j' odpowiada pikselowej wartości O_j'. Aby uzyskać sekret cyfrowy i oryginalne piksele p, upoważnieni uczestnicy muszą wyprowadzić wielomian $F(x)$ od p_j'. W ten sposób mogą użytkować operacje modułową aby otrzymać cienie y_j' przez obliczenie:

$$y_j' = p_j' \bmod m \tag{9}$$

Z cieniami y_j' i sekretnym kluczem K_j, wielomian $F(x)$ może być zrekonstruowany przez formułę interpolacji Lagrange'a w równaniu (4).

Upoważnieni uczestnicy eksperymentu przez wyciągnięcie (t - 1) składowych $F(x)$ mogą otrzymać sekretne liczby liczb s_1, s_2, …, s_{t-1}. Mogą uzyskać różne wartości d z ostatnich składowych $F(x)$. Do odbudowy oryginalnych ukrytych pikseli p, uczestnicy muszą obliczyć ilościową wartość Q jako:

$$Q = \lfloor p' / m \rfloor \times m \tag{10}$$

Zgodnie z tym ukryte piksele p mogą być odbudowane jako

$$p = Q + d. \tag{11}$$

Powtarzając powyższy proces, upoważnieni uczestnicy eksperymentu mogą przywrócić ukryty obraz O bez zniekształceń i wyciągnąć sekretne liczby. W końcu następuje możliwość odsłonięcia sekretnego obrazu S przez transformatę wszystkich sekretnych liczb do dziesiętnej reprezentacji.

3. Sekretny podział obrazu ze zdolnością wstępnego przeglądnięcia

W pracy [12] została przedstawiona nowa metoda sekretnego podziału ze zdolnością do wcześniejszego podglądu sekretu. Niektóre (t, n) –obrazy podczas progowego podziału mogą być podzielone na n nieczytelnych o rozmiarach t-krotnie mniejszych od tego oryginalnego, sekretnego. Małe rozmiary tych obrazów powodują, że sposób ten jest odpowiedni do szybkiej transmisji w sieci multimedialnych systemów, gdzie każda składowa sekretu jest rozdzielona, gromadzona i wiązana. Jednak każda część obrazu jest trudna do zidentyfikowania i zarządzania nią [12]. Zgodnie z tym, można nazwać przyjacielskim schemat ze składowymi pokazanymi jako skurczona wersja sekretnego obrazu, ale również proponowana lokalizacja do zarządzania problemami, takimi jak portrety składowych obrazów. Ten schemat nie jest jednak ściśle mówiąc schematem sekretnego podziału. W związku z tym zostanie przedstawiony nowy sposób sprawdzający ważności składowych obrazu.

Każdy (t, n)-progowy schemat sekretnego podziału obrazu [12, 30], gdzie $t \le n$, podzielony na n składowych nieczytelnych w sposób wymagający przynajmniej t części sekretu może odtworzyć obraz. Można osadzić sekretne piksele jako mnożniki wielomianu (t - 1)-stopnia, aby zakodować sekretny obraz w składowe o rozmiarze 1/t oryginalnego sekretnego obrazu. Tylko t odgałęzień potrzeba do transmisji ich własnych cieni do odbiorcy, aby zrekonstruować i całkowicie przesłać oryginalny, sekretny obraz. Progowa własność polega na tym, iż zaniedbanie (n – t) części składowych podczas transmisji nie będzie zakłócało fazy rekonstrukcji tak, że sekretny obraz będzie perfekcyjnie odbudowany przy użyciu t części [12].

Dla rekonstrukcji w przyjacielskim schemacie, odbiorca może poznać czy ten powszechnie przyjęty składowy obraz jest poprawny lub nie przez skurczoną wersję cienia. Jakkolwiek, portret na cieniu obrazu przepuszcza sekretną informację przed rekonstrukcją i dlatego w/w schemat nie jest w rzeczywistości sekretnym podziałem obrazu. Chociaż schematy te [12, 30, 35] są sekretnymi podziałami, odbiorca może wykonać szereg bezużytecznych obliczeń wielomianu Lagrange'a i wreszcie finalnie uznać uzyskany cień za błędny.

Można się zastanawiać nad tym jak zatrzymać nieczytelne obrazy i jednocześnie nie spędzać za dużo czasu na obliczeniach dla sprawdzenia ważności składowych obrazów. Można to uzyskać łącząc dwie sekretne strategie podziału: bazujący na wielomianie sekretny podział i wizualny sekretny podział (VSS) [12, 13, 17, 18, 27, 29, 33, 34]. Unikalną korzyścią płynącą ze schematu VSS jest łatwe odkodowanie wizualnych znaków. Przysposabiając te własności techniki wizualnego, sekretnego podziału w bazujący schemat wielomianu, można z sukcesem otrzymać wcześniejszy podgląd. Odbiorca może łatwo sprawdzić część składową bezpośrednio nie dokonując obliczeń. Po sprawdzeniu przez wcześniejsze podglądnięcie, może użyć obliczeń interpolacji Lagrange'a do odzyskania sekretnego obrazu. W takim razie nowy schemat może zachować obliczenia dla otrzymania poprawności nieczytelnych obrazów w chwili gdy porównuje się schematy. Zakłócone obrazy zachowują cechy schematów sekretnego podziału [12, 30].

3.1. Sekretny podział obrazu bazujący na wielomianie

(t, n)-progowy schemat [12, 30] tworzący n zakłóconych obrazów przy podzieleniu sekretnego obrazu na τ niezachodzących na siebie t– pikselowych bloków, w którym każdy z nich przedstawia równoważny nieczytelny obraz jak poniżej:

$$S_j(x) = (P_{jt} + P_{jt+1} x + P_{jt+2} x + ... + P_{jt+t-1} x^{t-1}) \bmod 251 \tag{12}$$

gdzie $S_j(x)$ przedstawia nieczytelny obraz pikseli łączących się z j-tym blokiem i r-tym nieczytelnym obrazem, dla $0 \le j \le \tau$-1 i $1 \le x \le n$. Wartość $S_j(x)$ powstaje w wyniku użycia oryginalnego piksela wartości $P_{jt}+P_{jt+1}+...+P_{jt+t-1}$ włącznie w j-tym bloku. Główny numer 251 wybiera się z własności takiej, że $S_j(x)$ jest ograniczony pomiędzy 0 a 250 i odpowiednio reprezentuje umowny 8-bit szarej skali obrazu. Osadzanie t pikseli za każdym razem, powoduje, że rozmiar nieczytelnego obrazu jest równy $1/t$ sekretnego obrazu. Aby odwrócić kodowanie, wielomian (12) może być zrekonstruowany przez interpolację Lagrange'a i w ten sposób bloki mogą być niezawodnie odzyskane. Powtarzając tę procedurę dla każdych składowych pikseli można odbudować sekretny obraz [12].

3.2. Wizualny podział sekretu (VSS)

Dla (t, n)-progowego wizualnego podziału sekretu, sekretny obraz jest kodowany na n nieczytelnych obrazów przez rozszerzenie każdego piksela (nazwanego jako piksel-ekspansywny) na m podpikseli. Jeżeli t uczestników posiadających nieczytelne obrazy może wizualnie odszyfrować sekretny obraz, to t - 1 mniej składowych nie ukaże żadnej informacji [12].

Obraz sekretny jest kodowany w n nieczytelnych obrazach (cieniach) poprzez podział (ekspansję) każdego z jego pikseli na m podpikseli. Pierwsze schematy wizualnego podziału sekretu były przeznaczone do utajniania czarnobiałych obrazów w postaci obrazów nieczytelnych. W pracy [30] autorzy użyli bieli do uwydatnienia czerni, gdzie np.:

$$''m-h''B''W \text{ (odpowiednio } ''m-l''B''l''W) \quad (13)$$

reprezentuje biel (odpowiednio czerń), przy czym $h > l$. Bardziej złożone schematy wizualnego podziału sekretu umożliwiają zakodowanie sekretnego obrazu w skali szarości lub barwnego, wyznaczenie minimalnej wartości m, oraz zachowanie proporcji w stosunku niezmiennym. Czarno-białe (t, n)-schematy progowego, wizualnego podziału obrazów mogą być wyznaczone przez dwie bazowe macierze B_1 i B_0 o rozmiarach $n \times m$ z elementami „1" i „0"oznaczającymi odpowiednio czarne i białe podpiksele. Przy podziale czarnego sekretnego piksela, wybiera się przypadkowo jeden wiersz macierzy C_1 włączając całą macierz otrzymaną poprzez przestawienie kolumn w B_1 (odpowiednio B_0) do związanych nieczytelnych obrazów. Można oznaczyć $OR(B_i|r)$, i = 0, 1, jako wypadkowy wektor z r wierszami w B_i, a H(·) może być wagą Hamminga wektora. Wówczas macierze bazowe (t, n)-wizualnego schematu podziału sekretu spełniają następujące warunki kontrastu i bezpieczeństwa [14]:

$$H(OR(B_0|r)) \ge (m-l), \quad (14)$$

$$H(OR(B_1|r)) \le (m-h) \quad (15)$$

dla $r \ge t$, gdzie $0 \le l \le h \le m$;

$$H(OR(B_1|r)) = H(OR(B_0|r))| \quad (16)$$

dla $r \le (t-1)$.

Przykładowy schemat [12] został opisany poniżej.

Oczywiste jest to, że kiedy podpiksel jest ułożony w stertę przez biały podpiksel, jego intensywność jest niezmienna. Podczas gdy sterta zawiera dwa szare podpiksele otrzymujemy jeszcze jeden szary kolor. Jeśli zamieniamy szary piksel zamiast czarnego podpiksela w nieczytelnym obrazie schematu wizualnego podziału sekretu, można użyć bieli w każdych m podpikselach aby uwydatnić czarny kolor z białego koloru. W tym czasie szary podpiksel może być użyty do reprezentacji $S_j(r)$ w (12). Dla rekonstrukcji, sekretny obraz może być wizualnie podglądnięty przez prostą stertę cieni jak w schemacie wizualnego podziału sekretu. Następnie, sekretny obraz może być perfekcyjnie zrekonstruowany z wartości $S_j(r)$ używając wielomianu Lagrange'a. Formalne procedury kodowania i dekodowania zostały opisane poniżej [12] z zastosowaniem następujących oznaczeń:

I – sekretny obraz z określonym rozmiarem.

$E(\cdot)$ – schemat (t, n) sekretnego podziału obrazu.

S_i – wydobycie nieczytelnych obrazów z E(I), i = 1, …, n, gdzie rozmiar wynosi (|I |/t).

I' – zmieniony rozmiar i barwa I na binarny obraz w rozmiarze (| I |/(t×w)), gdzie w jest tłumieniem wagi w bazie macierzy.

$V(\cdot)$ – czarny i biały (t, n) schemat wizualnego podziału sekretu w pikselowej ekspansji m.

O_i – czarny i biały cień z V(I'), i = 1, …, n, gdzie rozmiar wynosi (|I|×m/(t×w)).

O_i' – szary i biały cień tego schematu, i = 1, …, n, gdzie rozmiar wynosi (|I|×m/(t×w)).

$T(\cdot,\cdot)$ – operacja zamiany miejsc pikseli. Przekształcenie cieni O_i na O_i', gdzie, $T(O_i, S_i) = O_i'$, gdzie czarny piksel O_i jest zastąpiony przez piksel S_i piksel po pikselu. Przy czym uporządkowane numery czarnych pikseli w O_i są (|I|/t) są takiego samego rozmiaru jak S_i.

3.3. Procedura kodowania

1) Szyfrowanie sekretu przez E(I) = S_i, i = 1, …, n.
2) Otrzymanie I'z I.
3) Zastosowanie V(I') = O_i, i = 1, …, n.
4) Generowanie O_i' używając $T(O_i, S_i) = O_i'$, i = 1, …, n

3.4. Procedura odkodowania

Składa się z dwóch faz. Pierwsza, wstępnego przeglądnięcia, to podpunkty 1) i 2). Druga to całkowita rekonstrukcja składa się z procedur 3) i 4).

1) Sterta t cieni $O_{i_1}', \ldots, O_{i_t}'$, do wizualnego wstępnego przeglądnięcia binarnego sekretu I'.
2) Identyfikacja i weryfikacja obrazu I' przez ludzki wzrok.
3) Otrzymanie ($S_{i_1}', \ldots, S_{i_t}'$) z ($O_{i_1}', \ldots, O_{i_t}'$).
4) Używanie wielomianu Lagrange'a do rekonstrukcji I z ($S_{i_1}', \ldots, S_{i_t}'$).

4. Sekretny podział obrazu i ukrywanie z autentykacją

Lin-Tsai, Yang i Chang proponują sekretny podział obrazu i ukrywanie schematu z autentykacją [28]. Sekretny obraz jest dzielony i ukrywany pod stegoobrazy w sposób taki, aby transmisja była bezpieczna. Niestety istnieje wada tej techniki, polegająca na tym, że każdy stegoobraz musi być zredukowany wielokrotnie, w stosunku do sekretnego obrazu. Jako przykład zostanie przytoczony (t, n)-progowy schemat z obrazem zredukowanym do 3,5/t-krotności sekretnego obrazu z jakością obrazu lepszą niż po przedni schemat [28].

W tej pracy będzie zaprezentowany schemat z mniejszym rozmiarem stegoobrazu. Dwa cienie pikseli zostają osadzone w siedmiopikselowym bloku przykrywającym obraz. W ten sposób, ekspansja rozmiaru pokrywającego obrazu jest redukowana 3,5-krotnie.W rezultacie proponowany schemat może osiągać lepszą wizualną jakość. W dodatku integracja stegoobrazu może być sprawdzana efektywnie [28].

Poniżej został opisany przykładowy schemat [28], który zawiera dwie czynności: procedurę podziału i ukrycia, autentykację i procedurę ujawnienia.

4.1. Procedura podziału i ukrycia

Przed podziałem, sekretny obraz powinien być zaszyfrowany przy użyciu sekretnego klucza K, podzielonego na n podkluczy dla n osób, używając do tego wielomianu:

$$f_i(x)=(d_0+d_1x+...+d_{t-1}x^{t-1}) \bmod p \quad (17)$$

gdzie moduł p w wielomianie jest ustalany do 251. Wszystkie szare wartości pikseli są ustawiane w rząd od 0 do 250. Każdy

piksel o wartości większej lub równej 250 jest reprezentowany jako dwie wartości: 250 i różnicy pomiędzy wartością piksela a 250. Następnie, zmodyfikowany sekretny obraz jest podzielony na n nieczytelnych obrazów w (t, n)– progowy sposób [28].

Dla bezpiecznej transmisji, każdy nieczytelny obraz powinien być osadzany w nakryciu z obrazu. W przykładowym schemacie są równocześnie osadzane dwa nieczytelne piksele i wstrzymujący bit w siedmiopikselowy, okrywający blok B_i. Siedem pikseli z każdego bloku B_i jest oznaczone jako X_i, W_i, V_i, Z_i, T_i, Y_i, i U_i. Parametry x_i, w_i, v_i, z_i, t_i, y_i, i u_i są odpowiednio ich binarnymi wartościami. Można założyć, że s_1, s_2, ..., s_{16} są binarną reprezentacją dwóch nieczytelnych pikseli i p jest wstrzymującym bitem. Stegoblok $B_i^{'}$ wytworzony przez zastąpienie 17 bitów $x_1x_2w_1w_2v_1v_2z_1z_2t_1t_2t_3y_1y_2y_3u_1u_2u_3$ z $s_1s_2s_3...s_{16}$. W celu poprawy jakości stegoobrazu zastosowane jest podstawienie najmniejszego mającego znaczenie bitu [28].

Aby przeszkodzić złośliwym uczestnikom modyfikacji stegoobrazów, w każdym stegoobrazie osadza się strumień bitów wstrzymujących. W przykładzie [28] autorzy użyli funkcji skrótu MD5, aby wytworzyć ciąg bitów autentykacyjnych. Wstrzymujące bity zostały obliczone jako alternatywa rozłączna (XOR) bitów autentykacyjnych i strumienia znaków wodnych. Najpierw stegoobraz jest dzielony na oddzielne sekcje, przy czym każda z nich zawiera 128 stegobloków. Autentykacyjne bity każdej sekcji są szacowane jak poniżej:

$$h_1h_2..h_{128} = MD5((B_1^{'} - p_1)\|(B_2^{'} - p_2)\|..\|(B_{128}^{'} - p_{128})\|K) \tag{18}$$

gdzie $B_i^{'} - p_i$ reprezentuje 55 zastrzeżonych wstrzymujących bitów p_i z i-tego stegobloku $B_i^{'}$ bieżącej sekcji i K jest sekretnym kluczem. '||' reprezentuje powiązane operacje [28].

Bieżące 128 znaków wodnych bitów wytwarzanych przez K jest oznaczanych jako $w_1w_2...w_{128}$, wstrzymujące bity $p_1p_2...p_{128}$ są obliczane jak poniżej:

$$(v_1v_2\ldots v_{128}) = (w_1w_2\ldots w_{128}) \oplus (h_1h_2...h_{128}) \tag{19}$$

Na końcu $p_1p_2...p_{128}$ są osadzane w 128 stegoblokach bieżącej sekcji, odpowiednio. Powstały proces blokujących bitów jest powtarzany, dopóki wszystkie bloki stegoobrazów zakończą proces. Powstałe stegoobrazy są przesyłane do upoważnionych uczestników eksperymentu. Zauważyć trzeba, że dwa bity (s_1 i p) są osadzane w stegopikselach $X_i^{'}$ używając prostego podstawienia LSB (ang. *least significant bit*) zamiast optymalnego podstawienia LSB. Inaczej mówiąc, sprawdzające bity obliczane z stegoobrazów mogą być zamienione a jakość stegoobrazu może nie przejść procesu autentykacji [28].

4.2. Procedura autentykacji i odkrywania

Aby ujawnić sekretny obraz każde t lub więcej stegoobrazów powinno być gromadzone razem. Najpierw sekretny klucz K może być ujawniony przez interpolacje Lagrange'a z t podkluczami. Następnie bity znaków wodnych są wyznaczane w oparciu o klucz K. Później, każdy stegoobraz jest dzielony na odrębne sekcje, z których każda posiada 128 siedmiopikselowe bloki. Następnie są obliczane bity kontrolne $\left(p_1^{'}p_2^{'}\ldots p_{128}^{'}\right)$ bieżącej sekcji. Jeśli są one równe tym osadzonym bitom $\left(p_1p_2\ldots p_{128}\right)$, wtedy bieżąca sekcja jest weryfikowana pomyślnie i odpowiadające nieczytelne piksele są odzyskiwane. Proces autentykacji i ujawniania jest powtarzany dopóki t nieczytelnych obrazów mogą być odzyskane z t stegoobrazów. Ostatecznie sekretny obraz jest ujawniony z t nieczytelnych obrazów przy użyciu interpolacji Lagrenge'a [28].

5. Sekretny podział obrazu z ulepszonym losowym podziałem

W tym podrozdziale została krótko omówiona metoda utajniania obrazu z ulepszonym losowym podziałem, która jest szczegółowo zaprezentowana w [31] i bazuje na schemacie Chen i Wu [14].

Ukrywanie sekretnych danych pomiędzy innymi częściami jest jednym z ważniejszych problemów w zastosowaniu różnych aplikacji [6]. Aktualnie jest kilka metod utajniania informacji. Steganografia i znaki wodne są przykładowymi takimi technikami [15, 26, 27]. Istniej również tzw. progowy podział (ang. *Secret Sharing* SS), a także ten bazujący na wielomianie (ang. *Polynomial-Style Sharing* – PSS) [12, 30]. Wizualna kryptografia (ang. *Visual Cryptography* – VC), która była przedmiotem analizy w [19] bazuje na wizualnym ludzkim systemie (ang. *Human Visual System* – HVS) [10, 30]. Metoda ta została już zaproponowana przez Naora i Shamira jako k z n wizualny progowy schemat, w którym każdy k z n uczestników może odtworzyć tajny obraz [16]. Prowadzono już prace naukowe w zakresie wizualnej kryptografii. Między innymi aby rozwiązać problem kontrastu przy rekonstrukcji [3, 7, 16, 21, 36, 38], lub przenieść na zewnątrz wizualny schemat podziału w kolorowy lub szary poziom obrazu [22, 29, 35]. Były także badania nad metodami podziału więcej niż jednego sekretnego obrazu [11, 14, 23].

Wizualny podział sekretu (VSS) jest metodą, która rozprasza sekretny obraz w losowo podzielone kawałki tak, aby po złączeniu ich razem zrekonstruować oryginalny obraz. Każda część tajemnicy jest to losowy wzór czarno-białych pikseli i nie można odtworzyć sekretnego obrazu z tylko jednego kawałka.

Muszą być ułożone razem, aby zrekonstruować tajemnicę. Stos dwóch części może zrekonstruować pierwszy sekret podczas obracania pierwszej części o 90° przeciwnie do kierunku wskazówek zegara rekonstruując drugą część sekretu.

Nowość algorytmu, zaproponowana w niniejszej pracy, polegająca na utworzeniu obydwu części z dwóch sekretów jest ulepszona losowością. Dzielący algorytm tworzy się przez wybieranie rozszerzonych wzory przypadkowych pikseli w celu poprawnego kontrastu wymaganego od obu tajemnic zrekonstruowanych przez normalne i obracane układanie w stos. Proponowana metoda zawiera cechy właściwości bezpieczeństwa ze względu na lepszą losowości części tajemnicy [31].

W tej części pracy zostanie zaprezentowany (2, 2)-progowy schemat podziału obrazu. Części są prostokątnego kształtu i utworzone w całkowicie losowy sposób. Rozszerzone wzory losowych pikseli eliminują jednolitość pikseli przez podział. Pierwsza część tajemnicy jest wygenerowana całkowicie przypadkowo, następnie drugą tworzy się zależnie od tej pierwszej. Ułożone w stertę dwie części tajemnicy mogą zrekonstruować utajniony obraz. Obracając pierwszą sekretną część o 90° odwrotnie do wskazówek zegara i ułożenie na stos z tą drugą można odtworzyć drugi sekret.

Proponowana metoda [31] składa się z dwóch procesów. Pierwszy to generowanie części S_1 i S_2. Zaprezentowany poniżej algorytm wytworzenia S_1 bazuje na specjalnej macierzy i zwie się procesem tablicowym (ang. *Process Table* – PT). Rozszerzone bloki utworzone podczas kreowania części są wytworzone zgodnie z procesem tablicowym. Proces ten ma te same rozmiary co oryginalny obraz i zainicjalizowany jest do wszystkich jedynek (kolor biały) na początku. Dla uproszczenia wszystkie 2×2 rozszerzone bloki zakamuflowanych części są reprezentowane przez pojedynczą komórkę.

Proces tablicowy jest skanowany zstępująco poprzez kolumny zaczynając od pierwszej z lewej. Pierwszą rzeczą tego procesu, używając owego algorytmu jest pierwszy biały piksel w napotkanej kolumnie. Wartość piksela w PT jest zgodna z procesem rozszerzonego bloku i jest przydzielana do czarnego po każdym kroku. Po tych czterech krokach, proces badania zaczyna się od przeszukania w celu znalezienia następnego białego piksela w procesie tablicowym od punktu, gdzie ostatni

biały piksel został umieszczony dopóki żaden biały piksel nie został pozostawiony.

- Krok 1: Od momentu, kiedy proces tablicowy – PT (1, 1) jest pierwszym białym pikselem podczas sprawdzania, algorytm będzie działał odpowiednio z rozszerzonym blokiem przy S_1. 2×2 rozszerzony blok przy (1, 1) jest reprezentowany przy a_1. Odpowiednia pozycja a_1 przy $S_1^{90°}$ jest użyta do konstrukcji drugiego piksela w rysunku względem położenia ale jeszcze pusta. A_1 rozszerzony blok z pierwszego podziału jest losowo sprawdzany od jednego z 2×2 wzorów. Potem obracając wartość a_1 przeciwnie do wskazówek zegara o 90° umieszcza się tą właściwą pozycję w $S_1^{90°}$, nazywając $a_1^{90°}$.
- Krok 2: Odpowiednia pozycja rozszerzonego bloku $a_1^{90°}$ w S_1 zostaje zastosowana do konstrukcji pierwszego piksela w rysunku na tej samej pozycji ale $a_1^{90°}$ w $S_1^{90°}$ jest przydzielona w pierwszym kroku. Ta wartość jest stosowana do konstrukcji drugiego piksela w rysunku na tej samej pozycji. Rozszerzony blok reprezentowany przez a_1 w S_1 jest ustalany przez wzięcie z raportu pierwszego rysunku, drugiego rysunku i $a_1^{90°}$. 2×2 rozszerzony blok reprezentowany przez a_1 w S_1 jest wybrany zależnie do zasady podanej w pseudokodzie [31]. Wartość a_2 jest obracana odwrotnie do wskazówek zegara o 90° i w rezultacie jest umieszczana w a_2 przy $S_1^{90°}$ oraz nazwana $a_2^{90°}$.
- Krok 3: Odpowiednia pozycja $a_2^{90°}$ to a_3 przy S_1. a_3 jest ustalana przez piksele rysunków przy zależnych pozycjach i wartość $a_2^{90°}$ przy $S_1^{90°}$. Następnie rezultat obrotu a_3 obracany odwrotnie do ruchu wskazówek zegara o 90° jest umieszczany na odpowiedniej pozycji w $S_1^{90°}$ i nazwany $a_3^{90°}$. Ta wartość w $S_1^{90°}$ daje klucz dotyczący drugiego piksela w rysunku na tej samej pozycji.
- Krok 4: Odpowiednie grupy pikseli a_4 w S_1nie są ustalone tylko przez wartość $a_3^{90°}$, ale w dodatku do tego a_1 w S_1 może być wzięte w tym rozrachunku. Ponieważ wartość będzie umiejscowiona przy a_4 z S_1, to będzie umieszczona w (1, 1) w $S_1^{90°}$. Ta wartość będzie użyta do ustanowienia pierwszego piksela dwóch rysunków.

Pseudokodu używa się do wybierania kandydatów dla pozycji a_4, którzy będą obracani i w rezultacie stertowani z rozszerzonym blokiem reprezentowanym przez a_1. Jeden zrekonstruowany, kiedy ułożone w stóg razem zgodne wartości (czarne lub białe) dla obu rysunków będą wybrane dla miejsca a_4 w S_1.

Każdy krok w tym schemacie przełącza wartość procesu tablicowego od jeden do zera (białego do czarnego). Te cztery kroki są powtarzane dopóki wszystkie piksele PT nie staną się zerami (czarne).

Drugi podział jest generowany na bazie pierwszego i obu sekretnych obrazów. Rozszerzony 2×2 blok w drugim podziale musi być zdefiniowany zgodnie z odpowiadającymi 2×2 rozszerzonymi blokami w S_1, $S_1^{90°}$ i wartościami pikseli dwóch poufnych rysunków na zależnych pozycjach. Każdy rozszerzony blok w drugim podziale ma dwa piksele i dwa czarne piksele. Jest sześć możliwych kombinacji.

Rozdzielczość w drugim podziale rozszerzonych bloków składa się z trzech etapów. Kombinatorycznie wzrost wszystkich możliwych przypadków jest wielce przytłaczający, dlatego ogólna procedura jest opisana poniżej.

- Krok 1: Rozszerzony blok S_1 jest ułożony w stóg z wszystkimi sześcioma możliwościami S_2 wzorów. Bloki, których wydajność poprawnej wartości piksela p_1 są wybrane.
- Krok 2: Rozszerzony blok z $S_1^{90°}$ jest ułożony w stertę z sześcioma możliwościami S_2 wzorów. Bloki, których wydajność poprawnej wartości piksela p_2 są wybrane.
- Krok 3: Wypadkowe wyniki z kroku 1 i 2 są kandydatem/ kandydatami dla S_2. Jednym z nich jest losowo wybrany do umieszczenia w odpowiednim miejscu w S_2.

Schemat ten, bazujący na pracy Chen i Wu [14], wykorzystuje podział rotacyjny (0° i 90°) do osadzenia dwóch zestawów sekretnych wiadomości w dwie części. Odkąd ilość losowych wymaganych dla tworzonych części jest ważną kwestią w zaimplementowaniu schematu sekretnego obrazu [31], proponowana metoda tworzy S_1 poza faktycznie losowymi wzorami jako przeciwstawne ¼ losowych wzorów. Jej efektywność można sprawdzić w środowisku MATLAB.

6. Zastosowanie technik progowego podziału obrazu w medycynie

W ostatnich latach nastąpił rozwój telemedycyny. Dane pacjentów i ich historie choroby są archiwizowane w bazach komputerowych. Zdjęcia np. tomografii komputerowej są wykonywane cyfrowo.

To przejście z systemu analogowego na ten bardziej aktualny wymagający zaawansowanego sprzętu komputerowego wymaga zmian w systemie zabezpieczeń. Tu właśnie mogą mieć zastosowanie techniki utajniania obrazów.

Przy przesyłaniu obrazów medycznych wraz z towarzyszącym opisem (np. MRI, PET, ...) drogą bezprzewodową ważne jest aby dotarły one do odbiorcy bez zniekształceń [19]. W medycynie możemy kodować nie tylko obrazy, ale również sygnały (np. EEG, EKG,...) [1, 25]. Bardzo ważna rzeczą jest możliwość zakodowania treści obrazu. Jest to element zabezpieczający, stanowiący ochronę danych przed odczytaniem przez kogoś, kto nie jest do tego celu upoważniony [4]. W ustalonym zakresie informacji tylko odbiorca mający wiedzę i klucz mógłby odkodować obraz wraz z danymi osobowymi pacjenta.

Zakodowane informacje powinny mieć cechy, takie jak [4]:

- niedostrzegalność – nikt poza upoważnionym odbiorcą nie powinien domyślać się, że w informacji obrazowej przesyłanej drogą bezprzewodową zakodowane są jeszcze dodatkowe dane. Zakodowany obraz powinien być niedostrzegalny dla osób niepożądanych,
- czytelność – po odkodowaniu obraz oryginalny powinien być bez zniekształceń,
- niska złożoność – algorytm kodujący powinien być nie za prosty, ale też nie zbyt skomplikowany. Optymalny schemat kodowania ma wpływ na transmisję danych,
- bezpieczeństwo – nikt nie powinien domyślać się, jaki algorytm został zastosowany i czy w ogóle został użyty jakikolwiek system kodowania informacji. Powinien być on sekretem.

7. Podsumowanie

W publikacji zostały przedstawione skrótowo cztery metody sekretnego podziału obrazu. Sposób działania jest dla każdego z omawianych schematów bardzo podobna. Różnią się jednak strukturą algorytmu.

Wadą schematu sekretnego podziału w pierwszym przykładzie jest to, że z zastosowaniem steganografii, przy ujawnianiu tajnego obrazu jest on zniekształcony. Jest to spowodowane obcięciem skali szarości sekretnego obrazu. Pomimo, że zniekształcenie jest nieznaczne, może to być niedopuszczalne dla znaczenia istotnego sekretu. W tej przeglądowej pracy został przywołany jako przykładowy schemat zaprezentowany już wcześniej w [9], który może utajnić i ujawnić sekretny obraz bezstratnie. Również podczas odtajniania schemat może dysponować dużą pojemnością osadzania w porównaniu z powiązanymi zamaskowanym częściami schematu. Przy użyciu zakodowanego sekretnego obrazu t z n części, upoważnieni uczestnicy mogą zrekonstruować oryginalny obraz ze stegoobrazów. Proces ten jest odwracalny. Schemat podziału ma praktyczne zastosowanie zachowując cenny, ukryty obraz. Ma to istotne znaczenie dla obrazów wojskowych lub medycznych.

Przeszkodą w drugim przykładzie utajniania obrazu ze zdolnością wstępnego przeglądnięcia, jest to, iż schemat z prostymi nieczytelnymi obrazami może być nieodpowiedni do identyfikacji i nie być przykładem sekretnego podziału. Opisany przykładowy schemat jest hybrydą. W połowie bazuje na schemacie wielomianu i w połowie na wizualnym podziale sekretu (VSS). Te dwa progowe schematy są odpowiednio połączone tak, aby wzmocnić ich właściwości i wyeliminować mankamenty związane z procedurą utajniania obrazów.

Trzecim przykładem jest sekretny podział obrazu i ukrywanie z autentykacją, co cechuje się rozmiarem każdego stegoobrazu tylko 3.5/*t* razy sekretnego obrazu. Mały rozmiar stegoobrazu jest nie tylko wygodny do gromadzenia, ale również wydajny podczas transmisji. Przykładowy schemat ma również lepszą jakość stegoobrazu. W dodatku integracja i kompetentność stegoobrazów zostały efektywnie zweryfikowane.

W czwartym podrozdziale został opisany algorytm ukrywania tajnego obrazu z ulepszonym losowym podziałem. Jest to modyfikacja (2, 2)-wizualnego schematu progowego podziału zaproponowanego przez Chen i Wu [14]. Techniki heurystyczne są wykorzystywane do określenia odpowiednich wartości dla pierwszego podziału. Potem drugi podział stanowi rozszerzony blok wartości, które mogą zostać wybrane z sześciu możliwych kombinacji, podczas gdy tylko cztery mogły zostać wykorzystane w poprzedniej prace. Tajne zdjęcia wykazują niski kontrast, a ich dynamiczny zasięg jest ograniczony przez możliwe kombinacje 2×2 rozszerzonych bloków. Korzystanie z większych rozszerzonych bloków może zwiększyć zakresu dynamiki i kontrast, ale także zwiększa znacznie rozmiar podzielonych części. Losowe zdjęcia (utajnione części) przypominają schematy wizualnego sekretnego podziału. Kolejnym ulepszeniem w owym schemacie jest użycie łatwego podziału który jest podobny z wyglądu do zwykłych obrazów półtonowych. Przyszłe prace mogą bazować na prostych (2,2) schematach VSS.

Każdy przykładowy schemat ma jakieś słabości, ale zostały one pomniejszone lub nawet wyeliminowane przez połączenie kilku różnych technik. Poszczególne metody posiadają inne, szczególne, specyficzne właściwości. Każda z nich posiada unikalne cechy, które właściwie dobrze utworzone, mogą zostać poprawnie zastosowane według uznania.

Literatura

[1] Ahuja B.S., Frooq O., Kaur S., Singhal R., Digital watermarking of ECG data for secure wireless communication, International Conference on Recent Trends in Information. Telecommunication and Computing, IEEE Computer Society, 2010.

[2] Ansair N., Ni Z., Lin X., Shi Y. Q., Su W., Sun Q., Robust lossless image data hiding designed for semi-fragile image authentication, IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology 18(4)/2008,497–509.

[3] Ateniese G., Blundo C., De Santis A., Stinson D. R., Visual cryptography for general access structures, Information and Computation 129(2)/1996, 86–106.

[4] Banerjee A., Gupta S. K. S., Venkatasubramanian K. K., PSKA: Usable and secure key agreement scheme for Body Area Network, IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine 14(1)/2010.

[5] Blakley G. R., Safeguarding cryptographic keys, Proceedings of AFIPS National Computer Conference 48/1979, 313–317.

[6] Blundo C., Naor, M., De Santis A., Visual cryptography for grey level images, Information Processing Letters 75/2000, 255–259.

[7] Blundo C., De Santis A., Stinson D. R., On the Contrast in Visual Cryptography Schemes, Journal of Cryptology 12/1999, 261–289.

[8] De Bonis A., De Santis A., Randomnees in visual cryptography, Theoretical Computer Science 314(3)/2004, 351–374.

[9] Chang C. C., Chan C. S., Lin P. Y., Secret Image Sharing with Reversible Steganography, 2009 International Conference on Computational Intelligence and Natural Computing, IEEE 2009.

[10] Chang C.C, Chen T.S., Tsai C. S., Sharing multiple secrets in digital images , Journal of Systems and SoftwareCIP99 64(2)/2002, 163–170.

[11] Chang C. C., Wu H. C., Sharing visual multi-secrets using circle shares, Computer Standards & Interfaces 28(1)/2005, 123–135.

[12] Chen T. S., Yang C. N., An image secret sharing scheme with the capability of previewing the secret image, IEEE 2007.

[13] Chen T. S., Yang C. N., Reduce Shadow Size in Aspect Ratio Invariant Visual Secret Sharing Schemes using a Square Block-wise Operation, Patter Recognition 39(7)/2006, 1300–1314.

[14] Chen L. H., Wu C. C., A study on visual cryptography. Master Thesis, Institute of Computer and Information Science, National Chiao Tung University, Taiwan, 1998.

[15] Cox I. J., Bloom J. A., Miller M. L., Digital Watermarking, Morgan Kaufmann Publishers Inc., San Francisco, CA, 2001.

[16] Cimato S., De Prisco R., De Santis A., Colored visual cryptography without color darkening, Theoretical Computer Science 374(1–3)/2007, 261–276.

[17] Cimato S., Prisco R., Santis A., Probabilistic visual cryptography schemes, The computer Journal 49/2006, 97–107.

[18] Eisen P. A., Stinson D. R., Threshold visual cryptography schemes with specified whiteness, Designs, Codes and Cryptography 25(1)/2002, 15–61.

[19] Fang W.P., Friendly progressive visual secret sharing, Pattern Recognition 41(4)/2008, 1410–1414.

[20] Giakoumaki A., Koutsouris D., Pavlopoulos S., Secure and efficient health data management through multiple watermarking on medical images, Med. Bio. Eng. Comput. 44/2006, 619–631.

[21] Hofmeister T., Krause M., Simon, H., Contrast-Optimal k out of n Secret Sharing Schemes in Visual Cryptography, In Proceedings of the Third Annual international Conference on Computing and Combinatorics 1276/1997, 176–185.

[22] Hou Y.C., Visual cryptography for color images, Pattern Recognition 36/2003, 1619–1629.

[23] Huang S. Y., Lee Y. K., Shyu S. J., Wang R.Z., Sharing multiple secrets in visual cryptography, Pattern Recognition 40(12)/2007, 3633–3657.

[24] Hsueh N. L., Lin C. C., A lossless data hiding scheme based on three-pixel block differences, Pattern Recognition 41(4)/2008, 1415–1425.

[25] Ibaida A., Khalil I., van Schyndel R., A low complexity high capacity ECG signal watermark for wearable sensor-net health monitoring system, Computing in Cardiology 38/2011, 393–396.

[26] Katzenbeisser S., Petitcolas F.A.P., Information Hiding Techniques for Steganography and Digital Watermarking, Artech House Inc., Boston, 2000.

[27] Laih C. S., Yang C. N., New colored visual secret sharing schemes, Designs, Codes and Cryptography 20(3)/2000, 325–335.

[28] Li P., Ma P., Su X., Image secret sharing and hiding with authentication, 2010 First International Conference on Pervasive Computing, Signal Processing and Applications, IEEE 2010.

[29] Lin C. C., Tsai W. H., Visual cryptography for gray-level images by dithering techniques, Pattern Recognition Letters 2003, 349–358.

[30] Lin J. C., Thien C. C., Secret image sharing, Computers & Graphics, 26/2002, 765–770.

[31] Nabiyev V. V., Ulutas G., Ulutas M., Yazici R., (2, 2)-Secret Sharing Scheme with Improved Share Randomnes, IEEE 2008.

[32] Noar M., Shamir A., Visual cryptography, Advances in Cryptology: Eurocrypt'94, Spring-Verlag, Berlin 1995,1–12.

[33] Rodriguez J. J., Thodi D. M., Expansion embedding techniques for reversible watermarking, IEEE Transactions on Image Processing 16(3)/2007, 721–730.

[34] Shamir A., How to share a secret, Communications of the ACM 22(11)/1979, 612–613.

[35] Shyu S. J., Efficient visual secret sharing scheme for color images, Patter Recognition 39(5)/2006, 866–880.

[36] Stinson D. R., An introduction to visual cryptography, Public Key Solutions'97, Canada, April 11997.

[37] Su C. H., Wang R. Z., Secret image sharing with smaller shadow images, Pattern Recognition Letters 27(6)/2006, 551–555.

[38] Van Tilborg H. C. A., Verheul E. R., Constructions and Properties of k out of n Visual Secret Sharing Schemes, Designs, Codes and Cryptography 11(2)/1997, 179–196.

Mgr inż. Agnieszka Świerkosz
e-mail: aswierk@agh.edu.pl

Doktorantka na wydziale Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Inżynierii Biomedycznej w Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie. Ukończyła studia na Uniwersytecie Pedagogicznym w Krakowie z tytułem magistra inżyniera na Wydziale Matematyczno-Fizyczno-Technicznym ze specjalizacji Edukacja Techniczno-Informatyczna. Autorka kilku publikacji z dziedziny Biocybernetyki i Inżynierii Biomedycznej.

otrzymano/received: 28.07.2016 *przyjęto do druku/accepted: 30.10.2016*

DOI: 10.5604/01.3001.0009.5189

PROBLEMY WSPOMAGANIA DECYZJI W SYSTEMACH UTRZYMANIA RUCHU

Ewelina Kosicka[1], Dariusz Mazurkiewicz[1], Arkadiusz Gola[2]
[1]Politechnika Lubelska, Wydział Mechaniczny, Katedra Podstaw Inżynierii Produkcji; [2]Politechnika Lubelska, Wydział Zarządzania, Katedra Organizacji Przedsiębiorstwa

Streszczenie. *W artykule przedstawiono problemy związane z opracowaniem modelu adaptacyjnego algorytmu wspomagania decyzji w systemie utrzymania ruchu, który w zależności od zmieniających się parametrów procesów resztkowych, dobiera odpowiedni model matematyczny wyznaczony przez kryteria predykcyjne i informacyjne. Proponowany model zawiera dodatkowo część decyzyjną, która na podstawie informacji skupiających się na obszarze działań Służb Utrzymania Ruchu generuje zawężony optymalny przedział czasu, w którym konieczne jest przeprowadzenie konserwacji.*

Słowa kluczowe: predykcyjne utrzymanie ruchu, modele predykcyjne, awaria wyposażenia, diagnostyka uszkodzeń

PROBLEMS OF DECISION SUPPORT IN MAINTENANCE SYSTEMS

Abstract. *The paper proposes problems with development of a model of adaptive algorithm for maintenance decision support system which – depending on the changing parameters of residual processes – selects an adequate mathematical model based on predictive and informative criteria. The proposed model additionally contains a maintenance decision-related part which – based on the information about actions taken by maintenance services – generates a constrained optimal time interval for performing the necessary maintenance work.*

Keywords: predictive maintenance, predictive models, equipment failure, fault diagnosis

Wstęp

Wysoki poziom skomplikowania procesów, a także wdrażanie nowoczesnych technologii wytwarzania, stawiają olbrzymie wymagania wobec niezawodności wyposażenia produkcyjnego. Z tego względu wzrasta znaczenie działań wykonywanych w ramach systemu utrzymania ruchu. Utrzymanie potencjału eksploatacyjnego wyposażenia produkcyjnego jest możliwe poprzez skuteczną kontrolę stanu technicznego maszyn i urządzeń. Szczególnie pożądana jest przy tym umiejętność przewidywania potencjalnych uszkodzeń poszczególnych obiektów technicznych wchodzących w skład systemu produkcyjnego oraz przywracania im pełnej sprawności w jak najkrótszym czasie – bez konsekwencji dla przebiegu procesu produkcyjnego. Możliwość przewidywania awarii na podstawie informacji dotyczącej stanu parku maszynowego jest podstawą predykcyjnego utrzymania ruchu.

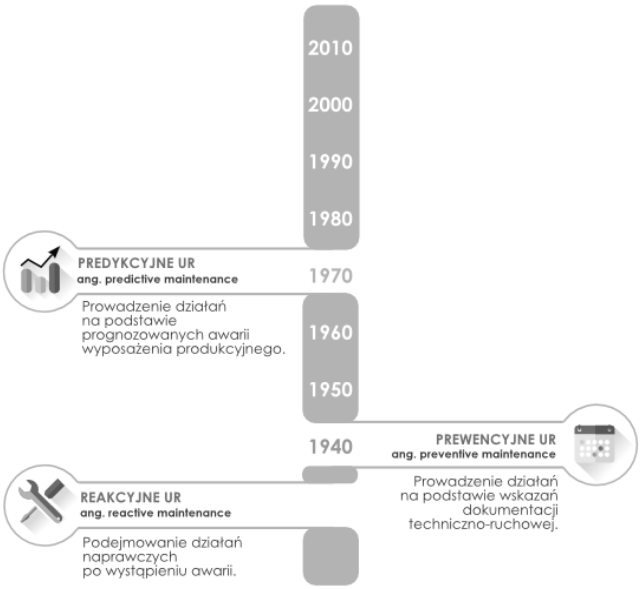
Predykcyjne utrzymanie ruchu jest popularną strategią optymalnego użytkowania maszyn i urządzeń poprzez wyeliminowanie występowania awarii i optymalne planowanie prac serwisowych. Skuteczność tej strategii jest wysoce zależna od poziomu wiedzy Służb Utrzymania Ruchu (SUR) na poszczególnych etapach wdrożenia jej elementów. Podstawą do budowy prognoz są m.in. pomiary takich wielkości jak wibracje, temperatura, hałas czy chociażby informacje o układzie smarowania (m.in. ciśnienie, skład chemiczny smaru/oleju, właściwości fizyczne). Pomimo trudności wynikających również z konieczności konstruowania skomplikowanych zapytań do bazy danych, takie podejście pozwala skutecznie identyfikować rozwój procesów przyczyniających się do powstawania awarii.

1. Rozwój strategii utrzymania ruchu

Pomimo ciągłego doskonalenia wytwarzanych maszyn i urządzeń, które wynika z dynamicznie rozwijającej się automatyzacji, rozbudowanych systemów monitorowania, a także stale rosnących oczekiwań ze strony przemysłu, jednym z głównych obszarów zmagań przedsiębiorstw jest walka z występującymi awariami infrastruktury technicznej. Nieplanowane postoje wynikające z uszkodzenia maszyn czy urządzeń są źródłem strat finansowych spowodowanych niewykorzystaniem w pełni posiadanego sprzętu, kadry pracowniczej i występujących opóźnień terminów dostaw do kontrahentów.

O uciążliwości ich występowania, a także o odczuwalnych dla przedsiębiorstw konsekwencjach jakie za sobą niosą, może świadczyć chociażby fakt stałego dążenia do ich eliminacji poprzez rozwój strategii utrzymania ruchu. Na podstawie literatury [1, 5, 10, 18] opisującej ewolucję podejścia do prowadzonych przez Służby Utrzymania Ruchu działań, można wyróżnić trzy główne polityki eksploatacyjne (rys. 1):

- reakcyjne utrzymanie ruchu (ang. *reactive maintenance*),
- prewencyjne utrzymanie ruchu (ang. *preventive maintenance*),
- predykcyjne utrzymanie ruchu (ang. *predictive maintenance*).



Rys. 1. Strategie utrzymania ruchu (opracowanie własne)

W dalszej części artykułu przedstawiono krótką charakterystykę każdej ze strategii.

1.1. Reakcyjne utrzymanie ruchu

Podejściem sięgającym początków w eksploatacji pierwszych maszyn i urządzeń jest reakcyjne utrzymanie ruchu [9]. Polega ono na podejmowaniu działań naprawczych po wystąpieniu awarii [9, 18]. Tego typu podejście cechuje generowanie niskich kosztów ponoszonych na utrzymanie SUR oraz małe zapotrzebowanie na personel odpowiedzialny za naprawy w okresie bezawaryjnej pracy.

Należy jednak przede wszystkim podkreślić negatywne konsekwencje wynikające z funkcjonowania w przedsiębiorstwie tego typu strategii. Wśród nich najczęściej wymienia się [8, 10, 18]:

- dużą częstotliwość występowania awarii,
- wzrost kosztów napraw w wyniku bardziej rozległych awarii,
- wydłużony czas przywracania sprawności maszyn i urządzeń,
- brak możliwości planowania i harmonogramowania działań realizowanych przez SUR,
- brak możliwości opracowania budżetu przeznaczonego na działania SUR.

Ze względu na liczne wady reakcyjnego utrzymania ruchu obecnie odchodzi się od takiego podejścia, aczkolwiek nadal można spotkać przedsiębiorstwa podejmujące działania jedynie na zasadzie tzw. „gaszenia pożarów". Ma to miejsce zazwyczaj w przedsiębiorstwach zajmujących się produkcją jednostkową i małoseryjną, w których to wystąpienie awarii nie powoduje znaczących trudności w przebiegu procesu produkcyjnego.

1.2. Prewencyjne utrzymanie ruchu

Rola niezawodnej pracy parku maszynowego w perspektywie utrzymywania wysokiego poziomu jakości wytwarzanych wyrobów oraz ograniczania występujących strat finansowych zainicjowała rozwój prewencyjnego utrzymania ruchu. Polega ono na prowadzeniu napraw i konserwacji infrastruktury technicznej w oparciu o zapisy pochodzące z dokumentacji techniczno-ruchowej.

Świadome nadzorowanie stanu technicznego maszyn i urządzeń szybko zyskało wielu zwolenników, zwłaszcza ze względu na korzyści osiągane z wdrożenia prewencyjnych działań konserwacyjno-naprawczych w porównaniu do wcześniejszej strategii. Entuzjazm związany z funkcjonowaniem Służb Utrzymania Ruchu w myśl takiej polityki eksploatacyjnej widoczny był zwłaszcza w przedsiębiorstwach zajmujących się produkcją masową, w których to konsekwencje awarii stanowią zagrożenie zarówno dla bezpieczeństwa, jak i terminowej realizacji produkcji. Chociaż prewencyjne utrzymanie ruchu nie daje gwarancji niewystępowania awarii, wymaga dużego zaangażowania personelu, a na dodatek prowadzone czynności konserwacyjne nie zawsze są związane z rzeczywistym stanem maszyn, to należy podkreślić liczne korzyści, jakie przedsiębiorstwa osiągają dzięki jego wdrożeniu.

Należą do nich między innymi [18]:

- wydłużenie czasu eksploatacji podzespołów maszyn i urządzeń,
- możliwość opracowania planów i harmonogramów działań wykonywanych przez SUR,
- planowanie budżetu przeznaczonego na działania realizowane przez SUR.

1.3. Predykcyjne utrzymanie ruchu

Rozwój technologii oraz automatyzacji dały szansę specjalistom od utrzymania ruchu na prowadzenie bardziej wnikliwych obserwacji stanu parku maszynowego. Rozbudowane systemy monitorowania parku maszynowego pozwoliły gromadzić dane dotyczące procesów resztkowych tj. wibracje, hałas czy temperatura, a te z kolei dały możliwość prowadzenia konserwacji na podstawie stawianych prognoz [1].

Predykcyjne utrzymanie ruchu (ang. *predictive maintenance, PdM*) polega na prognozowaniu możliwości wystąpienia awarii parku maszynowego przy wykorzystaniu zaimplementowanego modelu matematycznego. Na wdrożenie takiej strategii decydują się najczęściej przedsiębiorstwa, w których produkcja ma charakter masowy, a awarie niektórych z posiadanych maszyn stanowią zagrożenie dla bezpieczeństwa osób obsługujących, realizacji produkcji lub podwyższają koszty utrzymania ruchu.

Wśród problemów związanych z PdM należy wymienić konieczność doposażenia posiadanego parku maszynowego w sprzęt związany z monitorowaniem i diagnozą jego stanu technicznego, a także konieczność przeprowadzenia szkoleń dla pracowników. Ponoszone koszty inwestycyjne mogą stanowić dla kadry zarządzającej argument przemawiający za odrzuceniem wdrożenia PdM. Przedsiębiorstwa, które podjęły decyzję o prowadzeniu konserwacji w myśl predykcyjnego utrzymania ruchu, wskazują jednak na liczne korzyści, które osiągnęły dzięki podjętej decyzji dotyczącej zmiany prowadzonej strategii.
Wśród nich wymienia się najczęściej:

- zauważane zmniejszenie występowania awarii w porównaniu z systemem planowo-zapobiegawczym,
- wydłużenie czasu eksploatacji części maszyn i urządzeń,
- zmniejszenie wielkości następstw awarii,
- zmniejszenie kosztów związanych z częściami zamiennymi i robocizną,
- poprawa bezpieczeństwa pracy.

2. Prognozowanie w diagnostyce wielosymptomowej

Prognozowanie awaryjności parku maszynowego w oparciu o zapisy pochodzące z systemu monitorowania stanowi cenne rozwiązanie z punktu widzenia Służb Utrzymania Ruchu, których zadaniem jest minimalizowanie liczby występujących awarii. Skuteczność strategii PdM uzależniona jest od poziomu wiedzy na poszczególnych etapach projektowania systemu predykcyjnego [5]. Wiele z dotychczas prowadzonych badań dotyczących testowania skuteczności modeli predykcyjnych na płaszczyźnie przewidywania awarii korzystało z obserwacji jednego symptomu (przykładem może być chociażby przypadek analizowania prędkość wibracji połączeń czołowych turbogeneratora, ze względu na ich częste uszkodzenia [19]).

Złożoność niektórych obiektów technicznych przemawia za koniecznością rozbudowania systemów prognostycznych i przejścia z prognozowania jednosymptomowego na wielo-symptomowe [1]. Jest to istotne zwłaszcza w przypadku, gdy istnieje ryzyko rozwijania się wielu rodzajów uszkodzeń [17].

Prognozowanie w diagnostyce wielosymptomowej może przebiegać w oparciu o wiele modeli prognostycznych do generowania wielu niezależnych prognoz, jak i przy wykorzystaniu jednego modelu do jednoczesnego tworzenia wielu prognoz [16]. Schematy takich modeli prognostycznych zaprezentowano na rys. 2.

Dla przedstawionych modeli zbiór wielkości wejściowych może tworzyć miara eksploatacji obiektu bądź składowe wektora parametrów pracy, natomiast wielkościami wyjściowymi są prognozy wartości symptomu [16]. W przypadku pierwszego podejścia do modelowania prognoz (rys. 2a) istnieje możliwość stosowania dowolnych dostępnych metod prognostycznych, natomiast drugie podejście (rys. 2b) wymaga budowy niezależnego modelu. Prognozowanie wartości lub zmian zmiennych endogenicznych jest możliwe przy wykorzystaniu opracowanych metod prognostycznych. Ich dobór uzależniony jest od charakteru zmiennej prognozowanej [14].

3. Problemy wspomagania decyzji w utrzymaniu ruchu

Z racji stopnia zaawansowania samych modeli predykcyjnych, jak i ilości danych gromadzonych i poddawanych analizom (zbiory wartości parametrów stanu można określić mianem tzw. zbiorów *big data*). Opracowanie i wdrożenie systemu prognostycznego może tym samym stanowić wyzwanie dla przedsiębiorstw, zwłaszcza gdy na podstawie uzyskanych prognoz należy podejmować decyzje o prowadzeniu adekwatnych działań konserwacyjno-remontowych.

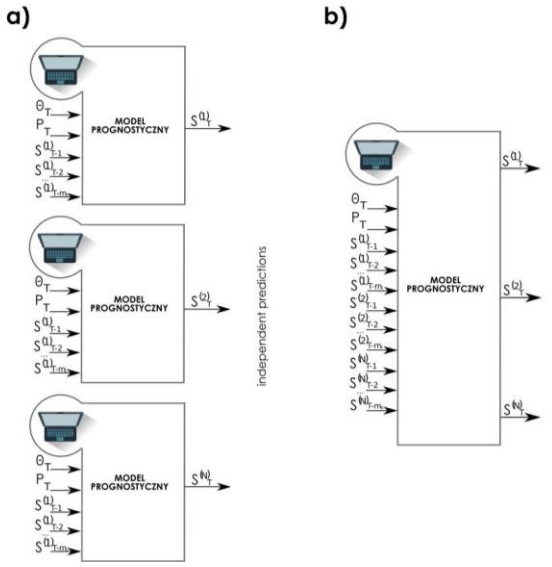
Należy zaznaczyć, iż stosowane rozwiązania z zakresu predykcji awarii, chociaż wykorzystują rzetelne dane zapisywane automatycznie z systemów monitorujących pracę maszyn w czasie rzeczywistym, opierają się na prognozach budowanych bez

uwzględnienia cech jakościowych i aspektów nietechnicznych [2, 3, 5, 6, 7, 11, 15].

Uwzględnienie w modelu prognostycznym większej liczby czynników mających wpływ na awaryjność parku maszynowego otwiera możliwość na generowanie bardziej trafnych prognoz. Autorzy proponują zatem budowę modelu predykcyjnego w oparciu o następujące grupy danych:

1) dane pomiarowe:
   a) procesy resztkowe,
   b) warunki zewnętrzne;
2) dane dotyczące planów produkcji;
3) dane dotyczące obsługi.

W przypadku danych pomiarowych, należy przede wszystkim określić, które procesy resztkowe będą wystarczającym źródłem informacji o stanie obserwowanej części/podzespołu maszyny oraz które informacje dotyczące warunków zewnętrznych (np. temperatura na hali, stopień zapylenia) mają rzeczywisty wpływ na wystąpienie awarii.



Rys. 2. Ogólne schematy modeli prognostycznych w diagnostyce wielosymptomowej Podejście z wykorzystaniem wielu modeli i wielu niezależnych prognoz (a) oraz wykorzystanie jednego modelu (b) do tworzenia wielu prognoz jednocześnie (ΘT – wartość miary eksploatacji, dla której tworzy się prognozę, PT – wektor parametrów sterujących diagnozowanym obiektem dla chwili TST – wektor obserwacji symptomów określony w chwili t [S(1)T, S(2)T,…, S(m)T]) (na podstawie[16])

Problemem może być przeprowadzenie redukcji wymiaru wektora obserwacji do podprzestrzeni o mniejszym wymiarze, która nie przyczyni się do utraty informacji wystarczających do poprawnego określenia stanu maszyny. Taka redukcja pozwala na zbudowanie prostszych i efektywniejszych modeli objaśnianych zjawisk. Konieczne będzie także określenie sposobu uwzględnienia ich oddziaływania na niezawodność parku maszynowego.

Druga grupa danych obejmuje informacje dotyczące planu produkcji. Dotyczą one m.in. planowanych przerw produkcyjnych, zmiany wydajności produkcji czy asortymentu i ilości wytwarzanych produktów. Podobnie jak w przypadku informacji z grupy pierwszej, tak i w tej grupie informacji należy wytypować odpowiednie kategorie wielkości mierzonych, które mają wpływ na prognozowanie awarii. Problematycznym jest również określenie stopnia ich wpływu na termin wystąpienia awarii.

Na awaryjność wpływa również sposób obsługi parku maszynowego - mowa tu chociażby o terminowej realizacji prac prewencyjnych czy o stopniu znajomości maszyn i urządzeń przez operatorów. W tym przypadku pojawia się kwestia określenia sposobu wyrażania wpływu czynnika ludzkiego oraz przede wszystkim opracowania metodyki gromadzenia danych i metody ich wyrażania. Źródłem takich informacji mógłby być system CMMS (ang. Computerised Maintenance Management Systems), którego zadaniem jest wspieranie działań realizowanych przez Dział Utrzymania Ruchu. Warunkiem wykorzystania informacji pochodzących z systemu CMMS do budowy modelu predykcyjnego jest jednak rzetelność wprowadzonych danych, zaangażowanie personelu w ciągłą aktualizację danych dotyczących pracowników oraz przeprowadzanie szkoleń mających na celu podnoszenie kwalifikacji operatorów.

Nie ujmowanie wymienionych czynników w stosowanych modelach predykcji awarii może wynikać z braku standardów ich wyrażania, zwłaszcza, że większość z nich z racji ich specyfiki opisu powinna być określona w formie lingwistycznej.

Aspektem mającym wpływ na dokładność i rzetelność stawianych prognoz jest ponadto starzenie się obserwowanego obiektu. Z przeprowadzonego przeglądu literatury [7, 8, 10, 17] wynika wniosek dotyczący istnienia silnego związku liczby uszkodzeń z czasem eksploatacji obiektu, jednak nie zauważono uwzględnienia tego faktu przy opracowywaniu prognoz dotyczących awaryjności maszyn i urządzeń. Właściwe byłoby zatem budowanie prognozy i wnioskowanie o awaryjności również w funkcji zmian częstotliwości występowania awarii wynikającej z okresu eksploatacji.

Aby istniała możliwość uwzględnienia starzenia, konieczne byłoby posiadanie informacji o przebiegu procesu starzenia takiego samego elementu pracującego w podobnych warunkach eksploatacyjnych.

Dynamiczny charakter zmieniających się wartości parametrów, jak i specyfika funkcjonowania przedsiębiorstw narzuca sposób podejścia do budowy modelu prognostyczno-decyzyjnego, który powinien również reagować w sposób dynamiczny na zmieniające się warunki produkcji. Mowa tu o stawianiu prognozy i podejmowaniu decyzji natychmiast po otrzymaniu do systemu odczytu z systemów pomiarowych. Konieczne staje się zatem określenie liczby pomiarów na dobę, które będą gromadzone w systemach bazodanowych i przetwarzane przez odpowiednie algorytmy. Należy zadbać, aby nie dochodziło do przeładowania informacyjnego, ale aby również liczba pomiarów była wystarczająca do generowania wiarygodnych prognoz.

Proponowany model prognostyczno-decyzyjny w zależności od zmieniających się wartości procesów resztkowych stawiałby prognozę dotyczącą terminu potencjalnej awarii w oparciu o dopasowany model matematyczny (dla ciągu homo-skedastycznego i heteroskedastycznego). Wybór odpowiedniego modelu byłby poparty wynikami kryteriów informacyjnych i predykcyjnych. Kolejnym problemem do rozwiązania jest zatem wybór tych kryteriów, które w najlepszy sposób będą wskazywały optymalny model, a także wybór odpowiedniego narzędzia, które na podstawie wyników kryteriów wybierze ów model.

Pozyskane wartości wejściowe dotyczące zarówno aspektów technicznych jak i nietechnicznych, a także cech jakościowych są potrzebne do wygenerowania samej prognozy. Ta dostarcza jedynie informację o tym, kiedy może nastąpić awaria maszyny. Aby wyznaczyć termin, w którym należy dokonać konserwacji, w procesie decyzyjnym należy uwzględnić informacje odnoszące się do planu produkcji, harmonogramu działań SUR oraz informacji dotyczących zamówienia części zamiennych. Takie wielokryterialne wspomaganie podejmowania decyzji wyłącza czynnik ludzki opierający się często na intuicji, a nie na danych pochodzących z procesu, jednak wymaga wdrażania do systemu prawdziwych danych. Jakiekolwiek zakłamane informacje, bądź brak wpisów będących danymi wejściowymi do modelu, wpłyną na wskazanie terminu przeprowadzenia konserwacji, który będzie kolidował z planem produkcyjnym i harmonogramem prac realizowanych przez SUR.

Wykorzystanie do generowania prognozy i podejmowania decyzji o czasie przeprowadzenia konserwacji tak wielu czynników, mających wpływ na niezawodność maszyn, daje bez wątpienia podstawę do budowy systemu ekspertowego, który zastąpi człowieka na etapie doboru metody predykcji w zależności od rodzaju parametrów wejściowych, jak i na etapie podjęcia decyzji o momencie realizacji działań naprawczych. Prawidłowe działanie takiego systemu prognostyczno-decyzyjny uzależnione jest przede wszystkim od sukcesu w rozwiązaniu postawionych problemów.

4. Podsumowanie i wnioski

Opracowanie modelu predykcyjnego, generującego prognozy na podstawie wartości procesów resztkowych, cech jakościowych i aspektów nietechnicznych (tj. odczyty temperatury, amplitudy wibracji, komunikaty dotyczące obsługi maszyn), który dodatkowo będzie wspierał podejmowanie decyzji o momencie przeprowadzenia działań konserwacyjnych, pozwoli na generowanie dokładniejszych prognoz awaryjności parku maszynowego. Wpłynie to na wzrost poziomu wiedzy przedsiębiorców o stanie posiadanej infrastruktury technicznej, a także przyczyni się do przeprowadzania działań konserwacyjnych wynikających z rzeczywistego stanu monitorowanych części/podzespołów maszyn, a nie jak to odbywa się w większości przedsiębiorstw na podstawie zapisów wynikających z dokumentacji techniczno-ruchowej.

Wymienione w artykule problemy stają się punktem wyjścia do opracowania rozwiązań pozwalających w dalszych etapach na realizację prac związanych z budową modelu predykcyjno-decyzyjnego. Pomimo trudności związanych z rozwiązaniem wspomnianych problemów, właściwym wydaje się być podejście skłaniające do podjęcia pracy związanej z uwzględnieniem wymienionych czynników w budowie prognoz awaryjności parku maszynowego, zwłaszcza w sytuacji, gdy dzięki temu opracowywane prognozy mogą być dokładniejsze, a podejmowane na ich podstawie decyzje bezapelacyjnie będą przynosić realne korzyści przedsiębiorstwom prowadzącym działalność produkcyjną.

Literatura

[1] Batko W.: Metody syntezy diagnoz predykcyjnych w diagnostyce technicznej. Rozprawa habilitacyjna, AGH, Kraków 1984.
[2] Cempel Cz.: Diagnostyka wibroakustyczna maszyn. PWN, Warszawa 1989.
[3] Fidali M.: Ultradźwięki w diagnostyce i eksploatacji łożysk tocznych. „Utrzymanie Ruchu" 1/2015, 56–61.
[4] Grudziński J.: Koncepcja "e-maintenance" w systemie utrzymania ruchu maszyn i pojazdów rolniczych. Inżynieria Rolnicza, 4/2012, 205–2013, [DOI: 10.14654].
[5] Hetmańczyk M.: Predykcyjne utrzymanie ruchu. Inżynieria&Utrzymanie Ruchu 1/2015, 60–64.
[6] Kaźmierczak J.: Zastosowanie liniowych modeli procesów losowych do prognozowania w diagnostyce maszyn. Rozprawa habilitacyjna. Politechnika Śląska, Gliwice 1989.
[7] Legutko S.: Eksploatacja maszyn. Poznań. Wyd. Politechniki Poznańskiej, Poznań 2007.
[8] Legutko S.: Podstawy eksploatacji maszyn i urządzeń. Podręcznik. WSiP, Warszawa 2008.
[9] Legutko S.: Trendy rozwoju utrzymania ruchu urządzeń i maszyn. Eksploatacja i Niezawodnosc – Maintenance and Reliability 2/2009, 8–16, [DOI: 10.17531].
[10] Lipski J.: Diagnostyka procesów wytwarzania. Politechnika Lubelska, Lublin 2013.
[11] Lucifredi A., Mazzieri C., Rossi M.: Application of multiregressive linear models, dynamic kriging models and neural network models to predictive maintenance of hydroelectric power systems. Mechanical Systems and Signal Processing 14(3)/2000, 471–494.
[12] Piersiala S., Trzcieliński S.: Systemy utrzymania ruchu [w:] Koncepcje zarządzania systemami wytwórczymi, red. M. Fertsch, S. Trzcieliński, Instytut Inżynierii Zarządzania, Politechnika Poznańska, Poznań 2005.
[13] Słowiński B.: Wprowadzenie do nauki o technice. Politechnika Koszalińska, Koszalin 2007.
[14] Sobczyk M.: Prognozowanie. Teoria, przykłady, zadania. Placet, Warszawa 2008.
[15] Sobieski W.: Stanowisko laboratoryjne do badania zjawiska kawitacji metodą wibroakustyczną. Diagnostyka 32/2004, 37–42.
[16] Tabaszewski M.: Prognozowanie w wielosymptomowej diagnostyce maszyn. Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 2010.
[17] Tabaszewski M.; Wielosymptomowa, prognoza stanu i czasu do awarii z wykorzystaniem sieci neuronowych. Diagnostyka 2 (42)/2007, 43–48.
[18] Walczak M.: System utrzymania ruchu czynnikiem przewagi konkurencyjnej przedsiębiorstwa, [w:] Mikuła B. (red.): Historia i perspektywy nauk o zarządzaniu. Fundacja Uniwersytetu Ekonomicznego w Krakowie, Kraków 2012.
[19] Wróblewski S., Bytnar A., Juszkiewicz P.: Predykcja czasu życia turbogeneratora na podstawie obserwacji trendu zmian poziomu wibracji. Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej. Studia i Materiały, Poznań 23/2012, 268–273.

Mgr inż. Ewelina Kosicka
e-mail: e.kosicka@pollub.pl

Doktorantka Wydziału Mechanicznego Politechniki Lubelskiej, w którym od 2013 r. pracuje jako asystentka w Katedrze Podstaw Inżynierii Produkcji. Jej zainteresowania naukowe skupiają się w obszarze diagnostyki maszyn oraz predykcji awarii wyposażenia technicznego przedsiębiorstw produkcyjnych.

Dr hab. inż. Dariusz Mazurkiewicz, prof. PL
e-mail: d.mazurkiewicz@pollub.pl

Pracownik Katedry Podstaw Inżynierii Produkcji, związany z Politechniką Lubelską od 1992 roku. Specjalność naukowa: diagnostyka techniczna, komputerowe wspomaganie prac inżynierskich, systemy inteligentne, systemy ekspertowe, technologie górnicze, systemy utrzymania ruchu.

Dr inż. Arkadiusz Gola
e-mail: a.gola@pollub.pl

Pracownik naukowo-dydaktyczny w Katedrze Organizacji Przedsiębiorstwa Politechniki Lubelskiej. Jego zainteresowania naukowe obejmują problematykę organizacji produkcji oraz projektowania systemów produkcyjnych. Jest autorem lub współautorem kilkudziesięciu publikacji naukowych.

otrzymano/received: 09.06.2016 *przyjęto do druku/accepted: 30.10.2016*

DOI: 10.5604/01.3001.0009.5190

BEZPIECZEŃSTWO HOTSPOTÓW W AUTOBUSACH

Grzegorz Kozieł[1], Jakub Maluga[2]
[1]Politechnika Lubelska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, Instytut Informatyki, [2]Politechnika Lubelska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki

Streszczenie. *W artykule omówiony został aspekt bezpieczeństwa mobilnych punktów dostępowych. Takie punkty często są montowane w autobusach na potrzeby pasażerów. Jednak kluczowym problemem jest właściwe zabezpieczenie transmisji pomiędzy klientami a punktem dostępowym. W artykule przeanalizowane zostały możliwości zabezpieczenia i podatności na ataki popularnych standardów zabezpieczeń.*

Słowa kluczowe: sieci bezprzewodowe, bezpieczeństwo

SECURITY OF HOTSPOTS IN BUSES

Abstract. *Paper discusses the security of the mobile hotspots mounted in buses. The analysis of vulnerabilities is done. Chosen aspects of security are examined. Finally the proposal of proper mobile hotspot protection is described.*

Keywords: wireless networks, security

Wstęp

Potrzeba dostępu do Internetu staje się coraz bardziej zauważalna. Niemożliwe jest wykonywanie wielu zawodów bez połączenia z Internetem. Również komunikacja oraz rozrywka przenoszą się w coraz większym stopniu do sieci. Użytkownicy żądają ciągłego dostępu do Internetu, również w podróży. Udostępnienie łącza osobom podróżującym często stanowi o przewadze konkurencyjnej przewoźnika. Dlatego coraz powszechniejsze staje się udostępnianie łącza przewożonym pasażerom. Jednak niesie to ze sobą różnorodne zagrożenia. Przede wszystkim konieczne jest zapewnienie bezpieczeństwa transmisji pomiędzy klientami a punktem dostępowym. Ponadto pożądanym będzie zabezpieczenie przed dostępem osób niepowołanych, czyli podróżujących w sąsiednich pojazdach.

W celu zapewnienia bezpieczeństwa transmisji należy zapewnić mechanizmy uwierzytelniania klientów, szyfrowania transmisji, ochrony przed wzajemnym podsłuchiwaniem się klientów sieci. Nie można też pomijać zagrożeń jakie niosą za sobą fałszywe punkty dostępowe. Możliwe jest bowiem utworzenie fałszywego punktu dostępowego przez osobę, która chce podsłuchiwać transmisję. Każdy klient, który podłączy się do takiego punktu będzie przesyłał przez niego wszystkie swoje dane, w rezultacie czego staną się one dostępne dla atakującego.

Mobilne punkty dostępowe ze względu na swój charakter są szczególnie narażone na różnego typu ataki. Ponadto ich skuteczne zabezpieczenie jest szczególnie trudne. Jednak jest to konieczne ze względu na wymagania użytkowników oraz ryzyko utraty wizerunku w przypadku wystąpienia poważnego incydentu naruszenia bezpieczeństwa.

W artykule przedstawiony zostanie problem zabezpieczania sieci bezprzewodowych i zaproponowany zostanie dobór właściwych zabezpieczeń i rozwiązań pozwalających na zachowanie wysokiego poziomu bezpieczeństwa mobilnych punktów dostępowych.

1. Standardy sieci bezprzewodowych

Budowa sieci bezprzewodowych i ich działanie zostało ustandaryzowane w celu zapewnienia kompatybilności urządzeń. Standardy sieci bezprzewodowych zostały zawarte w grupie 802.11. Obejmuje ona szereg standardów spośród których najważniejszymi są: 802.11a, 802.11b, 802.11g oraz 802.11n określające sposób kodowania, oraz 802.11i istotny z punktu widzenia bezpieczeństwa i uwierzytelniania w sieciach bezprzewodowych [13].

1.1. Standardy 802.11 a-n

Standard 802.11a został wprowadzony jako pierwszy, w 1990 roku. Przeznaczony jest dla sieci pracujących na częstotliwości 5GHz oraz na kanale o szerokości 20 MHz. Maksymalną możliwą do osiągnięcia prędkością transmisji jest 54 Mb/s. Wprowadzenie standardu napotkało liczne problemy takie jak: wysoki koszt produkcji oraz budową podzespołów. Dlatego też został upowszechniony standard 802.11b, który został wprowadzony w roku 1990. Jednakże jako pierwszy miał zastosowanie w domach i małych firmach ze względu ma dużo tańszy koszt od poprzednika. Pracuje na częstotliwości 2,4 GHz i kanale o szerokości 20 MHz. Maksymalna prędkość transmisji wynosi 11 Mb/s, natomiast realna przepustowość 6 Mb/s [1,5].
Ze względu na duże zapotrzebowanie na większą przepustowość wprowadzono standard 802.11g. Pracuje on na częstotliwości 2,4GHz oraz szerokości kanału 20 MHz. Maksymalna przepustowość wynosi 54 Mb/s, natomiast realna prędkość transmisji nie przekracza 25 Mb/s [1, 5].

Najnowszym standardem wprowadzonym w 2009 roku jest 802.11n. Oparty jest na technologii łączącej częstotliwości 2,4GHz oraz 5GHz i szerokości kanału 20MHz oraz 40 MHz. Została w nim użyta technika MIMO (multiple-input multiple-output) oraz agregacja ramek. Ma to na celu zwiększenie maksymalnej prędkości transmisji do 600 Mb/s. Realna przepustowość wynosi 100 Mb/s [1,5].

1.2. Standard 802.11i

Jest standardem sieci bezprzewodowych, który zapewnia szyfrowanie danych w sieciach wykorzystujących popularne standardy 802.11a, 802.11b, 802.11g oraz 802.11n. Standard 802.11i wykorzystuje protokoły szyfrujące, takie jak TKIP oraz AES. W roku 2004 został oficjalnie zatwierdzony przez IEEE jako część rodziny 802.11. Zapewnia wysoki poziom bezpieczeństwa. W jego skład wchodzą takie standardy jak WPA i WPA2 [10, 12].

2. Metody zabezpieczeń

Istnieją różne metody zabezpieczeń sieci bezprzewodowych. Podstawowymi zabezpieczeniami są [2, 4, 6, 8]:

- Wyłączenie rozgłaszania identyfikatora sieci – komputery znajdujące się w zasięgu sieci nie otrzymują informacji o jej nazwie. Jednak przełączenie karty sieciowej w tryb monitora (nasłuchu wszystkich pakietów) pozwala na podsłuchanie trwającej transmisji i przechwycenie identyfikatora sieci.
- Filtrowanie adresów sprzętowych (MAC) – jest to rozwiązanie pozwalające kontrolować adresy MAC urządzeń, które próbują nawiązać połączenie z punktem dostępowym (ang. access point – AP). AP zezwala na nawiązanie połączenia jedynie urządzeniom posiadającym adresy MAC z puli zdefiniowanej w jego konfiguracji. Jednakże ze względu na możliwość podsłuchania adresów MAC urządzeń autoryzowanych w sieci oraz łatwej zmiany adresu sprzętowego komputera zabezpieczenie to nie jest skuteczne.
- Szyfrowanie – jest to rozwiązanie które szyfruje całą transmisję pomiędzy urządzeniem klienckim a punktem

dostępowym oraz zezwala na nawiązanie połączenia jedynie urządzeniom posiadającym klucz kryptograficzny. Podstawowymi zabezpieczeniami są:

- WEP,
- WPA,
- WPA2,
- WPA/WPA2 Enterprise.

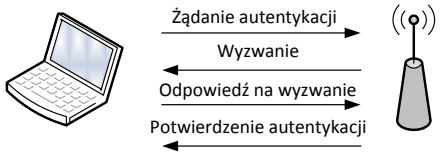
2.1. WEP

WEP (Standard Wired Equivalent Privacy) opracowany został w 1999 roku. Celem protokołu miało być zapewnienie poufności i bezpieczeństwa danych na poziomie zbliżonym do sieci kablowych [9]. Protokół do zapewnienia poufności używa szyfru strumieniowego RC, natomiast do zapewnienia integralności używana jest suma kontrolna CRC-32.

Już w 2000 roku odkryte zostały luki w zabezpieczeniach protokołu WEP, jednak do dziś ten standard jest stosowanych w celu zabezpieczenia sieci. Punkty dostępowe nadal mają wbudowany mechanizm szyfrowania protokołem WEP [9].

Niestety protokół WEP jest bardzo podatny na ataki kryptograficzne. Słabością tego protokołu jest to, że podstawowym algorytmem szyfrowania jest RC4. Ponadto protokół ten obsługuje zbyt mały rozmiar wektora inicjalizującego (IV), który jest powtarzany jest co 224 pakiety. Dzięki temu istnieje 50% szansa na to, że w zbiorze 5000 pakietów zostanie powtórzony klucz szyfrowania co najmniej 4 razy.

Dodatkową podatnością WEP jest brak autentykacji urządzenia klienckiego w trakcie transmisji. Autentykacja następuje podczas nawiązywania połączenia z punktem dostępowym poprzez wymianę informacji uwierzytelniających (ang. 4-way handshake), tak jak to zaprezentowano na rysunku 1.



Rys. 1. Proces autentykacji urządzenia w sieci bezprzewodowej (4-way handshake)

Proces uwierzytelnienia składa się z czterech kroków i opiera się o współdzielony klucz kryptograficzny. Inicjowany jest przez urządzenie klienta, które przesyła do punktu dostępowego żądanie uwierzytelnienia w sieci. Punkt dostępowy w odpowiedzi na żądanie przesyła do urządzenia klienta 128 bitową liczbę losową. Klient szyfruje tę liczbę współdzielonym kluczem kryptograficznym po czym przesyła ją w postaci zaszyfrowanej do punktu dostępowego, gdzie zostaje ona odszyfrowana. Jeśli urządzenie punktu dostępowego stwierdzi, że odszyfrowana liczba jest taka sama jak wysłana wcześniej do klienta to autoryzuje urządzenie klienckie i wysyła mu potwierdzenie autentykacji. W ten sposób urządzenie klienckie potwierdza znajomość klucza szyfrującego pozwalającego na dostęp do sieci. Niestety proces ten nie pozwala na stwierdzenie czy punkt dostępowy zna hasło, czyli nie zabezpiecza przed fałszywymi punktami dostępowymi. Dodatkowym poważnym problemem jest możliwość podszycia się innego urządzenia pod autoryzowane w sieci urządzenie klienckie gdyż autentykacja nie jest kontrolowana w trakcie dalszej wymiany danych. Ponadto hasło dostępowe do sieci używane jest jako klucz szyfrujący wspólny dal wszystkich klientów sieci, co stwarza możliwość podsłuchiwania transmisji przez innych użytkowników sieci[9].

2.2. WPA

Ze względu na zbyt niski poziom bezpieczeństwa WEP i jego podatność na ataki rozpoczęto prace nad nowym standardem 802.11i. Jednak brak możliwości szybkiego wdrożenia pełnego standardu (głównie ze względu na ograniczenia sprzętowe istniejących urządzeń) spowodował wprowadzenie standardu WPA jako tymczasowego rozwiązania [10].

Metoda szyfrowania WPA wykorzystuje algorytm szyfrowania TKIP, który usuwa słabości WEP. WPA wprowadziło kontrolę integralności informacji, rozszerzyło wektor inicjujący oraz mechanizm wprowadzania ponownie klucza WPA. Miało to na celu zapewnienie wyższego poziomu zabezpieczenia i uwierzytelnienie użytkownika w oparciu o 802.11 oraz Extensible Authentication Protocol (EAP). Wi-Fi Protected Access (WPA) jest kompatybilny z IEEE 802.11i [7, 10].

Aby zapewnić większe bezpieczeństwo sieci Wi-Fi w porównaniu do WEP, Standard 802.11i wprowadził RSN (Robust Security Network). Wprowadzenie RSN ma na celu rozwiązanie problemów bezpieczeństwa, które występowały w WEP. Podstawowymi problemami, które postanowiono rozwiązać to: ochrona współdzielonego klucza, bezpieczeństwo szyfrowania, uwierzytelnianie, zmienność klucza oraz integralność [1, 10].

RSN obejmuje następujące elementy bezpieczeństwa architektury sieci [1, 10]:

- klucz szyfrujący nie jest bezpośrednio używany do szyfrowania tylko wykorzystywany jest do generowania tymczasowego klucza szyfrującego,
- wykorzystanie protokołu 802.11X do uwierzytelniania podłączonego urządzenia,
- określenie metod szyfrowania oraz 4-way handshake,
- zagwarantowanie poufności i integralności poprzez użycie TKIP i CCMP,
- ustalenie polityki bezpieczeństwa.

Uwierzytelnienie przy pomocy współdzielonego klucza działa analogicznie jak w przypadku sieci WEP. Polega to na wprowadzeniu przez użytkownika klucza. Ten rodzaj szyfrowania stosowany jest głównie w domach i małych firmach, ze względu na swą prostotę. Rozwiązanie to nazywane jest WPA-Personal lub WPA-PSK [10].

2.3. WPA2

W 2004 WPA2 zostało określone jako pełna implementacja standardu 802.11i. Podstawową zmianą jaka została wprowadzona przez standard IEEE 802.11i było oddzielenie uwierzytelnienia użytkowników od zapewnienia poufności oraz integralności danych. Dzięki temu utworzona została skalowalna oraz niezawodna architektura bezpieczeństwa (RSN) mająca zastosowanie w dużych sieciach korporacyjnych jak i w sieciach domowych. RSN wykorzystuje nowe mechanizmy poufności oraz integralności. Kolejną wprowadzoną zmianą jest wykorzystanie protokołu 802.1x do uwierzytelniania. Bezpieczna komunikacja składa się z czterech faz [1, 10]:

- uzgodnienia polityki bezpieczeństwa,
- uwierzytelnienia 802.1x,
- generowania i dystrybucji klucza,
- w ramach architektury RSN – zapewnienia integralności i poufności danych.

Protokół wykorzystuje do autentykacji tzw. 4-way handshake.

Podczas czteroetapowej negocjacji (4-way handshake) klucz PTK wyliczany jest na podstawie kliku różnych parametrów, takich jak: klucz PMK, wartość losowa generowana przez klienta-suplikanta (SNonce), wartość losowa generowana przez podmiot uwierzytelniający (ANonce), stały ciąg znaków, adresu MAC punktu dostępowego i suplikanta [1,10].

WPA2 wymaga wsparcia CCMP – trybu pracy algorytmu szyfrującego opartego na algorytmie AES. Używa 128 bitowego klucza oraz bloku o tym samym rozmiarze.

2.4. WPA/WPA2 Enterprise

W przypadku WPA/WPA2 Enterprise wymagany jest serwer Radius. W tym przypadku serwer wykonuje operacje autoryzacji, księgowania oraz uwierzytelniania. Rozwiązanie to wzbogaca funkcjonalność WPA2. Głównymi zaletami stosowania WPA/WPA2 Enterprise są [11]:

- zastosowanie indywidualnych danych dostępu do sieci dla każdego użytkownika jak i urządzenia,
- podłączenie użytkownika do sieci poprzedzone jest uwierzytelnieniem,
- zarządzanie użytkownikami,
- opcja uwierzytelnienia infrastruktury, do której użytkownik się podłącza, w celu uzyskania odporności na atak na AP,
- w przypadku zastosowania limitów np. czasu połączenia, przesyłu danych możliwe jest zliczanie wartości tych parametrów (realizacja księgowania),
- odłączenie pojedynczego użytkownika nie wymaga zmiany hasła dla wszystkich użytkowników sieci.

Dużym minusem oraz problemem jest zbudowanie infrastruktury opartej na tym standardzie. Zbudowanie sieci opartej na 802.1X i serwerze Radius wymaga specjalistycznej wiedzy oraz sprzętu obsługującego wybraną metodę EAP.

W 2004 roku, gdy został wydany standard 802.11i pro-gram certyfikacji urządzeń zawierał tylko jedną metodę uwierzytelnienia tzw. EAP-TLS. Była ona stosunkowo trudna w implementacji. Wraz z rozwojem zostały opracowane nowe metody ułatwiające wdrażanie WPA-Enterprise[1,11].

3. Zagrożenia sieci bezprzewodowych

W sieciach bezprzewodowych brak okablowania, łatwość dostępu oraz mobilność jest ich największą zaletą. Jednak stanowi to również ich największą wadę, ponieważ brak jest fizycznego ograniczenia dostępu do sieci [3, 4, 6].

Podstawowymi zagrożeniami sieci bezprzewodowych są:

- nasłuchiwanie i podsłuchiwane,
- wstrzykiwanie pakietów,
- łamanie haseł,
- podszywanie się.

Ze względu na fakt, iż sieć jest dostępna dla każdego kto znajduje się w jej zasięgu, możliwe jest podsłuchiwane ruchu sieciowego. Polega ono na analizowaniu ruchu sieciowego poprzez odbieranie pakietów, które są adresowane do innych użytkowników. Przykładowym programem do analizowania ruchu w sieci jest Wireshark [4].

Kolejnym zagrożeniem występującym w sieciach bezprzewodowych jest wstrzykiwanie pakietów. Polega ono na tym, iż nieproszony użytkownik sieci jest w stanie np. anulować uwierzytelnienie poprzez wstrzykniecie do sieci ramki zarządzającej De-authentication, powodującej rozłączenie użytkowników sieci [8].

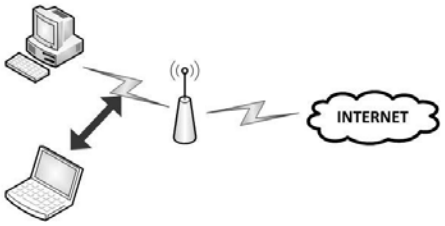
Następnym niebezpieczeństwem, które dotyczy sieci bezprzewodowych jest łamanie haseł. Nie mniej istotnym zagrożeniem jest podszywanie się. Jest to atak typu „Man In the Middle". Atakujący podszywa się pod punkt dostępowy w celu zmylenia użytkowników sieci aby połączyli się z tym spreparowanym punktem dostępowym, który daje atakującemu możliwość podsłuchiwania ruchu sieciowego [8].

4. Stanowisko badawcze

W celu weryfikacji kluczowych podatności sieci bezprzewodowych zbudowane zostało stanowisko badawcze pozwalające na badanie rzeczywistego działania małej sieci bezprzewodowej. W skład stanowiska wchodził punkt dostępowy (AP) podłączony do Internetu oraz dwa komputery – jeden w roli klienta sieci, drugi jako maszyna do przeprowadzenia ataków. Schemat stanowiska badawczego przedstawiono na rysunku 2. W badaniach pominięto kwestię podłączenia do Internetu, gdyż kwestię tą reguluje dostawca łącza internetowego i nie mamy wpływu na oferowane zabezpieczenia.

W zbudowanym laboratorium wykorzystano następujące urządzenia:

- laptop skonfigurowany do pracy w sieci bezprzewodowej i łączący się z Internetem. Będzie on pełnił rolę „ofiary". Urządzenie to wyposażono w system operacyjny Windows 7.
- komputer stacjonarny przeznaczony do przeprowadzania testów penetracyjnych. Zalecane jest aby posiadał minimum 3GB pamięci RAM, gdyż w doświadczeniach zostaną wykorzystane narzędzia i oprogramowanie które, aby spełniało prawidłowo swoje zadanie, potrzebuje odpowiednio dużej pojemności pamięci operacyjnej. Komputer musi być wyposażony w bezprzewodową kartę sieciową obsługującą mechanizm wstrzykiwania, przechwytywania oraz nasłuchiwania pakietów. W badaniach została użyta bezprzewodowa karta sieciowa Edimax – 7711USn. Komputer ten został dodatkowo wyposażony w system operacyjny Kali Linux. System ten został wybrany ze względu na to, że posiada wbudowaną obsługę użytej karty Edimax wraz ze wszystkimi sterownikami potrzebnymi do wstrzykiwania i nasłuchiwania pakietów.
- punkt dostępowy TP-Link 841N. Istnieje jednak możliwość wykorzystania dowolnego punktu dostępowego obsługującego szyfrowanie WEP/WPA/WPA2.
- łącze internetowe.



Rys. 2. Schemat stanowiska badawczego

Przygotowany sprzęt został wstępnie skonfigurowany i przygotowany do przeprowadzenia badań. Konfiguracja punktu dostępowego została przywrócona do ustawień fabrycznych a następnie skonfigurowano go jako ruter pełniący funkcję punktu dostępowego sieci bezprzewodowej o identyfikatorze (SSID) „t1". W kolejnym kroku skonfigurowano połączenie z Internetem, korzystając z połączenia kablowego. Na tym etapie nie konfigurowano żadnych zabezpieczeń. Całość sieci badawczej podłączona była z Internetem za pośrednictwem zapory sieciowej.

Do wstępnie skonfigurowanej sieci podłączony został laptop, po czym nawiązano na nim połączenie z Internetem. W ten sposób sprawdzono poprawność działania zestawionych połączeń i wykonanej konfiguracji.

5. Ocena skuteczności metod zabezpieczeń

W celu praktycznej weryfikacji poziomu bezpieczeństwa sieci bezprzewodowej przeprowadzono badania ich odporności pod kątem odporności na złamanie hasła. Łamanie hasła jest jednym z najczęstszych sposobów naruszenia bezpieczeństwa sieci.

Przedstawiona zostanie analiza bezpieczeństwa sieci bezprzewodowych poprzez określenie wpływu wybranych parametrów na czas łamania hasła. Badane będą: siła sygnału oraz siła użytego hasła.

5.1. Siła sygnału

W niniejszym rozdziale przedstawiono wyniki eksperymentu mającego zweryfikować czy siła sygnału sieci bezprzewodowej wpływa na czas łamania hasła. Przy pomocy programu Wi-Fi Analytics Tool została przeprowadzona analiza sygnału punktu dostępowego.

Wi-Fi Analytics Tool jest narzędziem analizującym sieci bezprzewodowe. Na podstawie wykresów przedstawia siłę sygnału, kanał oraz zakłócenia na wybranych kanałach. Analiza wypływu siły sygnału na czas łamania zabezpieczenia WEP została opracowana na podstawie czterech statusów pomiaru siły sygnału:

- bardzo dobra,
- dobra,
- dopuszczalna,
- bardzo słaba.

Przeprowadzono badanie mające na calu sprawdzenie czy siła sygnału ma znaczenie na czas łamania podczas szyfrowania WEP. Aby zróżnicować siłę sygnału punkt dostępowy był ustawiany w różnych lokalizacjach.

Każdy pomiar został powtórzony 5 razy. Na podstawie przeprowadzonych pomiarów został wyliczony średni czas łamania zabezpieczenia przy danej sile sygnału. Wyniki przeprowadzonego badania przedstawia tabela 1.

Tabela 1. Wpływ siły sygnału na czas ataku na sieć używającą szyfrowania WEP

Rodzaj szyfrowania	Siła sygnału (dBm)	Średn Czas (hh:mm:ss)	Powodzenie ataku
WEP	-44 dBm	00:00:35	TAK
WEP	-74 dBm	00:00:36	TAK
WEP	-88 dBm	00:00:34	TAK
WEP	-95 dBm	00:00:35	TAK

Wszystkie próby złamania hasła szyfrowania WEP zakończyły się powodzeniem. Za pomocą polecenia `aircrack -ng` możliwe jest przeprowadzenie ataku na sieć zabezpieczoną protokołem WEP.

Biorąc pod uwagę wykonane badanie warto zauważyć, iż czas łamania zabezpieczenia oscyluje w okolicach 35 sekund. Uzyskanie tak krótkiego czasu jest możliwe dzięki wykorzystaniu polecenia `aircrack` do wstrzyknięcia pakietów, ponieważ podstawowym elementem niezbędnym do złamania zabezpieczenia WEP są przechwycone pakiety. Ze względu na to iż, wektor inicjalizujący powtarzany jest co 224 pakiety. Istnieje 50% szansa na to, że w zbiorze 5000 pakietów zostanie powtórzony klucz szyfrowania co najmniej 4 razy. Im program mniej przechwyci pakietów, tym czas łamania zabezpieczenia zostanie wydłużony.

Na podstawie uzyskanych wyników możliwe jest stwierdzenie, że czas łamania nie jest zależny od siły sygnału. W każdym z badanych przypadków średnie czasy łamania były zbliżone.

Analogiczne badanie zostało przeprowadzone w sieci wykorzystującej szyfrowanie WPA/WPA2 PSK. Nadmienić należy, że w tym przypadku `aircrack` korzystał ze słownika haseł. Aby zbadać wpływ siły sygnału na czas łamania wprowadzono do słownika hasło użyte do zabezpieczenia analizowanej sieci. Jako że komputer kliencki wyposażony był w system obsługujący szyfrowanie WPA2, taki właśnie algorytm szyfrujący używany był do zabezpieczenia badanej sieci bezprzewodowej.

Każde doświadczenie zostało wykonane w przygotowanym laboratorium oraz powtórzone 5 razy. Na podstawie pomiarów została wyliczona średnia czasów łamania zabezpieczenia. Tabela 2 przedstawia wynik przeprowadzonego badania.

Tabela 2. Wpływ siły sygnału na czas ataku na sieć używającą szyfrowania WPA/WPA2 PSK

Rodzaj szyfrowania	Siła sygnału (dBm)	Średni Czas (hh:mm:ss)	Powodzenie ataku
WPA/WPA2	-40 dBm	00:00:25	TAK
WPA/WPA2	-70 dBm	00:00:24	TAK
WPA/WPA2	-80 dBm	00:00:25	TAK
WPA/WPA2	-95 dBm	00:00:23	TAK

Na podstawie danych z tabeli 2, można zauważyć, że czasy łamania zabezpieczenia WPA/WPA2 PSK, są bardzo do siebie zbliżone. Efekt doświadczenia udowadnia, że siła sygnału nie ma żadnego znaczenia na czas łamana zabezpieczenia. Zbliżone czasy łamania klucza związane są z tym, że do każdego przeprowadzonego ataku zostało użyte to samo hasło.

5.2. Siła hasła

Każda sieć wykorzystująca szyfrowanie posiada hasło stanowiące klucz dostępu do sieci. Na podstawie tego hasła generowany jest również klucz szyfrujący. Odgadnięcie (złamanie) hasła pozwala więc atakującemu na swobodny dostęp do sieci. Dlatego też istotne jest stosowanie silnych haseł, czyli takich, które będą trudne do odgadnięcia. Siła hasła zależy od liczby znaków oraz kombinacji elementów z poniższych grup:

- cyfry,
- małe litery,
- wielkie litery,
- znaki specjalne.

Silne hasło powinno zawierać co najmniej 8 znaków, przy czym powinno zawierać znaki z każdej z wyszczególnionych powyżej grup. Ponadto hasło nie może być oparte na słowie pochodzącym ze słownika oraz nie może w żaden sposób kojarzyć się z użytkownikiem. Popełnienie błędu przy konstruowaniu hasła skutkuje obniżeniem jego entropii i ułatwia złamanie. Standardem podczas tworzenia zabezpieczeniem jest połączenie cyfr, małych wielkich liter oraz znaków specjalnych.

Pierwszy etap badań dotyczył wpływu siły hasła na czas łamania zabezpieczeń w szyfrowaniu WEP. Do celów eksperymentu zabezpieczano sieć używając czterech haseł o różnej sile. Dla każdego hasła badanie zostało powtórzone 5 razy oraz została wyliczona średnia czasów łamania zabezpieczania. Wynik przeprowadzonego badania przedstawia tabela 3.

Tabela 3. Wpływ siły hasła na czas łamania zabezpieczeń w sieci używającej szyfrowania WEP

Rodzaj szyfrowania	Hasło	Średni Czas (hh:mm:ss)	Powodzenie ataku
WEP	1234567890	00:00:31	TAK
WEP	klucz123	00:00:33	TAK
WEP	Zn4k$pecj@lny	00:00:32	TAK
WEP	@#$%^&**^%$#	00:00:32	TAK

W przypadku szyfrowania WEP, każde wykonanie próby złamania klucza zakończyło się powodzeniem. Protokół WEP jest kryptologicznie podatny na ataki. Na podstawie uzyskanych danych, można stwierdzić, że niezależnie od tego jak bardzo złożone jest hasło to narzędzie aircrack –ng jest w stanie złamać szyfrowanie. Również zmiana siły hasła nie ma wpływu na czas łamania zabezpieczeń.

Analogiczne badanie przeprowadzono w sieci zabezpieczonej zgodnie ze standardem 802.11i czyli używającej szyfrowania WPA/WPA2 PSK. Na podstawie podstawowych zasad tworzenia kluczy w zależności od siły hasła zostały utworzone cztery ciągi znaków. Każdy kolejny ciąg znaków stanowi hasło o większej sile. Każdy z nich został użyty do zabezpieczenia sieci. Doświadczenie zostało powtórzone pięciokrotnie dla pierwszych trzech haseł oraz wyliczona została średnia czasów złamania zabezpieczenia. Natomiast w przypadku najsilniejszego hasła pomiar był wykonany tylko raz, ponieważ nie udało się złamać zabezpieczenia. Powodem tego był fakt, że słownik nie zawierał używanego w sieci klucza. Tabela 4 przedstawia wyniki przeprowadzonego badania.

Tabela 4. Wpływ siły hasła na czas łamania zabezpieczeń sieci zabezpieczonej zgodnie ze standardem 802.11i

Rodzaj szyfrowania	Hasło	Średni czas (hh:mm:ss)	Liczba kluczy	Powodzenie ataku
WPA/WPA2	1011990	00:00:00	12	TAK
WPA/WPA2	ASIANNA008	00:14:29	1457328	TAK
WPA/WPA2	Dodge9404.0	00:40:20	4057896	TAK
WPA/WPA2	@%##*Fj^!	20:46:09	468202214	NIE

Pole „liczba kluczy” w tabeli 4 określa liczbę sprawdzonych pozycji w słowniku haseł. Na podstawie danych z tabeli 4 można zauważyć, iż słownik zawierał 468202214 kluczy - ponieważ dla ostatniego hasła program sprawdził wszystkie znajdujące się w słowniku pozycje i zakończył działanie. Złamanie hasła o największej sile zakończyło się niepowodzeniem, mimo dużej liczby kluczy w słowniku.

Jako, że łamanie zabezpieczenia sprowadza się do dopasowywania kolejnych haseł pobieranych ze słownika, czas łamania jest proporcjonalny do liczby sprawdzonych pozycji. Jeśli hasło nie figuruje w słowniku to próba łamania zakończy się niepowodzeniem. Dobry słownik powinien zawierać najczęściej stosowane przez użytkowników hasła. Jeśli mimo braku powodzenia chcemy kontynuować atak możemy tego dokonać metodą siłową (ang. brute force). Polegało to będzie na generowaniu wszystkich możliwych kombinacji znaków i próby użycia ich jako hasła. Takie postępowanie jest jednak czasochłonne. Bazując na uzyskanych w trakcie badań czasach, zakładamy, że możliwe jest sprawdzenie średnio 100 000 haseł w ciągu minuty. Tak więc czasy sprawdzenia wszystkich możliwych kombinacji haseł o określonej długości będą się przedstawiały tak jak zaprezentowano w tabeli 5.

Jak pokazują przedstawione w tabeli 5 dane hasła o długości mniejszej niż 7 znaków mogą zostać złamane w rozsądnym czasie. Aby zapewnić bezpieczeństwo sieci należy stosować hasła o długości nie mniejszej niż 8 znaków. Wówczas nie tylko maksymalny czas sprawdzenia wszystkich kombinacji będzie długi ale również prawdopodobieństwo, że użyte hasło wystąpi na początku słownika będzie niewielkie. Poza tym algorytmy siłowe najczęściej sprawdzają wszystkie hasła kolejno poczynając od najkrótszych. Tak więc zanim algorytm przystąpi do sprawdzania haseł ośmioznakowych sprawdzi hasła krótsze, co dodatkowo wydłuży czas łamania.

Tabela 5. Czas sprawdzenia wszystkich kombinacji hasła o określonych długościach w sieci zabezpieczonej w standardzie 802.11i

Liczba znaków hasła	Liczba możliwych kombinacji hasła	Czas sprawdzenia wszystkich kombinacji
1	95	0,001 s
2	9025	0,09 s
3	857375	8,5 s
4	81450625	13,5 min
5	7,74E9	21,54 h
6	7,35E11	85 dni
7	6,98E13	22 lata
8	6,63E15	2103 lata
9	6,3E17	200 tys. lat

6. Wnioski

Szyfrowanie WEP okazało się całkowicie podatne na ataki i nie stanowi zabezpieczenia nawet w sytuacji, gdy hasło jest bardzo silne. Ponadto stosuje jeden wspólny klucz szyfrujący dla wszystkich klientów, przez co mogą oni podsłuchiwać ruch sieciowy innych użytkowników sieci. Jak wykazały badania jedyną skuteczną metodą zabezpieczenia małej sieci bezprzewodowej jest stosowanie standardu 802.11i, niezależnie od standardu transmisji danych. Podczas szyfrowania WPA/WPA2 jedyną metodą złamania zabezpieczenia jest metoda słownikowa lub siłowa wymagająca długiego czasu analizy w przypadku zastosowania długich i złożonych haseł.

Większą skuteczność i dodatkowe możliwości w dziedzinie zabezpieczenia sieci oferuje jedynie standard enterprise oparty o serwer radius. Jednak ten rodzaj zabezpieczeń nie był zanalizowany ze względu na trudność zrealizowania tak złożonej struktury jako mobilnego hotspota oraz wysoki koszt implementacji tegoż zabezpieczenia. Dlatego też w celu uzyskania wysokiego poziomu bezpieczeństwa i dostępności łącza internetowego udostępnianego przez mobilne punkty dostępowe należy zabezpieczać transmisję w standardzie 802.11i, udostępniając hasło dostępowe klientom. Należy jednak zadbać o systematyczną zmianę tychże haseł.

Literatura

[1] Gast M. S.: 802.11. Sieci bezprzewodowe. Przewodnik encyklopedyczny, Helion 2003.
[2] Gliwiński M., Dylewski R.: Raport specjalny szkoły hakerów część 1. Ataki na sieci bezprzewodowe. Teoria i praktyk, Kwidzyń 2010.
[3] Hutchens J.: Skanowanie sieci z Kali Linux. Receptury, Gliwice 2015.
[4] Kowalczyk G.: Kali Linux Audyt bezpieczeństwa sieci Wi-Fi dla każdego Wydanie II, Gliwice 2016.
[5] Leary J., Pejman R.: Bezprzewodowe sieci LAN 802.11 podstawy, PWN 2006 Potter B., Fleck B.: 802.11. Bezpieczeństwo, Helion 2004.
[6] Weidman G.: Bezpieczny system w praktyce. Wyższa szkoła Hawkingu i testy penetracyjne, Gliwice 2015.
[7] http://etutorials.org/Networking/802.11+security.+wi-fi+protected+access+and+802.11i/Part+II+The+Design+of+Wi-Fi+Security/Chapter+7.+WPA+RSN+and+IEEE+802.11i/Security+Layers/, [11.06.2016].
[8] http://www.hsc.fr/ressources/articles/hakin9_wifi/hakin9_wifi_PL.pdf, [11.06.2016].
[9] Smutnicki A.: Bezpieczeństwo sieci Wi-Fi – część 3. (WEP), http://sekurak.pl/bezpieczenstwo-sieci-wi-fi-czesc-3-wep/, [11.06.2016].
[10] Smutnicki A.: Bezpieczeństwo sieci Wi-Fi – część 4. (Standard 802.11i czyli WPA i WPA2), http://sekurak.pl/bezpieczenstwo-sieci-wi-fi-czesc-4-standard-802-11i-czyli-wpa-i-wpa2/, [11.06.2016].
[11] Smutnicki A.: Bezpieczeństwo sieci Wi-Fi – część 7. (WPA/WPA2-Enterprise: 802.1X i EAP), http://sekurak.pl/bezpieczenstwo-sieci-wi-fi-czesc-7-wpawpa2-enterprise-802-1x-i-eap/, [11.06.2016].
[12] 802.1X-2004 - Port Based Network Access Control, http://www.ieee802.org/1/pages/802.1x-2004.html, [19.06.2016].

Dr inż. Grzegorz Kozieł
e-mail: g.koziel@pollub.pl

Absolwent Wydziału Elektrycznego Politechniki Lubelskiej, gdzie również uzyskał tytuł doktora w 2011 roku, broniąc pracę „Zmodyfikowane metody cyfrowego przetwarzania sygnałów dźwiękowych w steganografii komputerowej”. Pracownik Instytutu Informatyki na Wydziale Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Lubelskiej, początkowo, jako asystent, później, jako adiunkt a obecnie zastępca dyrektora Instytutu ds. ogólnych.
Działalność naukowa obejmuje steganografię oraz analizę danych ruchu.

Inż. Jakub Maluga
e-mail:jakubmaluga@gmail.com

Absolwent Państwowej Szkoły Wyższej im. Jana Pawła II w Białej Podlaskiej, gdzie uzyskał tytuł inżyniera. Obecnie dyplomant Instytutu Informatyki na Wydziale Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Lubelskiej oraz pracownik firmy TAU INTERNET na stanowisku: monter sieci i urządzeń telekomunikacyjnych.

otrzymano/received: 20.06.2016 *przyjęto do druku/accepted: 30.10.2016*

DOI: 10.5604/01.3001.0009.5191

CHARAKTERYSTYKA SYSTEMU WSPOMAGANIA POZYCJONOWANIA QZSS-ZENITH

Kamil Krasuski[1,2]
[1]Zespół Technik Satelitarnych, Dęblin; [2]Starostwo Powiatowe w Rykach, Wydział Geodezji, Kartografii i Katastru Nieruchomości

Streszczenie. *W artykule przedstawiono charakterystykę japońskiego systemu nawigacyjnego QZSS-Zenith do wspomagania pozycjonowania satelitarnego. Scharakteryzowano poszczególne segmenty systemu QZSS-Zenith oraz opisano również skalę czasu i układ odniesienia w systemie QZSS. W części badawczej artykułu przedstawiono rezultaty pozycjonowania satelitarnego z użyciem obserwacji GPS i QZSS.*

Słowa kluczowe: QZSS-Zenith, QZSST, JGF, GPS, dokładność

CHARACTERISTIC OF QZSS-ZENITH POSITIONING AUGMENTATION SYSTEM

Abstract. *This paper presents characteristic of Japanese navigation system QZSS-Zenith for satellites positioning augmentation. Segments of QZSS-Zenith system were characterized, and time scale and reference frame of QZSS system were also described. The positioning results based on GPS and QZSS observations were presented in the research part of article.*

Keywords: QZSS-Zenith, QZSST, JGF, GPS, accuracy

Wstęp

Segment kosmiczny globalnego systemu nawigacji satelitarnej GNSS składa się zarówno z satelitów umieszczonych na orbicie typu MEO, jak i satelitów rozmieszczonych na orbitach typu GEO i HEO. Wśród satelitów z orbity typu MEO można wyróżnić satelity systemów: GPS (właściciel systemu- USA), GLONASS (właściciel systemu- Rosja), GALILEO (właściciel systemu- Unia Europejska) czy BEIDOU (właściciel systemu- Chiny). W przypadku aparatów z orbity GEO, są to m. in. satelity systemów: WAAS (właściciel systemu- USA), EGNOS (właściciel systemu- Unia Europejska), MSAS (właściciel systemu- Japonia), GAGAN (właściciel systemu- Indie) czy SDCM (właściciel systemu- Rosja). Reprezentantem satelitów z orbity typu HEO jest natomiast japoński system QZSS-Zenith (obecnie 1 satelita Michibiki). W artykule przedstawiono charakterystykę, budowę, poszczególne komponenty oraz podstawowe zastosowania systemu QZSS-Zenith jako systemu wspomagania pozycjonowania satelitarnego. W pracy opisano również skalę czasu i układ odniesienia systemu QZSS. W części badawczej artykułu pokazano dokładności wyznaczenia współrzędnych geodezyjnych BLh z użyciem obserwacji GPS oraz GPS/QZSS.

1. System QZSS-Zenith

Quasi-Zenith Satellite System (QZSS) jest regionalnym systemem wspomagania pozycjonowania, zaprojektowanym przez rząd japoński w 2002 r. Początkowo system budowało konsorcjum ABSC (ang. *Advanced Space Business Corporation*), ale od 2007 r. rolę tę przejęła agencja rządowa SPAC (ang. *Satellite Positioning Research and Application Center*) [9, 10]. System w swoich pierwotnych planach miał zapewniać pokrycie dla obszaru Wschodniej Azji oraz Oceanii i Australii. Główne cele systemu to zwiększenie niezawodności działania oraz podwyższenie dokładności wyznaczenia pozycji z wykorzystaniem systemu GPS. System składa się z 3 komponentów [5, 6]: segmentu kosmicznego (ang. *Space Segment*), segmentu naziemnego (ang. *Ground Segment*) oraz segmentu użytkownika (ang. *User Segment*). Segment kosmiczny stanowi obecnie tylko 1 satelita o nazwie Michibiki. Docelowa liczba satelitów do 2018 ma wynosi 4, a do 2023 konstelacja zwiększy się do 7 satelitów [3]. Segment naziemny to główna stacja nadzoru oraz stacje śledzące rozmieszczone na terenie Japonii (5 stacji) oraz Indii, Tajlandii, Australii (po 1 stacji) oraz USA (2 stacje). Segment użytkownika to wszystkie odbiorniki satelitarne działające w systemie QZSS.

1.1. Segment kosmiczny

Jedyny satelita systemu QZSS (patrz rysunek 1) jest umieszczony na wysokiej orbicie (promień orbity a = 42164 km). Kąt nachylenia płaszczyzny orbity do płaszczyzny równika ziemskiego (inklinacja) wynosi 43º, zaś okres obiegu 1 dzień gwiazdowy. Różnica długości geograficznej dla węzłów wstępujących planów orbitalnych wynosi 120°. Ślad orbity na powierzchni Ziemi przypomina kształtem „ósemkę" z punktem centralnym na południku 135º E. Podstawowe parametry orbity keplerowskiej dla satelitów QZSS zostały zamieszczone w Tabeli nr 1.

Tabela 1. Wybrane parametry orbity systemu QZSS [4, 5, 6].

Liczba satelitów	1
Liczba orbit	3
Inklinacja	43º ± 4º
Mimośród	0,075 ± 0,015
Wielka półoś	42164 km
Okres obiegu	1 dzień gwiazdowy
Odległość punktu perygeum	39002 km
Odległość punktu apogeum	45326 km
Argument perygeum	270º ± 2º
Różnica długości geograficznej węzłów wstępujących	120º

Plan konstelacji systemu QZSS zapewnia takie położenie satelitów tak, by 1 z nich był zawsze w pobliżu zenitu nad obszarem Japonii, co sprawi że sygnał satelitarny będzie docierał do odbiorników na obszarze miejskim i górskim bez zakłóceń. Szczególnie jest to użyteczne na obszarze wysoce zurbanizowanym, w tzw. „kanionie miejskim", gdzie sygnały GPS są odbijane przez budynki, co w konsekwencji powoduje problem z pozycjonowaniem.

Rys. 1. Plan konstelacji systemu QZSS [5]

Każdy satelita systemu QZSS posiadać będzie rubidowy zegar atomowy oraz maser wodorowy, podsystem transmisji sygnału dla pasma L, podsystem transferu czasu, baterie słoneczne i lustra laserowe, wykorzystywane do pomiarów laserowych SLR. Przewidywany okres życia satelitów systemu QZSS to 10 lat. Satelity QZSS będą transmitować 6 sygnałów z pasma mikrofalowego: L1C/A, L1-SAIF, L1C, L2C, LEX i L5. Cztery z nich: L1-C/A, L1C, L2C i L5 są dostępne w powszechnym użyciu do pozycjonowania, zaś pozostałe dwa: L1-SAIF i LEX stanowią sygnały wspomagania (patrz Tabela nr 2).

Tabela 2. Specyfikacja sygnałów systemu QZSS [7].

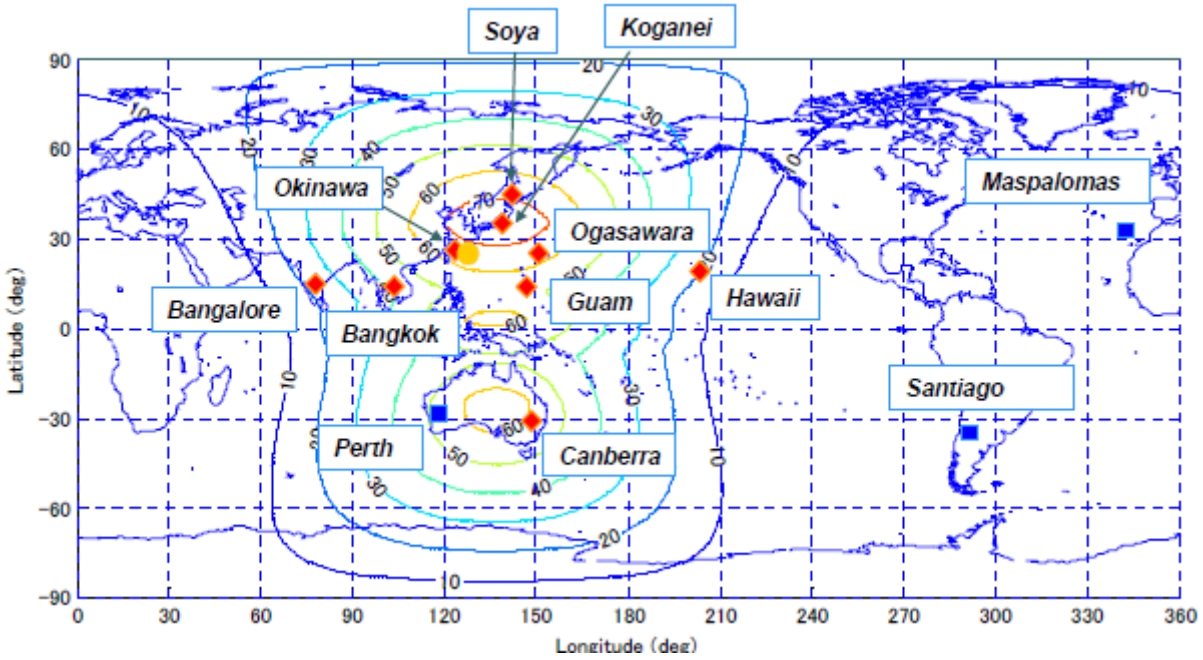
Sygnał	Częstotliwość [MHz]	Zastosowanie
L1-C/A	1575,42	Zwiększenie kompatybilności i międzyoperacyjności z systemem GPS
L1C	1575,42	
L2C	1227,60	Korekcja wpływu jonosfery
L5	1176,45	Monitoring stanu zdrowia satelitów GNSS
L1-SAIF	1575,42	Kompatybilność z systemem wspomagania WAAS
LEX	1278,75	Kompatybilność i międzyoperacyjność z systemem GALILEO (częstotliwość E6)

Częstotliwość wzorcowa dla transmitowanych sygnałów wynosi f_0=10,23 MHz, czyli odpowiednio dla L1=154·f_0, dla LEX=125·f_0, dla L2=120·f_0 oraz dla L5=115·f_0.

1.2. Segment naziemny

Konstelacja systemu QZSS jest monitorowana przez naziemny segment kontrolny (ang. *Ground Segment - GS*), w skład którego wchodzą 3 zasadnicze elementy [5, 6]:

- główna stacja nadzoru (ang. *Master Control Station - MCS*), zadania: obliczenie parametrów orbit satelitów, wyznaczenie poprawek do zegarów satelitów, podejmowanie decyzji o korektach orbit;
- stacje śledzące (ang. *Tracking Control Station - TCS*), zadania: monitorowanie konstelacji satelitów, przesyłanie danych obserwacyjnych i depesz satelitarnych do stacji MCS, raz do roku stacje TCS przejmują funkcję kontrolną nad systemem od MCS;
- stacja zarządzania czasem systemu (ang. *Time Managment Station - TMS*), zadania: podejmowanie decyzji o korekcji czasu systemu QZSS względem czasu systemu GPS.



Rys. 2. Segment naziemny systemu QZSS [5, 6]

Obecnie funkcjonuje 10 stacji systemu QZSS (patrz rysunek 2):

- 5 na obszarze Japonii (Koganei, Sarobetsu, Okinawa, Tsukuba i Chichi-Jima),
- 2 należące do USA (Guam, Hawaii),
- 1 na terenie Indii (Bangalore),
- 1 na terenie Tajlandii (Bangkok),
- 1 na terenie Australii (Canberra).

1.3. Segment użytkownika

Segment użytkownika składa się z nieograniczonej liczby odbiorników systemu QZSS. Odbiorniki wykonuje się taki sposób, aby odbierać, dekodować, przetwarzać sygnały przede wszystkim z satelitów QZSS i GPS, a także, jeśli jest to możliwe, z satelitów GLONASS, GALILEO oraz BEIDOU. Mając na uwadze koncepcję istnienia kilku częstotliwości w systemie QZSS, inżynierowie w prywatnych firmach produkują anteny satelitarne do odbiorników w taki sposób, aby móc odbierać sygnały z kilku systemów nawigacyjnych jednocześnie. Jednym z najlepszych przykładów takiego rozwiązania jest odbiornik TRIMBLE NETR9 (wersja 4.61) firmy Trimble wraz z anteną TRM59800.00, testowany w ramach ogólnoświatowej kampanii MGEX (ang. *Multi-GNSS EXperiment*).

Taka infrastruktura techniczna (odbiornik + antena) jest zainstalowana na stacji referencyjnej STK2 w Japonii (patrz rysunek 3). Stacja STK2 należy do globalnej sieci stacji referencyjnej IGS i posiada możliwość śledzenia obserwacji od pierwszego satelity systemu QZSS - Michibiki. W pliku RINEX 3.00 jest aktualnie zapisywanych 24 obserwacje (kolor czerwony na rysunku 3) od satelity Michibiki. Obserwacje QZSS są wykorzystywane w kampanii MGEX szczególnie na czterech płaszczyznach [13]:

- orientacja anteny satelity Michibiki w przestrzeni kosmicznej,
- wyznaczania błędów instrumentalnych DCB i ISB,
- wyznaczenia pozycji satelity Michibiki na orbicie,
- poprawy pozycjonowania absolutnego oraz względnego z użyciem pomiarów kodowych i fazowych.

```
     3.00           OBSERVATION DATA    M (MIXED)           RINEX VERSION / TYPE
Bnx2Rnx             igs                 20160102 00:05:54UTCPGM / RUN BY / DATE
Source 20052016010100000.bnx                                COMMENT
STK2                                                        MARKER NAME
21731S004                                                   MARKER NUMBER
IGS_group           GSI                                     OBSERVER / AGENCY
5035K69831          TRIMBLE NETR9       4.61                REC # / TYPE / VERS
5015353788          TRM59800.00     SCIS                    ANT # / TYPE
 -3642161.2100  2861487.8800  4370351.3300                  APPROX POSITION XYZ
        0.0000        0.0000        0.0000                  ANTENNA: DELTA H/E/N
G   16 C1C L1C D1C S1C C2X L2X D2X S2X C2W L2W D2W S2W C5X  SYS / # / OBS TYPES
       L5X D5X S5X                                          SYS / # / OBS TYPES
R   20 C1C L1C D1C S1C C2C L2C D2C S2C C1P L1P D1P S1P C2P  SYS / # / OBS TYPES
       L2P D2P S2P C3X L3X D3X S3X                          SYS / # / OBS TYPES
E   16 C1X L1X D1X S1X C5X L5X D5X S5X C7X L7X D7X S7X C8X  SYS / # / OBS TYPES
       L8X D8X S8X                                          SYS / # / OBS TYPES
S    8 C1C L1C D1C S1C C5I L5I D5I S5I                      SYS / # / OBS TYPES
C   12 C2I L2I D2I S2I C6I L6I D6I S6I C7I L7I D7I S7I      SYS / # / OBS TYPES
J   24 C1C L1C D1C S1C C1X L1X D1X S1X C1Z L1Z D1Z S1Z C2X  SYS / # / OBS TYPES
       L2X D2X S2X C6L L6L D6L S6L C5X L5X D5X S5X          SYS / # / OBS TYPES
Carrier-to-Noise ratios in [dB-Hz]                          COMMENT
All observations are referred to receiver time              COMMENT
QZS-1 L1-SAIF obs stored with obs-code C1Z                  COMMENT
  2016     1     1     0     0    0.0000000                 TIME OF FIRST OBS
                                                            END OF HEADER

> 2016 01 01 00 00 00.0000000  0 13
```

Rys. 3. Fragment nagłówka pliku obserwacyjnego RINEX ze stacji STK2 [12]

2. Czas systemu QZSS-Zenith

Czas systemu QZSS (QZSST) jest regulowany względem czasu systemu GPS i spełnia 5 podstawowych postulatów [7]:

- długość 1 sekundy jest identyczna jak w czasie atomowym (ang. *International Atomic Time - TAI*),
- całkowita liczba sekund różnicy między czasem QZSST a czasem TAI wynosi 19 sekund i jest taka sama jak różnica między czasem GPST (ang. *GPS Time - czas systemu GPS*) a TAI,
- początek numeru tygodnia w czasie QZSST jest taki sam jak dla czasu GPST,
- zegary satelitów systemu QZSS są kontrolowane i poprawiane względem czasu GPST,
- różnica skali czasu QZSST względem czasu systemu GPST wynosi mniej niż 7 ns (z prawdopodobieństwem 95%).

3. Układ odniesienia. Elipsoida odniesienia

W depeszy nawigacyjnej QZSS, pozycja satelity wyznaczona jest w ortokartezjańskim układzie współrzędnych przestrzennych, który stanowi konkretną realizację układu odniesienia JGF (ang. *Japan satellite navigation Geodetic Frame*). Układ odniesienia JGF jest zdefiniowany w następujący sposób:

- początek układu znajduję się w środku masy Ziemi,
- oś Z przechodzi przez ziemskie bieguny zgodnie z rekomendacją Międzynarodowej Służby Ruchu Obrotowego Ziemi,
- oś X jest skierowana do punktu przecięcia się płaszczyzny równika ziemskiego z płaszczyzną południka Greenwich 0°,
- oś Y tworzy całość prawoskrętnego układu odniesienia.

System QZSS-Zenith, w porównaniu z systemem GPS, wykorzystuje do wyznaczenia pozycji parametry elipsoidy GRS-80. Różnica wyznaczanych współrzędnych użytkownika w układzie JGF i układzie WGS-84 (dla GPS) jest mniejsza niż 0,02 m. Układ JGF jest układem globalnym, dlatego współrzędne mogą być określone zarówno w układzie ortokartezjańskim (XYZ), jak i elipsoidalnym (BLh) [6, 7].

4. Obszary zastosowania systemu QZSS

W zależności od stosowanej techniki obserwacyjnej, wyniki pomiarów wykonywanych z wykorzystaniem systemu wspomagania QZSS-Zenith, będą charakteryzować się różną dokładnością i dostępnością. Główne kategorie zastosowań systemu QZSS wymieniono poniżej [1, 2, 9, 10]:

- geodezja i budownictwo,
- geofizyka i geodynamika,
- geologia i górnictwo,
- rolnictwo precyzyjne,
- monitoring atmosfery,
- fotogrametria lotnicza i naziemna,
- zarządzanie kryzysowe,
- monitoring kataklizmów i zagrożeń pogodowych,
- nawigacja samochodowa i morska,
- nawigacja lotnicza,
- GIS,
- leśnictwo i ochrona środowiska,
- kartografia,
- transport i logistyka,
- telekomunikacja i radiokomunikacja,
- transfer czasu,
- telefonia komórkowa i aplikacje mobilne,
- ratownictwo medyczne,
- zastosowanie militarne dla wojska,
- zastosowania cywilne dla służb porządkowych (m. in. policja i straż pożarna),
- bezpieczeństwo i logistyka,
- kosmonautyka,
- robotyka i automatyka,
- itp.

5. Praktyczne zastosowanie systemu QZSS w nawigacji satelitarnej

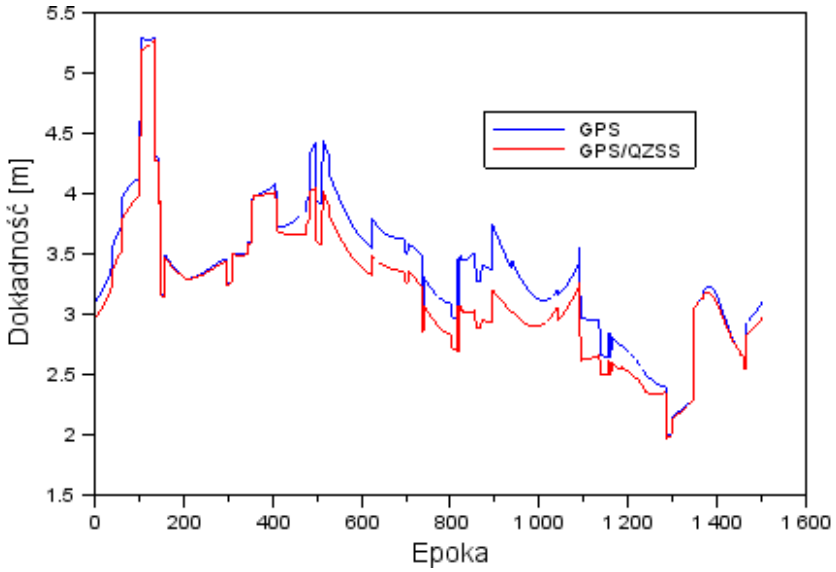
W części badawczej artykułu zaprezentowano rezultaty pozycjonowania satelitarnego z użyciem systemu GPS i QZSS. W tym celu wykorzystano obserwacje kodowe GPS i QZSS na częstotliwości L1 z dnia 01.01.2016 ze stacji referencyjnej STK2 z Japonii. Obliczenia współrzędnych odbiornika zostały

zrealizowane w programie RTKLIB w module RTKPOST dla metody pozycjonowania Single Point Positioning (SPP) [8].

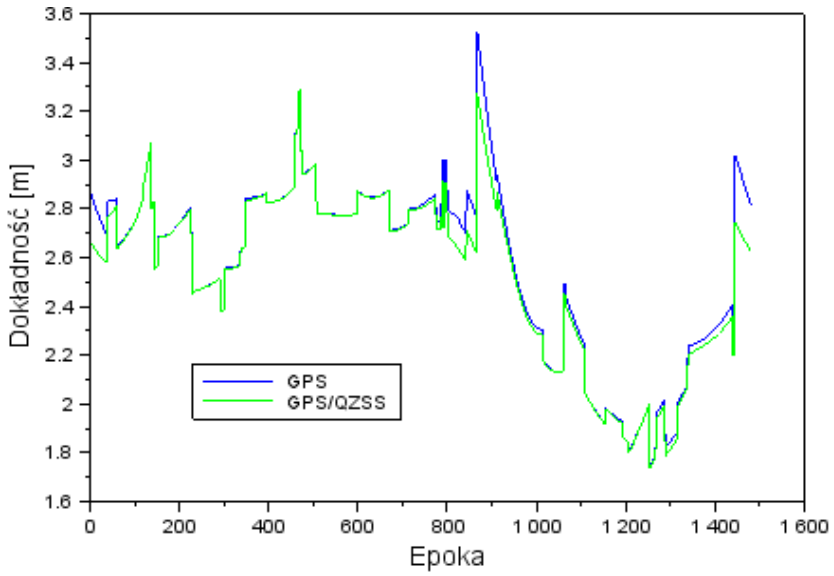
W ramach wykonywanych testów badawczych w module RTKPOST ustawiono następująca konfigurację danych wejściowych [11]:

- tryb pozycjonowania: Single,
- maska elewacji: 5^0,
- poprawka jonosferyczna: model Klobuchara,
- poprawka troposferyczna: model Saastamoinena,
- dane efemerydalne: efemeryda pokładowa,
- źródło poprawki chodu zegara satelity: efemeryda pokładowa,
- system GNSS: GPS i QZSS,
- układ odniesienia: WGS-84.

Na potrzeby eksperymentu, pozycja stacji referencyjnej STK2 została wyznaczona na dwa sposoby, tj. w teście I z użyciem tylko obserwacji GPS, natomiast w teście II z użyciem obserwacji GPS i QZSS. Uzyskane dokładności wyznaczanej pozycji stacji referencyjnej STK2 w układzie geodezyjnym BLh z rozwiązania I (GPS) oraz II (GPS/QZSS) zostały zaprezentowane na rysunkach 4, 5 i 6. W porównaniu wykorzystano tylko epoki pomiarowe, w których odbiornik zarejestrował zarówno obserwacje kodowe QZSS-Zenith oraz GPS.



Rys. 4. Dokładność wyznaczenia szerokości geodezyjnej z rozwiązania GPS i GPS/QZSS

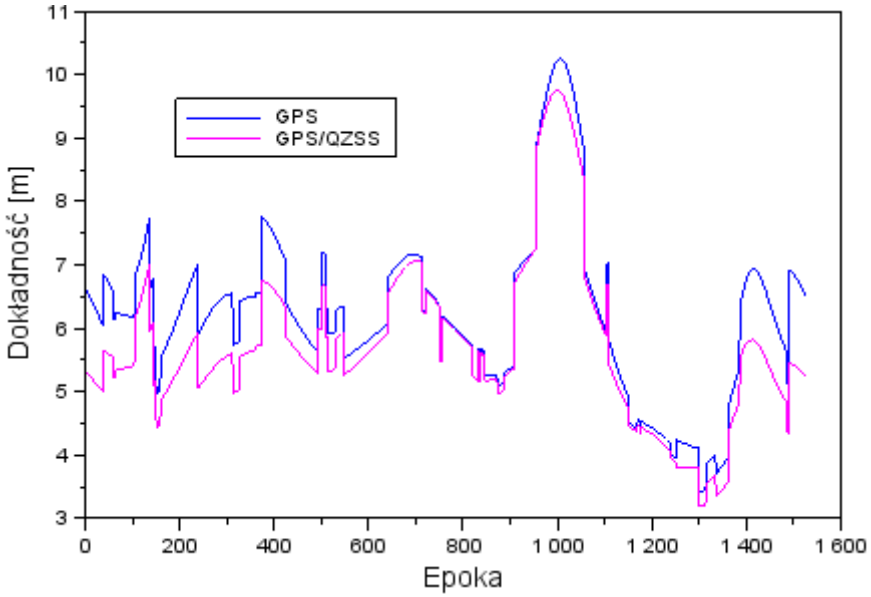


Rys. 5. Dokładność wyznaczenia długości geodezyjnej z rozwiązania GPS i GPS/QZSS

Na rysunku 4 pokazano wartości odchylenia standardowego dla wyznaczenia współrzędnej szerokości geodezyjnej (B) z rozwiązania GPS oraz GPS/QZSS. Przeciętna dokładność współrzędnej B z rozwiązania GPS wynosi 3,357 m; natomiast z rozwiązania GPS/QZSS równo 3,189 m. Ponadto rozrzut wyników odchylenia standardowego dla współrzędnej B z rozwiązania GPS wynosi od 1,990 m do 5,300 m; zaś z rozwiązania GPS/QZSS odpowiednio od 1,972 m do 5,273 m. Należy dodać, iż rozwiązanie GPS/QZSS poprawiło dokładność współrzędnej B o ponad 5% względem rozwiązania GPS.

Na rysunku 5 przedstawiono wartości odchylenia standardowego dla wyznaczenia długości geodezyjnej (L) z rozwiązania GPS oraz GPS/QZSS. Przeciętna dokładność współrzędnej L z rozwiązania GPS wynosi 2,570 m; natomiast z rozwiązania GPS/QZSS równo 2,539 m. Ponadto rozrzut wyników odchylenia standardowego dla współrzędnej L z rozwiązania GPS wynosi od 1,744 m do 3,531 m; zaś z rozwiązania GPS/QZSS odpowiednio od 1,737 m do 3,291 m. Warto zauważyć, iż rozwiązanie GPS/QZSS poprawiło dokładność współrzędnej L tylko o ponad 1% względem rozwiązania GPS. Zatem należy podkreślić, iż dokładność

wyznaczenia współrzędnej L z rozwiązania GPS oraz GPS/QZSS jest na takim samym poziomie wartości. Dodatkowo dokładność wyznaczenia współrzędnej L jest zdecydowanie wyższa a niżeli współrzędnej B.



Rys. 6. Dokładność wyznaczenia wysokości elipsoidalnej z rozwiązania GPS i GPS/QZSS

Na rysunku 6 pokazano wartości odchylenia standardowego dla wyznaczenia wysokości elipsoidalnej (h) z rozwiązania GPS oraz GPS/QZSS. Przeciętna dokładność współrzędnej h z rozwiązania GPS wynosi 6,199 m; natomiast z rozwiązania GPS/QZSS dokładnie 5,713 m. Ponadto rozrzut wyników odchylenia standardowego dla współrzędnej h z rozwiązania GPS wynosi od 3,407 m do 10,254 m; zaś z rozwiązania GPS/QZSS odpowiednio od 3,180 m do 9,756 m. Należy dodać, iż rozwiązanie GPS/QZSS poprawiło dokładność wysokości elipsoidalnej o około 8% względem rozwiązania GPS. Dokładność wyznaczenia wysokości elipsoidalnej jest najniższa dla rozwiązania GPS i GPS/QZSS w porównaniu ze współrzędnymi B i L. Ponadto rozrzut wyników dla odchylenia standardowego poszczególnej składowej jest największy dla wysokości elipsoidalnej. Z kolei trzeba nadmienić, iż zastosowanie obserwacji QZSS w pozycjonowaniu satelitarnym poprawia najbardziej wysokość elipsoidalną (h).

6. Podsumowanie i wnioski

W artykule przedstawiono krótką charakterystykę systemu wspomagania pozycjonowania satelitarnego QZSS-Zenith, z uwypukleniem poszczególnych komponentów systemu, podstawowych parametrów oraz zastosowań. System QZSS w swojej pierwotnej wersji miał zapewniać pokrycie obszaru wyłącznie Azji Wschodniej oraz Oceanii i Australii, jednakże prowadzona kampania MGEX mająca na celu integrację globalnych systemów satelitarnych GNSS, przedstawiła możliwość dostępności systemu QZSS również w innych częściach świata. Obserwacje QZSS są dostępne w formatach RINEX 3.00, 3.01, 3.02, co powoduje możliwość ich wykorzystania podczas rozwiązania nawigacyjnego pozycji użytkownika. W artykule przeprowadzono testy numeryczne mające na celu określenie wpływu obserwacji QZSS na wyznaczenie współrzędnych stacji referencyjnej STK2. Na podstawie przeprowadzonych badań można wywnioskować, iż zastosowanie obserwacji GPS/QZSS powoduje podwyższenie dokładności wyznaczanej pozycji do 10% względem rozwiązania z systemu nawigacyjnego GPS.

Podziękowania

Autor artykułu składa podziękowania dla:

- serwisu BKG za udostępnienie plików RINEX ze stacji referencyjnej STK2;
- panu Tomoji Takasu za udostępnienie bibliotek programu RTKLIB na stronie internetowej: www.rtklib.com.

Literatura

[1] Aoki M.: QZSS The Japanese Quasi-Zenith Satellite System: Program Updates and Current status, 15th International Committee on GNSS, Torino, 2010.
[2] Fujiwara S.: QZSS and MSAS The Quasi-Zenith Satellite System and The Multi-functional Transport Satellite Satellite-based Augmentation System, ICG-6, Tokyo, 2011.
[3] Harima K., Choy S., Choudhury M., Rizos C., Kogure S.: Transmission of augmentation corrections using the Japanese QZSS for Real-Time Precise Point Positioning in Australia, Paper presented at FIG 2015, Sofia, Bulgaria.
[4] Harima K., Choy S., Kakimoto H., Collier P., Kogure S.: Utilisation of the Japanese Quasi-Zenith Satellite System (QZSS) Augmentation System for precision farming in Australia, Paper presented at IGNSS Symposium 2015, Australia.
[5] JAXA: Impact of SLR tracking on QZSS, Metsovo, 2009.
[6] JAXA: Interface Specification for QZSS, version 1.5, 2013.
[7] Kogure S.: The status of Quasi-Zenith Satellite System (QZSS) technical demonstration, Bangkok, 2012.
[8] Krasuski K.: Utilization GPS/QZSS data for determination of user's position, Pomiary Automatyka Robotyka, 2/2015.
[9] Matsuoka S.: Service status of QZSS, The Asia Pacific Regional Space Agency Forum, Communication Satellite Application WG, 2008.
[10] Nakajima T.: EU-Japan cooperation on satellite navigation applications and services, Europe-Japan Space Forum, 2014.
[11] Takasu T.: RTKLIB ver. 2.4.2 Manual, RTKLIB: An Open Source Program Package for GNSS Positioning, 2013.
[12] http://igs.bkg.bund.de/file/rinexsearch, [1.07.2016.
[13] http://www.igs.org/mgex, [1.07.2016].

Mgr inż. Kamil Krasuski
e-mail: kk_deblin@wp.pl

Absolwent Wojskowej Akademii Technicznej w Warszawie. Obszar zainteresowania: nawigacja, geodezja, geofizyka, programowanie, metody numeryczne. Od 2014: Zespół Technik Satelitarnych. Od 2015: Starostwo Powiatowe w Rykach- Wydział Geodezji, Kartografii i Katastru Nieruchomości.

otrzymano/received: 14.08.2015 *przyjęto do druku/accepted: 11.07.2016*

DOI: 10.5604/01.3001.0009.5192

OZE W BUDOWNICTWIE NISKOENERGETYCZNYM

Agnieszka Wantuch
AGH Akademia Górniczo-Hutnicza, Katedra Elektrotechniki i Elektroenergetyki

***Streszczenie**. W ostatnich latach kładzie się szczególny nacisk na produkcję energii elektrycznej w oparciu o źródła odnawialne (OZE). Celem artykułu jest przedstawienie podstawowej analizy ekonomicznej opłacalności wymiany instalacji do wytwarzania energii elektrycznej zasilanej źródłami konwencjonalnymi na ekologiczne, na przykładzie jednorodzinnego budynku mieszkalnego. Analizę przeprowadzono dla instalacji fotowoltaicznej.*

Słowa kluczowe: OZE, koszty energii elektrycznej, instalacja fotowoltaiczna

RES IN LOW-ENERGY BUILDINGS

***Abstract.** In recent years emphasis has been placed on the production of electrical energy from renewable energy sources (RES) because they seem ecologically safe and inexhaustible. This article presents a basic analysis of the economic viability of the replacement plant for the production of energy-powered conventional sources for RES. The example is a single-family residential building. Analysis performed for the photovoltaic installation.*

Keywords: RES, costs of electrical energy, photovoltaic installation

Wstęp

Energia elektryczna wytwarzana jest na drodze konwersji innych rodzajów energii, takich jak energia cieplna, chemiczna, czy mechaniczna. Podstawowymi źródłami energii elektrycznej na świecie są źródła konwencjonalne (paliwa kopalne), energia jądrowa oraz odnawialne źródła energii (OZE), czyli takie, których pozyskanie nie wiąże się z długotrwałym ich deficytem, dzięki temu, że ich zasoby odnawiają się w krótkim czasie.

Jednym z wyznaczników rozwoju danego państwa jest wysokość udziału OZE w rocznej produkcji energii oraz minimalizacja jej zużycia. Wzrost udziału OZE w bilansie paliwowo-energetycznym zapisano w dokumentach Komisji Europejskiej *Biała Księga „Energia dla przyszłości: odnawialne źródła energii"* oraz *Zielona Księga „Ku europejskiej strategii bezpieczeństwa energetycznego"*. Najważniejsze cele i zadania polskiej strategii energetycznej zostały sformułowane w *Założeniach polityki energetycznej Polski do roku 2020*, przygotowanych przez Komitet Ekonomiczny Rady Ministrów.

W Unii Europejskiej wprowadzono także prawne ograniczanie zużycia energii w budynkach zarówno nowych, jak i poddawanych modernizacji [11–14].

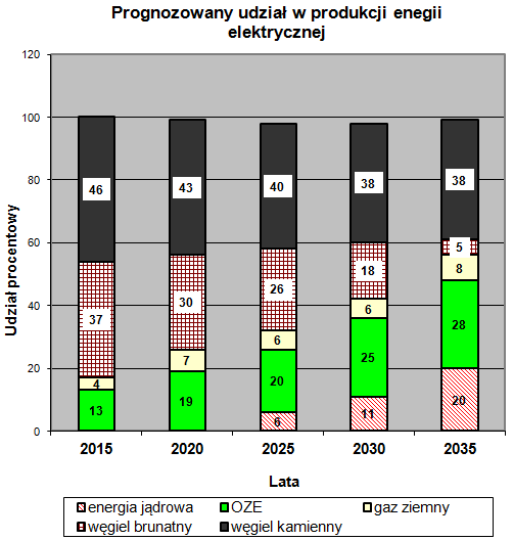
Czy w Polsce ekonomicznie uzasadniona jest zamiana konwencjonalnych źródeł do zasilania w energię np. domów jednorodzinnych na źródła energii odnawialnej?

1. Potencjał OZE w Polsce

Jednym z ważniejszym powodów inwestowania w OZE jest ekonomia, czyli koszty energii elektrycznej. Jednak istotny jest także ich wpływ na zdrowie i środowisko oraz bezpieczeństwo energetyczne [8]. Alternatywne źródła energii dostępne są w każdym miejscu kuli ziemskiej, zarówno na powierzchni jak i pod nią.

Według prognozy zapotrzebowania na paliwa i energię do 2050 roku, przygotowanej przez Krajową Agencję Poszanowania Energii na zamówienie Ministerstwa Gospodarki, energetyka polska w połowie wieku będzie się znacznie różnić od obecnej, opartej prawie w 79% na węglu. Uwzględniając informacje portalu Energia0.pl łączna moc mikroinstalacji OZE w Polsce przekroczyła już 22 MW, z czego większość stanowią instalacje fotowoltaiczne, które w 2015 roku stanowiły 80% produkcji w przydomowych instalacjach OZE. Powodem było przede wszystkim obniżenie kosztów zakupu, montażu oraz eksploatacji tych urządzeń [15].

Według URE, na koniec 2014 całkowity potencjał OZE wyniósł 6 154,6 MW. W okresie I kw. 2014 – I kw. 2015 tylko w energetyce wiatrowej zainstalowano 274,6 MW. Na drugim miejscu znalazła się fotowoltaika – 23,1 MW w okresie marzec 2014 – marzec 2015. Na kolejnych miejscach plasują się biogazownie i elektrownie biomasowe [12]. Na rysunku 1 przedstawiono aktualne oraz prognozowane wykorzystanie różnych nośników energii.



Rys. 1. Struktura mocy osiągalnej w elektrowniach krajowych 31.12.2013 [21]

Łącznie w 2015 roku zainstalowana moc OZE wyniosła 6970,033 MW, co stanowi wzrost o 941,4 MW w stosunku do roku 2014 [1].

2. Energochłonność budynków

Ciągle rosnące koszty użytkowania budynków mieszkalnych, w których znaczną rolę odgrywa energia elektryczna, zmusza do szukania bardziej ekonomicznych źródeł jej pozyskiwania. Dodatkowo, powiększający się w miastach smog nakazuje instalowanie źródeł ekologicznych. Cennym jest także, że odnawialne źródła energii mogą w dużym stopniu zagwarantować samowystarczalność energetyczną budynków, a rozwój technologiczny przyczynia się do coraz większej dostępności instalacji OZE dla przeciętnego użytkownika.

Zmiany cen prądu w Polsce na przestrzeni ostatnich lat przedstawiono w tabeli 1 [17].

Tabela 1. Ceny prądu w Polsce (średnia cena w zł 1 kWh)

2001	2002	2003	2004	2005	2006	2007	2008
0,36	0,38	0,40	0,41	0,42	0,44	0,45	0,50
2009	**2010**	**2011**	**2012**	**2013**	**2014**	**2015**	**2016**
0,53	0,55	0,56	0,57	0,58	0,56	0,57	0,56

Zasadniczym celem wielu prac badawczych jest wyznaczenie wielkości zużycia energii elektrycznej na dane potrzeby, zidentyfikowanie oraz możliwość zmniejszenia strat. Najczęściej stosowanym kryterium określenia efektywności energetycznej

budynku jest zbadanie jego energochłonności w oparciu o zużycie rzeczywiste bądź obliczeniowe zapotrzebowanie ciepła do ogrzania obiektu.

Znaczna większość budynków w Polsce jest starszych niż 10 lat, przez co są energochłonne i drogie w eksploatacji. W latach 80-tych wskaźnik zapotrzebowania energetycznego budynków na ciepło wahał się w granicach 220 – 350 kWh/(m^2·rok). Obecnie wynosi 80 – 120 kWh/(m^2·rok) [9]. Ponieważ najwięcej energii tracimy przez przegrody zewnętrzne budynków oraz okna (30%), tylko modernizacja budynków i zwiększenie ich standardu energetycznego może zmniejszyć zużycie energii nawet o 70 – 90%. Na rysunku 2 przedstawiono jakość energetyczną budynków w wybranych krajach.

Rys. 2. Jakość energetyczna budynków w wybranych krajach [4]

Budynek energooszczędny to taki, który zużywa energię na określonym, możliwie niskim poziomie, przy wysokiej sprawności urządzeń i instalacji wewnętrznych. W polskich warunkach klimatycznych największy składnik w całkowitym zużyciu energii stanowi zapotrzebowanie grzewcze budynków, dlatego też obiektem energooszczędnym nazywa się budynek o niskim zapotrzebowaniu na energię dla celów grzewczych.

By dokonać wstępnej analizy opłacalności wyboru technologii OZE należy więc oszacować ilość energii koniecznej dla danego obiektu, by pokryć m.in. straty ciepła generowane przez: ściany zewnętrzne, dach, strop, podłogi na gruncie lub strop nad nieogrzewaną piwnicą, okna i drzwi zewnętrzne [5]. Jednak należy także wziąć pod uwagę takie systemy jak: oświetlenie, przygotowanie ciepłej wody użytkowej, wentylację, klimatyzację itp. W różnych krajach klasy energetyczne budynków są różne. Wg Stowarzyszenia dla Zrównoważonego Rozwoju budynki można sklasyfikować w następujący sposób (tabela 2).

Tabela 2. Klasyfikacja energetyczna budynków według Stowarzyszenia na Rzecz Zrównoważonego Rozwoju

Klasa energetyczna	Ocena energetyczna	Wskaźnik EU [kWh/(m^2·rok)]	Okres budowy
A++	Zeroenergetyczny	do 10	aktualnie
A+	Pasywny	do 15	
A	Niskoenergetyczny	od 15 do 45	
B	Energooszczędny	od 45 do 80	
C	Średnio energooszczędny	od 80 do 100	
D	Średnio energochłonny (spełniający aktualne wymagania prawne)	od 100 do 150	od 1999 r.
E	Energochłonny	od 150 do 250	do 1998 r.
F	Wysoko energochłonny	ponad 250	do 1982 r.

Wskaźnik EU oznacza zapotrzebowanie na energię użytkową i określa roczną ilość energii dla ogrzewania (chłodzenia), wentylacji i przygotowania ciepłej wody użytkowej [10].

Według [9] wyróżniamy następujące typy budynków:

- dom niskoenergetyczny (LEH) – budynek, w którym roczne zapotrzebowanie na ciepło wynosi poniżej 70 kWh/(m^2·rok). Domy takie posiadają dobrą izolację termiczną, zredukowane mostki cieplne;
- dom pasywny (PH) – roczne zapotrzebowanie na ciepło (wg standardów niemieckich) schodzi poniżej 15 kWh/(m^2·rok);
- dom samowystarczalny (SSH) – nie wymaga dostaw energii z zewnątrz.

3. Analiza opłacalności zasilania budynku mieszkalnego w energię z OZE

W budownictwie, a szczególnie w budynkach zbudowanych wiele lat temu, znaczne oszczędności energii można uzyskać dzięki termomodernizacji. Bardzo ważne staje się w tym przypadku także racjonalne wykorzystanie energii do celów grzewczych, czy oświetleniowych.

Podejmując decyzję o wyborze źródła energii, należy wziąć pod uwagę takie aspekty, jak minimum prac związanych z podłączeniem źródła; ekologię – maksymalna ochrona środowiska; ekonomię – rachunek zysków i kosztów, a co za tym idzie, także możliwości finansowania, np. dopłaty do modernizacji.

Charakterystyka budynku

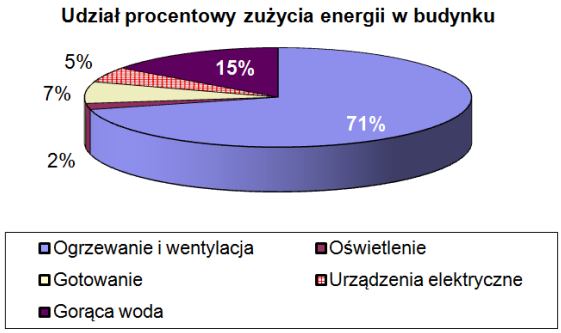
W celu ukierunkowania analizy skupimy się na budynku jednorodzinnym, wybudowanym w roku 1980, poddanemu termomodernizacji. Jest to budynek jednopiętrowy o wysokości 10 m, podpiwniczony, dach dwuspadowy o powierzchni 115 m^2 i nachyleniu ok. 45^o. Ogrzewanie realizowane jest za pomocą centralnego ogrzewania zasilanego kotłem na węgiel kamienny firmy MCE o mocy 19 kW, którego średnia sprawność wynosi 78%. Pomieszczenia ogrzewane są przez kaloryfery naścienne [3].

Pomieszczenia i ciepła woda użytkowa podgrzewane są za pomocą pieca centralnego ogrzewania połączonego ze zbiornikiem na ciepłą wodę, skąd zasilane są grzejniki w pomieszczeniach. Energia do podgrzania wody w zbiorniku pochodzi ze spalania węgla kamiennego w kotle. Roczne zużycie węgla kamiennego wynosi ok. 7 ton.

Zapotrzebowanie na energię

Każdy budynek, który jako obiekt spełnia w czasie normalnego użytkowania określone funkcje wymaga dostarczenia odpowiedniej ilości energii. Potrzeby energetyczne budynku jednorodzinnego można podzielić na: ogrzewanie pomieszczeń, oświetlenie, przygotowanie ciepłej wody użytkowej, potrzeby bytowe (gotowanie, inne urządzenia elektryczne).

Strukturę zużycia energii w budynkach w Polsce przedstawiono na rysunku 3.



Rys. 3. Struktura zużycia energii w budynkach [4]

Do obliczeń wartości energii zużytej w ciągu roku ze spalania paliw kopalnych przyjęto: wartość energetyczną dla węgla kamiennego – 7,5 kWh/kg, cenę jednej tony węgla kamiennego 650 zł, roczne zapotrzebowanie na energię cieplną z węgla dla 10 ton – 75000 kWh. Miesięczne zużycie gazu propan-butan dla kuchenki to ok. 9 kg (koszt – 49 zł), co po przeliczeniu daje w ciągu roku zużycie 1348,8 kWh. Roczne zużycie energii potrzebnej do zasilania urządzeń znajdujących się w budynku oraz do oświetlania pomieszczeń wynosi średnio 3835,9 kWh [19]. Roczny bilans zużycia i kosztów energii w domu przedstawiono w tabeli 3.

Tabela 3. Roczny bilans i koszty zużycia energii elektrycznej [3]

Rodzaj energii wykorzystywanej w badanym obiekcie	Zużycie energii [kWh]	Koszt energii [zł]
Energia elektryczna	3836	2147,6
Węgiel kamienny	52500	5200
Gaz propan-butan	1349	520
Razem	57685	**7654**

Zastosowanie systemów fotowoltaicznych

Do modernizacji zasilania budynku w energię elektryczną zaproponowano instalację fotowoltaiczną. W budownictwie może być wykorzystana energia promieniowania słonecznego podlegająca dwóm podstawowym formom konwersji w energię użyteczną:

- konwersji fotowoltaicznej, tzn. zamianie energii promieniowania słonecznego na energię elektryczną w ogniwach fotowoltaicznych;
- konwersji fototermicznej, czyli przetwarzaniu energii promieniowania słonecznego w ciepło [16].

W instalacjach fotowoltaicznych promieniowanie słoneczne pada bezpośrednio na kolektor i przetwarzane jest na energię elektryczną. Prąd może zostać zużyty na potrzeby własne lub wprowadzony do ogólnej sieci elektroenergetycznej. Zależnie od wielkości i rodzaju powierzchni, którą dysponujemy, instalacje fotowoltaiczne mogą być zamontowane na dachach lub fasadach budynków, a także jako instalacje wolnostojące. Niewątpliwą zaletą instalacji fotowoltaicznej jest to, że produkuje energię elektryczną bez emisji CO_2.

Promieniowanie słoneczne to strumień energii, który jest emitowany przez Słońce równomiernie w każdym kierunku. Miarą wielkości promieniowania słonecznego docierającego do ziemi jest tzw. stała słoneczna. Jest to wartość gęstości strumienia energii promieniowania słonecznego na powierzchni stratosfery i obecnie wynosi 1,4 kW/m². Do powierzchni Ziemi dociera tylko ok. 40% energii [4]. Roczna wartość natężenia promieniowania na naszej szerokości geograficznej, zależnie od regionu, waha się od ponad 900 do prawie 1100 kWh/m² [2].

Dobierając elementy układu fotowoltaicznego, należy określić sposób wykonania ogniw oraz uwzględnić powierzchnię do montażu ogniwa, wielkości produkowanej energii i sposób jej wykorzystania, jak również zapotrzebowanie energetyczne urządzeń. Poziom opłacalności inwestycji zależny jest od doboru odpowiedniego systemu pracy źródeł fotowoltaicznych wraz z uwzględnieniem charakterystyki odbioru.

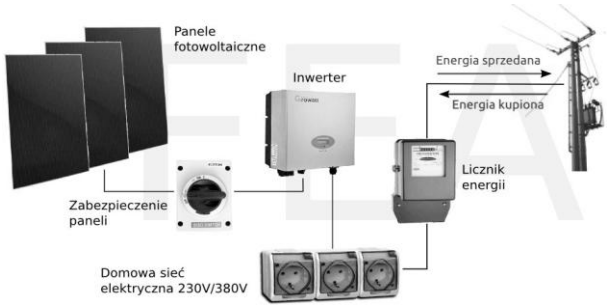
Systemy on-grid generują prąd za pomocą paneli słonecznych i przekazują je wprost do inwertera sieciowego, który przekazuje zmienioną energię w postaci 230 V lub 400 V do sieci elektrycznej budynku. Energia wytworzona w ten sposób jest łączona z energią sieciową.

W polskich warunkach klimatycznych stosuję się głównie kolektory o typie absorbującym. Absorber pokryty jest warstwą pochłaniającą promieniowanie bezpośrednie oraz rozproszone. Kolektor pracuje w warunkach zewnętrznych, przez co narażony jest na wysokie temperatury robocze wewnątrz obudowy oraz niskie (ujemne) temperatury zewnętrzne. Gwałtowne zmiany warunków pracy kolektora stawiają przed nim szczególne wymagania jakościowe, które dotyczą jego wytrzymałości na bardzo szybkie zmiany termiczne zewnętrzne i wewnętrzne (norma EN 12975-2).

Instalacja fotowoltaiczna

Dla użytkownika ważna jest wydajność i koszty zakupu urządzenia. W Polsce, z systemu o mocy 1 kWp, można rocznie uzyskać energię ok. 900 kWp. Sprawność modułów waha się na poziomie ok. 10–16 %.

Do obliczeń wybrano wariant instalacji fotowoltaicznej bez akumulatorów (rys. 4). Założony projektowo czas pracy instalacji solarnej wynosi ok. 20–25 lat.



Rys. 4. Schemat podłączenia instalacji on-grid [18]

Wybrano ogniwa słoneczne firmy Solar-energy, model PV-SE-250 polikrystaliczny (gwarancja wydajności 30 lat [20]). Zestaw składa się z 28 modułów polikrystalicznych wysokiej klasy o wydajności 250 Wp (watt peak – jednostka mocy modułu fotowoltaicznego; wydajność techniczna ogniw zależy od wielu czynników, jak np.: orientacja i nachylenie dachu, zacienienie, temperatura) każdy, systemu mocowania do dachu skośnego, okablowania oraz konektorów. Moc zestawu (znamionowa moc ogniw fotowoltaicznych podawana jest dla temperatury 25°C oraz nasłonecznienia 1000 W/m^2, tzw. warunki STC – Standard Test Condition) to 7 kWp, a powierzchnia potrzebna do instalacji wynosi 46,29 m². Ogniwa ułożone są na południowej stronie dachu pod kątem 45°. Taka mała elektrownia w przypadku bezchmurnej pogody bez problemu zasili cały budynek, jednocześnie nadwyżkę energii sprzedając do operatora. Parametry modułu można odnaleźć w [20]. Do wybranych ogniw fotowoltaicznych producent rekomenduje Inwerter Q3 QX^{3}7000, którego zaletami są: MPP (Maximum Power Point) tracking, który pozwala na maksymalną produkcję prądu w stosunku do nasłonecznienia, długa żywotność, sprawność do 98%, funkcja Plug&Play umożliwiająca wizualizację danych na stronie internetowej.

Ze względu na możliwość przesyłu energii elektrycznej od odbiorcy do systemu oraz od systemu do odbiorcy, konieczne jest zainstalowanie nowego licznika, który musi określić sumaryczną moc, jaka została przesłana pomiędzy obiektem a siecią energetyczną. Dlatego zaproponowano inteligentny licznik Grupy Apator – ESOX. Jego główne cechy funkcjonalne to: dwukierunkowy pomiar energii czynnej, pomiar mocy chwilowych, maksymalnych, nadmiarowych, skumulowanych oraz pomiar mocy i energii strat w transformatorze. Posiada on rejestr tysiąca zdarzeń ze znacznikami czasu oraz pomiar parametrów sieci energetycznej. Można się z nim połączyć przez: GSM, PLC, LAN, RS-485, RS-232, Radio SRD, M-Bus oraz port optyczny. Konieczny jest także zakup odpowiedniej aparatury łączeniowo-montażowej, przewodów itp., która także zostanie uwzględniona w kosztach inwestycyjnych [5].

Koszty inwestycji

Obliczenia wykonano dla przedstawionego powyżej zestawu. W tabeli 4 przedstawiono elementy składowe zestawu oraz sumaryczny koszt inwestycyjny. Należy do nich dodać także koszty eksploatacyjne (konserwacja, ubezpieczenie, wymiana okablowania i inne), przykładowe kwoty podano w [20].

Tabela 4. Zestawienie kosztów inwestycyjnych instalacji zestawu fotowoltaicznego [20]

Zestaw fotowoltaiczny on-grid 3 fazowy o mocy 7kWp	
Moduł PV-SE-250 polikrystaliczny	28 sztuk
Inwerter Q3 QX^{3}7000	1 sztuka
Konstrukcja montażowa (blachodachówka, szyna 25x47)	28 sztuk
Okablowanie 4 mm^2	2 x 40 m
Konektory	kpl
Powierzchnia modułów	46,92 m^2
Masa modułów	504 kg
Szacunkowa produkcja energii elektrycznej	6 650 kWh/rok
Cena zestawu brutto	36 505,00 zł

Do obliczania kosztów wytwarzania energii elektrycznej należy wyznaczyć koszt jednostkowy. Uwzględnia się czas funkcjonowania obiektu oraz koszty poniesionych nakładów inwestycyjnych. Wszystkie wartości należy sprowadzić do wspólnego momentu czasowego z wykorzystaniem rachunku dyskonta [6].

Jeśli weźmie się pod uwagę, iż nadwyżka wyprodukowanej energii zostanie oddana do sieci, można oszacować przychody, które będzie generowała instalacja. Roczna produkcja energii może wynieść ok. 6,65 MWh, co oznacza, że suma energii wyprodukowanej przewyższa zapotrzebowanie budynku. Przy obliczeniach należy wziąć pod uwagę cenę uzyskaną ze sprzedaży energii, oszczędności związane z brakiem konieczności zakupu energii oraz sprzedaż zielonych certyfikatów [20]. Szacowane roczne przychody to ok. 4800 zł [5].

Przyjmując, że w pierwszym roku przychód wyniesie tylko połowę planowanego (czas budowy elektrowni oraz optymalizacja), okres zwrotu inwestycji powinien nastąpić już po 10 latach [1]. Do obliczeń wzięto pod uwagę: koszt inwestycji (wystąpi tylko w 1 roku), koszt eksploatacji, przychód, przepływ pieniężny.

Obliczono współczynniki NPV i IRR [7]:

$$NPV = \sum_{t=1}^{n} \frac{CF_t}{(1+r)^t} - I_0$$

gdzie: CF_t – przepływy gotówkowe w okresie t, r – stopa dyskontowa, I_0 – nakłady początkowe, t – kolejne okresy (lata) inwestycji.

Dla powyższej inwestycji współczynnik NPV (Net Prezent Value) wynosi 18137 zł. IRR (Internal Rate of Return) jest stopą dyskontową, przy której wskaźnik NPV = 0. Wewnętrzna stopa zwrotu IRR dla badanej inwestycji wynosi 622% [3]. Wynika z tego, że inwestycja jest opłacalna.

4. Podsumowanie

Budynki w Polsce mają duże zapotrzebowanie energetyczne. Ich udział w bilansie energetycznym jest na tyle znaczący, że należy pojmować działania prowadzące do zwiększenia efektywności energetycznej w sektorze budownictwa.

Jak pokazano powyżej inwestowanie w energetykę opartą na OZE nie jest tylko modą, lecz w pewnej perspektywie także źródłem wymiernych korzyści. Elektrownia fotowoltaiczna, nawet przy zmiennej wielkości produkcji energii latem i zimą, może pokryć całe zapotrzebowanie na energię zużywaną na własne potrzeby obiektu. Nadwyżka energii, która zostanie sprzedana operatorowi jest „czystą energią", dzięki czemu zwiększa udział energii odnawialnej w ogólnej krajowej produkcji. Co ważne, zgodnie z nowelizacją ustawy o OZE, od lipca 2016 za każdą kWh energii wprowadzoną do sieci operatora prosument ma uzyskać prawo do odpowiedniego rabatu na energię pobieraną z sieci [22].

Zaletą systemu fotowoltaicznego jest lekkość, niezawodność, niezależność od rosnących cen energii konwencjonalnej, atrakcyjność – źródło mocy niewymagające operatora, paliwa i transportu, nie wymaga magazynowania opału oraz utylizacji produktów spalania, brak zanieczyszczenia środowiska. Dodatkowo emisja CO_2 została zmniejszona o ilość gazu wyemitowanego przy produkcji tej energii z konwencjonalnej elektrowni węglowej.

Szacowany czas zwrotu inwestycji przy założonych kosztach i przychodach kształtuje się na poziomie 10 lat. Oczywiście jest to wariant optymistyczny. Jednak analizując rachunek za energię elektryczną z 2015 roku można łatwo zauważyć, że same koszty dystrybucji pochłaniają około połowę ceny rzeczywiście zużytej energii elektrycznej. Koszty przesyłu ponoszone są zależnie od liczby odebranych kilowatogodzin. W przypadku inwestycji w małą elektrownię fotowoltaiczną można obniżyć straty związane z przesyłem energii na duże odległości, ponieważ energia jest produkowana w miejscu jej wykorzystania, stąd straty przesyłowe są znacznie mniejsze i tym samym eliminowany jest jeden z czynników odpowiadających za wysoką cenę energii [7].

Jednak należy pamiętać, że energetyczna polityka Polski w ostatnich latach uległa znacznym zmianom i może się ona zmienić również w kolejnych latach zarówno na korzyść, jak i niekorzyść inwestora.

Ze względu na niewielka objętość artykułu pominięto pewne obliczenia, posługując się tylko wynikiem końcowym.

Literatura

[1] Derski B.: Tak ma wyglądać energetyka w Polsce w 2050, Wysokienapiecie.pl, [6.10.2015].
[2] Głuchy D.: Analiza porównawcza opłacalności inwestycji w źródła fotowoltaiczne, IAPGOŚ, 4b/2012, 28–31.
[3] Kopacz P. (promotor Wantuch A.): Odnawialne źródła energii w budownictwie energetycznym. Praca dyplomowa inżynierska, Kraków 2016.
[4] Lis P.: Efektywność energetyczna w systemach budowlano-instalacyjnych, Materiały dydaktyczne, Częstochowa 2009.
[5] Pasierb S., Bogacki M., Osicki A., Wojtulewicz J.: Odnawialne Źródła Energii. Efektywne wykorzystanie w budynkach i finansowanie przedsięwzięć. Poradnik. Fundacja na rzecz efektywnego wykorzystania energii, 2008.
[6] Paska J.: Metodyka oceny kosztów wytwarzania energii elektrycznej, Rynek Energii, kwiecień 2012.
[7] Sojka M.: Analiza ekonomiczna dla domu jednorodzinnego zasilanego z elektrowni fotowoltaicznej, Gliwice 2013.
[8] Wantuch A., Janowski M.: Czy OZE są konkurencyjne dla źródeł konwencjonalnych, IAPGOŚ, 4/2014, 105-108, [DOI: 10.5604/20830157.1130208].
[9] Zimny J.: Odnawialne źródła energii w budownictwie niskoenergetycznym, Polska Geotermalna Asocjacja, Akademia Górniczo-Hutnicza, Wydawnictwa Naukowo-Technicznych, Warszawa 2010.
[10] Żurawski J.: Efektywność energetyczna w budownictwie, DAEiŚ, 2013.
[11] Dyrektywa 2006/32/WE z dnia 5 kwietnia 2006 r., w sprawie efektywności końcowego wykorzystania energii i usług energetycznych.
[12] Dyrektywa 2009/125/WE z dnia 21 października 2009 r. ustanawiająca ogólne zasady ustalania wymogów dotyczących ekoprojektu dla produktów związanych z energią.
[13] Dyrektywa 2009/28/WE z dnia 23 kwietnia 2009 r. w sprawie promowania stosowania energii ze źródeł odnawialnych.
[14] Dyrektywa 2010/31/UE z dnia 19 maja 2010 r. w sprawie charakterystyki energetycznej budynków.
[15] http://energia0.pl/oze/technologie/item/490-coraz-wiecej-inwestujemy-w-zielona-energie [4.04.2016].
[16] http://ioze.pl/energetyka-sloneczna/kategoria-artykulow/potencjal-energetyczny-2 [5.07.2016].
[17] http://www.cenapradu.strefa.pl/ [5.07.2016].
[18] http://www.fea.com.pl/oferta_2_2.html [5.07.2016].
[19] http://www.instalacjebudowlane.pl/5044-23-40-wartosc-energetyczna-wegla-gazu-oleju-i-innych-paliw.html [18.02.2016].
[20] http://www.solta.info.pl/index.php/zestawy-fotowoltaiczne/zestaw-o-mocy-7-kw [4.07.2016].
[21] Urząd Regulacji Energetyki, Rynki Energii, stan na 31.12.2015.
[22] Ustawa z dnia 22.06.2016 r. o zmianie ustawy o odnawialnych źródłach energii oraz niektórych innych ustaw, Dz.U. 2016 poz. 925.

Dr inż. Agnieszka Wantuch
e-mail: awantuch@agh.edu.pl

Ukończyła studia na Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie na Wydziale EAiE na kierunku elektrotechnika. Od 2004 zatrudniona na stanowisku asystenta na Wydziale EAIiIB w Katedrze Elektrotechniki i Elektroenergetyki. W 2012 roku uzyskała tytuł doktora nauk technicznych w dyscyplinie Elektrotechnika.

otrzymano/received: 15.08.2016 *przyjęto do druku/accepted: 30.10.2016*

DOI: 10.5604/01.3001.0009.5193

UKŁAD STEROWANIA MAŁĄ ELEKTROWNIĄ WIATROWĄ Z GENERATOREM ASYNCHRONICZNYM

Kamil Możdżyński[1], Tomasz Gajowik[1], Krzysztof Rafał[2], Mariusz Malinowski[1]
[1]Politechnika Warszawska, Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej, [2] Politechnika Warszawska, Instytut Techniki Cieplnej

Streszczenie. *Artykuł przedstawia układ sterowania elektrownią wiatrową z generatorem asynchronicznym klatkowym o mocy 11 kW. Generator asynchroniczny w porównaniu do generatora synchronicznego cechuje niższy koszt i większa niezawodność, jednak ze względu na zjawiska związane ze wzbudzeniem, konieczne jest stosowanie bardziej złożonego układu przekształtnikowego oraz dodatkowej aparatury wspomagającej działanie elektrowni wiatrowej w rzeczywistych warunkach. W rezultacie układ sterowania przekształtnika energoelektronicznego sprzęgającego generator z siecią energetyczną wymaga dodatkowego rozbudowania o możliwość zarządzania całą elektrownią. W artykule omówiono zagadnienia i wyniki eksperymentalne związane ze stanami pracy systemu małej elektrowni wiatrowej oraz pętlami sterowania procesem przetwarzania mocy.*

Słowa kluczowe: Odnawialne źródła energii, Sterowanie mocą, Przekształtnik AC-DC-AC, Generator indukcyjny, Elektrownia wiatrowa.

CONTROL A SMALL WIND TURBINE WITH ASYNCHRONOUS GENERATOR

Abstract. *The article presents the control system wind turbine with asynchronous squirrel cage generator with a capacity of 11 kW. Asynchronous generator compared to the synchronous generator characterized by a lower cost and higher reliability, but because of the phenomena associated with excitation, it is necessary to use a more complex system of the converter and an additional devices supporting the operation of the wind power plant under realistic conditions. As a result, control of the power electronic inverter coupling generator with power grid requires additional expand on the ability to manage the entire power plant. The article discusses the issues and experimental results related to the states of the system of small wind power plant and process control loops of power processing.*

Keywords: Renewable energy sources, Power control, AC-DC-AC Power converter, Induction generator, Wind energy generation.

Wstęp

Nieustanny rozwój technologii odnawialnych źródeł energii OZE sprawia, że opracowanych jest coraz więcej alternatywnych rozwiązań. W rezultacie systemy OZE stają się powszechnie dostępne, a pojedyncze gospodarstwa domowe mogą zostać wyposażone w instalacje wytwarzające energię elektryczną na potrzeby własne i ewentualną nadwyżkę dostarczać do sieci elektroenergetycznej. Szczególnie istotny jest tu wskaźnik ekonomiczny dotyczący opłacalności instalacji OZE, opierający się o potencjalną ilość generowanej energii w porównaniu do ceny tej energii zakupionej od generalnego dystrybutora. Z punktu widzenia mikrogeneracji istnieją dwa najbardziej powszechne typy instalacji: słoneczna i wiatrowa. O opłacalności decydują tu warunki pogodowe panujące na danym obszarze oraz koszt aparatury. Północne obszary Ziemi charakteryzują się relatywnie małą liczbą dni słonecznych, dodatkowo mały kąt padania promieni na panele znacząco obniża zdolność przetwarzania energii. Stąd korzystną alternatywę stanowią elektrownie wiatrowe.

1. Mała elektrownia wiatrowa

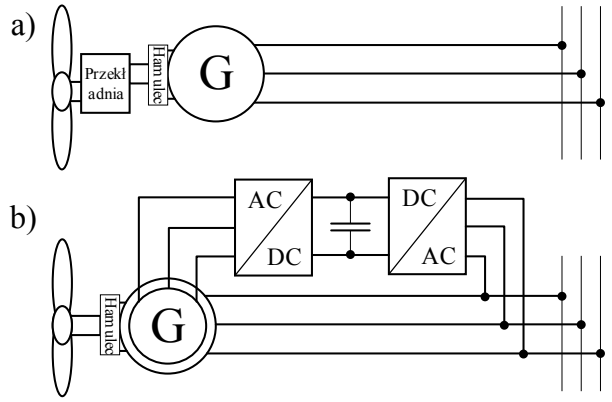
Rozpatrując systemy elektrowni wiatrowych małej i średniej mocy do 100 kW przeważają elektrownie z poziomą osią obrotu [7]. Jako przetwornik energii mechanicznej na elektryczną stosowane są: generatory synchroniczne (ang. *Permanent Magnet Synchronous Generator – PMSG*). Natomiast alternatywą jest generator asynchroniczny, który cechuje znacznie niższy koszt produkcji i większa niezawodność. Obecnie stosowane są trzy metody sprzęgania generatora asynchronicznego z siecią. Połączenie bezpośrednie (rys. 1a), gdzie utrzymywana jest stała prędkość obrotowa generatora [2]. Kolejną możliwością jest zastosowanie generatora asynchronicznego zasilanego dwustronnie [6] (ang. *Doubly Fed Induction Generator – DFIG*), gdzie obwód stojana jest bezpośrednio połączony z siecią, natomiast układ przekształtnikowy dołączony jest do obwodu wirnika (rys. 1b). Ze względu na złożoność jest rzadko stosowana z małych elektrowniach wiatrowych. Ostatnia konfiguracja to generator asynchroniczny klatkowy, którego obwód stojana dołączony jest do układu przekształtnikowego AC-DC-AC (rys. 2). Podstawowy wymóg stawiany systemom elektrowni wiatrowych to maksymalizacja generowanej energii w jak najszerszym zakresie prędkości wiatru, co uzyskuje się przez regulację prędkosci obrotowej witnika. Dodatkowo porządana jest możliwość dołączenia zasobnika energii. W rezultacie jedynie sprzężenie obwodu stojana z siecią poprzez przekształtnik AC-DC-AC spełnia wymienione wymagania.

Wykorzystanie generatora asynchronicznego w każdym przypadku wymaga dodatkowej aparatury wspomagającej proces wytwarzania energii elektrycznej. Wynika to przede wszystkim z braku wewnętrznego wzbudzenia generatora, co komplikuje procedurę zatrzymania elektrowni w warunkach nadmiernej prędkości wiatru. W małych elektrowniach wiatrowych zazwyczaj nie stosuje się regulacji kąta nachylenia łopat względem kierunku strumienia wiatru celu regulacji prędkości obrotowej turbiny. Natomiast alternatywę stanowi ster kierunku gondoli, który ustawia płaszczyznę obrotu łopat turbiny równolegle do strumienia wiatru, co z kolei wyklucza zdolność systemu do generowania energii. Dodatkowo proces zatrzymywania elektrowni wspierany jest przez zewnętrzny hamulec mechaniczny.

Dotychczas w literaturze skupiano się na pojedynczych aspektach sterowania generatorem indukcyjnym, pomijając szereg istotnych czynników związanych z realnymi warunkami pracy. Podstawowa topologia przekształtnika AC-DC-AC okazuje się niewystarczająca do kompleksowej obsługi elektrowni wiatrowej z generatorem indukcyjnym. Konieczna jest rozbudowa systemu o dodatkowe moduły kontroli i monitorowania aparatury wspomagającej proces przygotowania elektrowni. Natomiast sam przekształtnik musi zostać wyposażony w dodatkowe układy przetwarzania DC-DC do zasobnika energii i rezystora hamującego oraz AC-DC do wstępnego ładowania obwodu pośredniczącego. Również rzadko poruszana jest tematyka scenariuszy działania i maszyn stanów systemu autonomicznego jakim niewątpliwie jest elektrownia wiatrowa. Układ sterowania przekształtnika AC-DC-AC odpowiedzialny był jedynie za regulację toru przetwarzania energii, a do obsługi dodatkowych modułów automatyki zazwyczaj stosowano sterowniki PLC.

Artykuł prezentuje układ sterowania małą elektrownią wiatrową z generatorem asynchronicznym zimplenentowany w pojedynczym układzie przekształtnikowym zarządzającym pracą wszystkich elementów systemu. W pierwszej kolejności przedstawiono zbiór zagadnień związanych z kolejnymi stopniami przetwarzania energii oraz wzbudzania generatora asynchronicznego. Następnie wykonano analizę zachowania elektrowni w warunkach rzeczywistych, co jest istotne dla doboru metod sterowania elementów składowych systemu. W kolejnej części dobrano metody sterowania przetwarzaniem energii, zoptymalizowane pod względem złożoności obliczeń oraz

zminimalizowano zależność układu sterowania od liczby parametrów poszczególnych elementów systemu. Proponowany układ sterowania zaimplementowano i zweryfikowano na stanowisku eksperymentalnym oraz przedstawiono uzyskane wyniki regulacji w stanach dynamicznych.



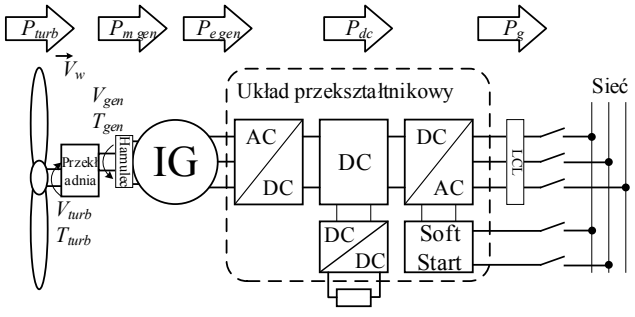
Rys. 1. Metody sprzężenia generatora asynchronicznego z siecią elektroenergetyczną: a) bezpośrednie, b) generator asynchroniczny pierścienowy

1.1. Przetwarzanie energii w elektrowni wiatrowej z generatorem asynchronicznym

Zastosowanie generatora indukcyjnego w elektrowni wiatrowej wymaga dobrania dodatkowych elementów przetwarzających parametry mocy oraz układów zabezpieczających system w przypadku utraty kontroli przez centralny układ sterowania. Na rysunku 2 przedstawiono schemat systemu z oznaczeniem kolejnych stopni przetwarzania energii. W pierwszej kolejności wymuszony jest ruch obrotowy Ω_{turb} pod wpływem wiejącego wiatru V_w. Jednak typowe prędkości obrotowe małych turbin dochodzą do 200 obr/min, wykorzystując stosunkowo niski zakres seryjnie produkowanych maszyn indukcyjnych. Z kolei prędkość synchroniczną generatora można obniżyć stosując większą liczbę biegunów magnetycznych w stojanie. Jednak zwiększa to koszt konstrukcji, a zastosowanie większej liczby biegunów nie wyeliminuje konieczności stosowania przekładni sprzęgającej turbinę z generatorem.

Kolejny etap przetwarzania polega na wzbudzeniu generatora i bezpośredniej kontroli momentu elektromagnetycznego T_e. Zaimplementowany w układzie przekształtnikowym układ sterowania poszukuje maksymalnej wartości generowanej mocy elektrycznej dla danej prędkości wiatru V_w poprzez regulację zadanej prędkości obrotowej generatora V_{gen}^*.

Hamowanie generatora indukcyjnego powoduje zwiększanie energii gromadzonej w obwodzie pośredniczącym, co przekłada się na zwiększanie napięcia w obwodzie pośredniczącym U_{dc}. Następnie, gdy przekroczony zostanie ustalony próg napięcia U_{dc}^* to regulator oblicza wartość prądu referencyjnego I_d^*. Szczególne istotne jest tu zachowanie możliwie jak najwyższej jakości parametrów prądu i napięcia oraz odpowiednia reakcja na awaryjne stany pracy sieci.



Rys. 2. Schemat systemu małej elektrowni wiatrowej z generatorem indukcyjnym

1.2. Warunki pracy elektrowni wiatrowej

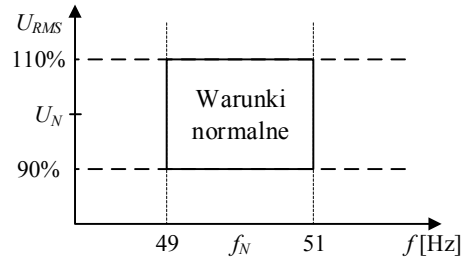
Warunki działania elektrowni wiatrowej uzależnione są od czynników wewnętrznych systemu takich jak stan techniczny poszczególnych elementów systemu oraz czynników zewnętrznych: prędkość wiatru V_w i stan napięcia sieci U_g.

Uszkodzenie pojedynczego elementu w większości przypadków skutkuje utratą kontroli lub utratę możliwości uruchomienia procesu przetwarzania energii (tab. 1). Natomiast wykrywanie usterek może odbywać się w sposób pośredni, czyli bez sygnału sprzężenia zwrotnego z monitorowanego modułu. Zgodnie z uruchomionym scenariuszem pracy powinny zachodzić ściśle powiązane i przewidywalne zjawiska. Stąd na podstawie poszczególnego sprawnego modułu, można ocenić poprawność działania drugiego.

Tabela 1. Wpływ uszkodzenia poszczególnych elementów na pracę systemu.

Element	Skutek awarii	Detekcja
Uszkodzenie czujnika prędkości wiatru	Uniemożliwia ocenę rozruchu lub zatrzymania	Brak lub stała wartość sygnału przetwornika
Uszkodzenie łopat turbiny	Drgania turbiny	Sygnał z czujnika drgań
Przerwa w obwodzie rezystora hamującego	Utrata możliwości hamowania elektrycznego przy jednoczesnym zaniku napięcia sieciowego	Pomiar spadku napięcia w obwodzie pośredniczącym
Przerwa w obwodzie cewki hamulca	Utrata możliwości zwolnienia hamulca	Po zwolnieniu hamulca prędkość obrotowa równa zero
Przerwa w obwodzie steru kierunku	Utrata możliwości prostopadłego ustawienia płaszczyzny wirowania łopat do kierunku wiatru	Zbyt niska prędkość obrotowa i brak generowanej energii
Brak sygnału czujnika prędkości obrotowej	Konieczność sterowania bezczujnikowego	Stała wartość prędkości po zwolnieniu hamulca

Ocena parametrów sieci przez układ sterowania jest szczególnie ważna ze względu na normy i wytyczne dla sprzęgania OZE z siecią elektroenergetyczną [9, 10]. Ściśle określają nominalne warunki dla wartości parametrów napięcia sieciowego. Wykroczenie poza przez zdefiniowany okres czasu, musi skutkować natychmiastowym odłączeniem systemu od sieci.

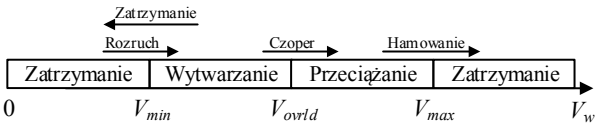


Rys. 3. Zakres pracy sieciowego układu przekształtnikowego

Jeśli wszystkie elementy systemu działają poprawnie i parametry napięcia sieci znajdują się w przedziale wartości znamionowych scenariusz pracy elektrowni uzależniony jest od prędkości wiatru. Rysunek 4. przedstawia zakresy prędkości wiatru wskazujące granice dla poszczególnych stanów systemu. Zakres prędkości wiatru od wartości zerowej do minimalnej V_{min} oznacza, że system znajduje się w stanie bezczynności i oczekuje na moment, w którym prędkość wiatru będzie na tyle duża, że produkcja energii pokryje potrzeby własne systemu. Jeśli przez określony czas uśredniona prędkość wiatru utrzymuje się powyżej wartości minimalnej to system może wejść w stan generacji. Następuje zwolnienie hamulca oraz przyłączenie układu przekształtnikowego do sieci i wzbudzenie generatora. Normalna praca systemu trwa do prędkości wiatru, która odpowiada mocy maksymalnej do której został zaprojektowany układ przekształtnikowy. Jednak ze względu na częste porywy wiatru

mogą one powodować jedynie chwilowe przeciążenia. W tej sytuacji zatrzymywanie turbiny nie jest korzystne. A układ przekształtnikowy powinien wytrzymać przeciążenia przez określony czas do momentu przekroczenia bezpiecznej temperatury pracy elementów półprzewodnikowych.

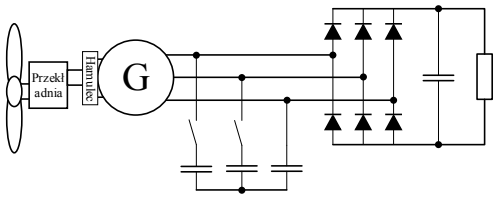
Dłuższe przeciążenie układu przekształtnikowego lub przekroczenie i ciągłe utrzymanie prędkości wiatru powyżej prędkości maksymalnej powoduje uruchomienie procedury hamowania turbiny. Łopaty w małych elektrowniach wiatrowych w większości przypadków nie posiadają kąta nachylenia, w rezultacie rozpędzenie turbiny do nadmiernej prędkości spowoduje urwanie łopat. Procedura hamowania w pierwszej kolejności polega na hamowaniu zwiększonym momentem elektromagnetycznym, a nadmiar energii przekazywany jest na rezystor. Następnie składany jest ster kierunku, ustawiający przekrój wirowania łopat równolegle do kierunku wiatru i zwalniana jest blokada hamulca mechanicznego.



Rys. 4. Schemat zależności stanów pracy elektrowni od prędkości wiatru

2. Wzbudzenie generatora asynchronicznego

Charakterystyka mechaniczna silnika indukcyjnego umożliwia pracę silnikową lub generatorową w zależności od prędkości obrotowej i wzbudzenia. Jeśli generator jest zewnętrznie napędzany, można wykorzystać dwie możliwości wzbudzenia: poprzez dołączenie baterii kondensatorów włączonych równolegle do uzwojeń stojana, wykorzystując zjawisko magnetyzmu szczątkowego w obwodzie magnetycznym wirnika generatora [14, 16]. Drugi sposób wzbudzenia polega na dołączeniu trójfazowego źródła napięcia do obwodu stojana. W przypadku dołączenia źródła nieregulowanego, poprzez stałe przyłączenie do sieci elektroenergetycznej (rys. 1a) wiąże się z wystąpieniem udaru prądowego [2] oraz brakiem kontroli nad dynamicznymi stanami pracy generatora. O ile istnieją sposoby łagodnego załączania i odłączania generatora, to brak kontroli skutkuje brakiem optymalnego generowania energii. Regulowane źródło napięcia w postaci przekształtnika AC/DC/AC umożliwia łagodne wzbudzenie generatora i kontrolę stanów dynamicznych, przy jednoczesnej maksymalizacji energii pobieranej z generatora dzięki algorytmom śledzenia maksymalnego punktu mocy (ang. *Maximum Power Point Tracking MPPT*) [3, 12].

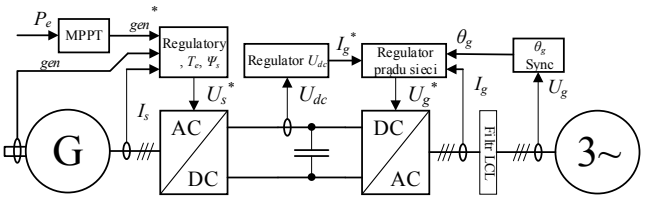


Rys 5. Schemat układu samowzbudnego generatora asynchronicznego klatkowego

Układ przekształtnikowy AC/DC/AC potrzebuje energii do wzbudzenia generatora, która musi zostać zgromadzona w obwodzie pośredniczącym. W przypadku załączenia rozładowanych kondensatorów do sieci, poprzez diody mostka tranzystorowego przepłynie prąd impulsowy, który może uszkodzić elementy półprzewodnikowe i wprowadza zakłócenia do sieci. W celu uniknięcia impulsu prądowego podczas wstępnego ładowania kondensatorów, stosuje się układ łagodnego ładowania (Soft Start). Mimo, że przygotowanie systemu do generacji wymaga pobrania energii z sieci elektroenergetycznej, to fakt zasilania z sieci powoduje, że układ sterowania jest w stanie szybko przygotować system do wytwarzania energii.

3. Układ sterowania

Układ sterowania małą elektrownią wiatrową podzielono na dwa główne zagadnienia związane z realizacją scenariusza pracy systemu oraz regulacją wielkości fizycznych w procesie przetwarzania energii. Scenariusz pracy realizowany jest poprzez implementację maszyny stanów kierowanej poprzez wyszczególnione zdarzenia takie jak: przekroczenie zadanego progu prędkości wiatru, wykroczenie parametrów napięcia sieci poza wartości normatywne czy sygnał uszkodzenia elementu systemu. Natomiast w celu kontroli procesu przetwarzania energii (rys. 6.) konieczny jest dobór i implementacja odpowiednich metod sterowania w czasie rzeczywistym. Jako nadrzędne wielkości wyróżniono: Moc generowaną P_e, prędkość obrotową generatora Ω_{gen} oraz napięcie w obwodzie pośredniczącym U_{dc}. Na ich podstawie wyznaczane są kolejno wartości referencyjne dla prędkości obrotowej Ω_{gen}^*, momentu elektromagnetycznego T_e^*, oraz składowej prądu sieci I_d^*. Aktuatorami są moduły tranzystorowe otrzymujące sygnał PWM modulujący napięcia wyjściowe U_s^*, U_g^*.



Rys. 6. Schemat blokowy układu sterowania torem przetwarzania energii

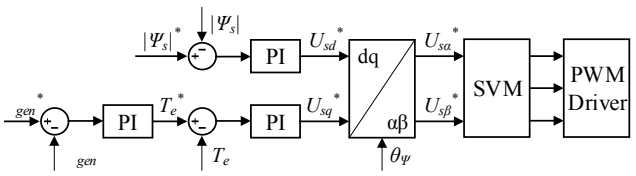
3.1. Regulacja prędkości turbiny

Regulacja prędkości turbiny Ω_{turb} jest szczególnie istotna w celu uzyskania maksymalnej mocy mechanicznej dla danej prędkości wiatru V_w. Poprzez sprzężenie turbiny z generatorem właściwa regulacja prędkości odbywa się po stronie generatora sterowanego wektorowo. Spośród znanych metod regulacji wektorowej napędów prądu przemiennego najpowszechniej stosowane są dwie: metoda bezpośredniego sterowania momentem (DTC-SVM) [10] oraz metoda zorientowana polowo (FOC) [11, 15]. W obu metodach wykorzystuje się parametry generatora do estymacji wielkości potrzebnych do procesu regulacji. Jednak w metodzie DTC-SVM wykorzystywana jest jedynie rezystancja uzwojeń stojana R_s, której wartość można łatwo wyznaczyć.

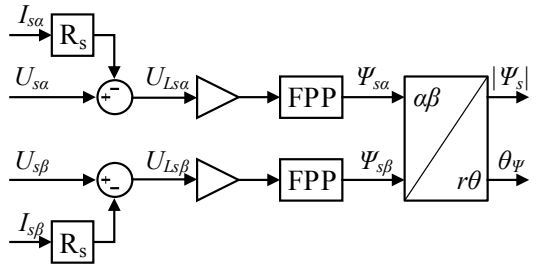
W pracy generatorowej zakres niskich prędkości jest pomijany, ze względu na minimalną prędkość wiatru potrzebną rozruchu generatora. Również dynamika zmian prędkości obrotowej jest mała ze względu na duży moment bezwładności turbiny J_{turb}.

Metoda DTC-SVM wymaga estymacji wartości strumienia stojana Ψ_s oraz momentu elektromagnetycznego T_e. Do tego celu wykorzystywany jest model napięciowy silnika indukcyjnego (rys. 8). Operacja całkowania musi być połączona z filtrem górnoprzepustowym ze względu na możliwość wystąpienia składowej stałej zależnej od początkowego kąta fazowego całkowanego napięcia na indukcyjności stojana U_{Ls} [5, 8]. Estymacja momentu elektromagnetycznego T_e wyznaczana jest według następującego równania:

$$T_e = \frac{3}{2} p_b \psi_s I_q \tag{1}$$



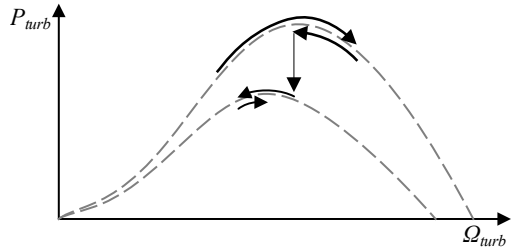
Rys. 7. Schemat blokowy metody bezpośredniego sterowania momentem DTC-SVM



Rys. 8. Schemat blokowy estymatora strumienia i momentu elektromagnetycznego

3.2. Śledzenie maksymalnego punktu mocy

Możliwość regulacji generowanej mocy jest największą zaletą wektorowego sterowania generatorem. Do tego celu konieczne jest wyznaczenie referencyjnej prędkości obrotowej generatora Ω_{gen}^*. Metody śledzenia maksymalnego punktu mocy dzielą się na dwie podstawowe grupy: uwarunkowane znajomością charakterystyki turbiny oraz oparte o iteracyjne algorytmy poszukiwania [3]. Układ sterowania z zaprogramowaną charakterystyką znacznie szybciej wyznacza punkt maksymalnej mocy. W tym wypadku sterowanie dostosowane jest tylko do jednego typu generatora. Analizując zależności pomiędzy mocą, prędkością obrotową i prędkością wiatru turbiny uwidacznia się prosty schemat podążania za maksymalnym punktem mocy (rys. 9). Regulując prędkość obrotową turbiny, układ sterowania poszukuje punktu maksymalnej generowanej mocy. Zmiany prędkości odbywają się w jednym kierunku, do momentu przekroczenia punktu mocy maksymalnej i odnotowania spadku mocy generowanej. Następnie zmiana prędkości zaczyna podążać w kierunku przeciwnym i system ponownie osiąga punkt mocy szczytowej.

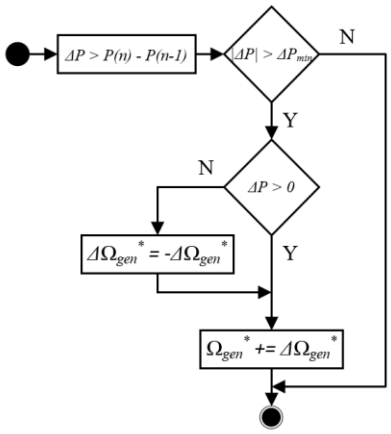


Rys. 9 . Śledzenie maksymalnego punktu mocy po charakterystyce turbiny

Algorytm MPPT inkrementalny [12] eliminuje konieczność programowania charakterystyki turbiny, a sam algorytm zajmuje bardzo małą ilość zasobów jednostki obliczeniowej. Wartość prędkości zadanej Ω_{gen}^* wyznaczana jest na podstawie prostego algorytmu (rys. 10), w którym pod uwagę brany jest przyrost mocy dla zadanego kierunku zmian prędkości obrotowej. Moc generatora P_e wyznaczana jest na podstawie składowych $\alpha\beta$ prądów i napięć stojana według zależności (2).

W pierwszym kroku obliczana jest wartość przyrostu mocy ΔP w stałym okresie czasu. Jeśli wartość absolutna różnicy jest większa od zadeklarowanej wartości minimalnej ΔP_{min} to w następnej kolejności sprawdza się czy nastąpił spadek czy przyrost mocy. W przypadku spadku generowanej mocy zmieniany jest kierunek zmian prędkości referencyjnej Ω_{gen}^* o ustaloną wartość różnicy $\Delta\Omega_{gen}^*$. Ocena przyrostu mocy na podstawie estymowanej wartości chwilowej P_e jest nie właściwa ze względu na potencjalne szumy, stąd dodatkowo konieczne jest zastosowanie filtracji cyfrowej. Istotnym aspektem algorytmu MPPT jest okres iteracji algorytmu. Przyjęcie zbyt małego lub za dużego okresu może skutkować zawieszeniem algorytmu wokół jednego punktu charakterystyki.

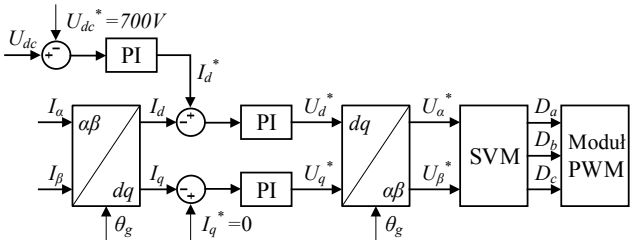
$$P_e = 1.5(U_{s\alpha}I_{s\alpha} + U_{s\beta}I_{s\beta}) \tag{2}$$



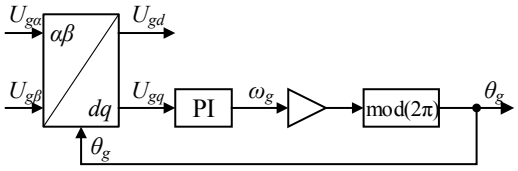
Rys. 10 Algorytm inkrementalnego śledzenia maksymalnego punktu mocy

3.3. Regulacja napięcia obwodu pośredniczącego i prądu sieci

Napędzany i wzbudzony generator asynchroniczny hamowany układem przekształtnikowym, dostarcza energię do obwodu pośredniczącego, co skutkuje zwiększeniem napięcia U_{dc}. Nadwyżka energii w kondensatorach jest przekazywana do sieci. W celu regulacji napięcia obwodu pośredniczącego oraz prądu sieci zastosowano metodę sterowania zorientowaną napięciowo (ang. *Voltage Oriented Control – VOC*) [11] (rys. 11). Metodę cechuje bardzo dobra dynamika regulacji i prostota sterowania. Regulacja prądu odbywa się w wirującym układem odniesienia *dq*. Wartość referencyjna składowej I_d^* zadawana jest przez nadrzędny regulator napięcia obwodu pośredniczącego. Natomiast wartość referencyjna składowej prądu I_q^* jest równa zero, w celu utrzymania jednostkowego współczynnika mocy. Metody doboru nastaw regulatorów proporcjonalno-całkujących są obszernie opisane w literaturze [13].



Rys. 11. Metoda sterowania prądem sieci zorientowana napięciowo.



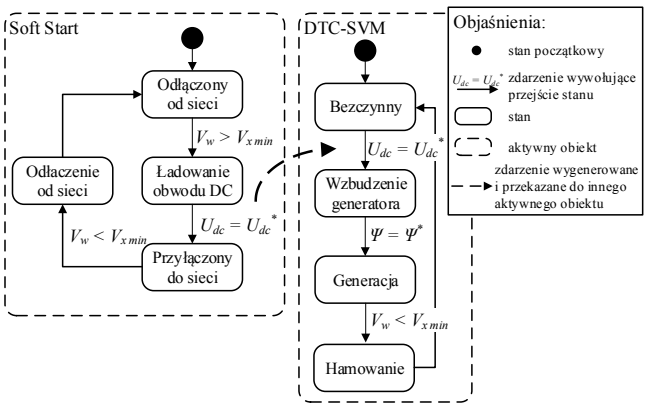
Rys. 12. Schemat blokowy układu śledzenia kąta fazowego SRF-PLL.

Opisana w poprzednim akapicie metoda regulacji prądu sieciowego wymaga znajomości kąta fazowego θ_g przebiegu napięcia sieci. W tym celu stosuje się układy zamkniętej pętli fazowej [15] (ang. *Phase Locked Loop*). Od układów PLL wymaga się jak najdokładniejszej estymacji kąta fazowego, również pod wpływem wszelkiego rodzaju zaburzeń napięcia. Wynika to między innymi z faktu, że znajomość kąta fazowego jest też wykorzystywana do wyznaczenia idealnego przebiegu napięcia sieci. Na podstawie idealnego przebiegu napięcia określa się stan sieci oraz ocenia wystąpienie ewentualnych zaburzeń. W układzie sterowania zastosowano strukturę Synchronicznego układu odniesienia (ang. *Synchronous Reference Frame PLL – SRF-PLL*). Szczególną zaletą układu jest mała złożoność i brak

konieczności zachowania odpowiedniej kolejności faz. Wadą jest brak odporności na zaburzenia, dlatego podane napięcie na wejściu musi być filtrowane z zachowaniem zerowego przesunięcia fazowego, względem mierzonego napięcia sieci.

3.4. Maszyna stanów pracy elektrowni wiatrowej

Podstawą działania wszelkich urządzeń i systemów autonomicznych jest implementacja maszyny stanów zaprojektowana na podstawie scenariusza działania systemu. W niniejszej pracy wykorzystano technikę maszyn stanów kierowanej zdarzeniami [13] (ang. *Event-Driven State Machine*). Technika ta polega na wyróżnieniu aktywnych obiektów, posiadających własne maszyny stanów, które reagują na zdefiniowane zdarzenia pochodzące od poszczególnych elementów systemu, jak również od innych aktywnych obiektów. Jeśli dane zdarzenie ma istotny wpływ na działanie aktywnego obiektu, to jest przez niego nasłuchiwane i obiekt odpowiednio zareaguje w przypadku wystąpienia tego zdarzenia. Taką relację określa mianem "subskrypcji". Aktywne obiekty w układzie sterowania małą elektrownią wiatrową to moduły: DTC-SVM, VOC, Soft Start, hamulec, rezystor hamujący, moduł monitorowania i oceny stanu elementów systemu itd. W rezultacie układ sterowania nie zawiera jednej głównej maszyny stanów kontrolującej jednocześnie wszystkie moduły systemu. Zastosowano zbiór maszyn stanów, które komunikują się między sobą, jak również z elementami zewnętrznymi systemu. Przykładowe zdarzenia jakie wpływają na działanie maszyn stanów to: przekroczenie określonych prędkości wiatru $V_{w\,min}$, $V_{w\,max}$, sygnał uszkodzenia danego elementu, przekroczenie dopuszczalnej wartości prądu. Zdarzenia generowane przez obiekty aktywne dotyczą zazwyczaj przejścia do zadanego stanu. Przykładowo moduł Soft Start informuje pozostałe moduły o zakończeniu operacji ładowania obwodu pośredniczącego (rys. 13). Wykorzystany model jest zgodny z fundamentalnymi zasadami dobrej praktyki programistycznej. Mimo złożoności problemu projektowania maszyn stanów, program jest modularny, skalowalny i łatwy w modyfikacji. Sposób implementacji bloków funkcjonalnych zastosowanych metod sterowania jest szczegółowo opisany w [4].



Rys. 13. Przykład maszyny stanów pokazujący wpływ zdarzeń na stany aktywnych obiektów

4. Implementacja układu sterowania i wyniki eksperymentalne

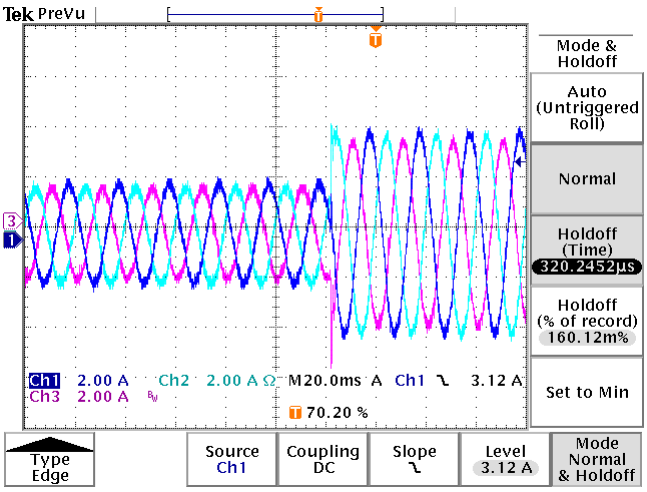
W celu realizacji projektu zaprojektowano od podstaw kompleksowy system automatyki wraz układem przekształtnikowym do obsługi elektrowni wiatrowej z generatorem asynchronicznym. Jako centralną jednostkę obliczeniową zastosowano mikrokontroler sygnałowy TMS320F28069 firmy Texas Instruments. Układ ten jest dedykowany do sterowania urządzeń energoelektronicznych w czasie rzeczywistym. Zawiera dwa rdzenie obsługujące arytmetykę zmiennoprzecinkową taktowane częstotliwością 90MHz. Parametry generatora zaprezentowano w tabeli 2, a parametry układu przekształtnikowego w tabeli 3. Rysunek 14 przedstawia odpowiedź sterowania prądu sieci na skokową zmianę wartości zadanej I_d. Natomiast rysunek 15 przedstawia odpowiedź prądu generatora I_s na skokową zmianę momentu. Zaprezentowane wyniki potwierdzają dobrą dynamikę układu sterowania, który używa proste w implementacji i mało złożone struktury sterowania. Rysunek 16 przedstawia fotografię systemu sprzęgającego generator indukcyjny z siecią elektroenergetyczną.

Tabela 2. Parametry generatora asynchronicznego klatkowego Siemens 1AV1164C

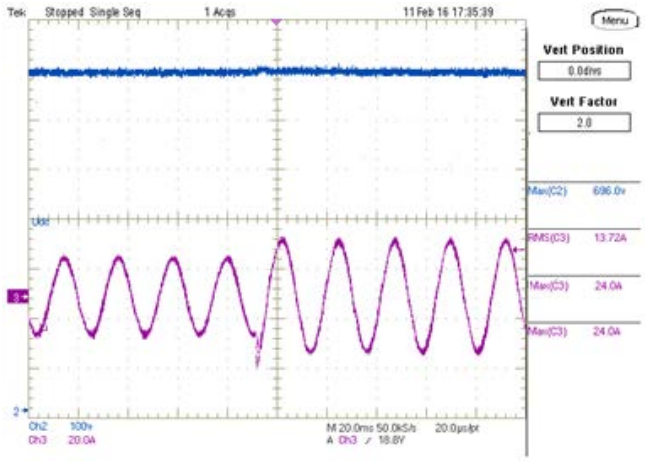
Parametr	Symbol	Wartość
Moc	P_N	11 kW
Napięcie znamionowe	U_N	690 V
Prąd znamionowy	I_N	13.9 A
Prędkość znamionowa	n_N	965 obr/min
Współczynnik mocy	$cos\ \varphi$	0.77
Rezystancja stojana	R_s	1.25 Ω

Tabela 3. Parametry układu przekształtnikowego i filtru sieciowego

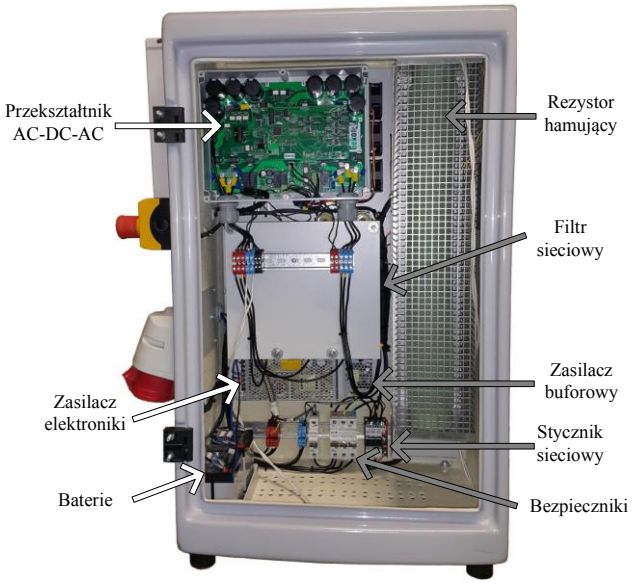
Parametr	Symbol	Wartość
Napięcie obwodu pośredniczącego	U_{dc}	700 V
Prąd maksymalny modułów IGBT	$I_{IGBT\,max}$	50 A
Temperatura maksymalna modułów IGBT	$T_{IGBT\,max}$	120 °C
Częstotliwość łączeń DTC-SVM	f_{DTC}	10 kHz
Częstotliwość łączeń VOC	f_{VOC}	15 kH
Indukcyjności filtru sieciowego	L_1, L_2	0.5 mH, 0.5mH
Pojemność filtru sieciowego	C	8 uF



Rys. 14. Odpowiedź skokowa prądu sieci I_g



Rys. 15. Odpowiedź prądu fazowego generatora I_{sa} i napięcia obwodu pośredniczącego U_{dc} na skokową zmianę momentu obciążenia T_m



Rys. 16. Fotografia systemu sprzęgającego generator indukcyjny z siecią elektroenergetyczną

5. Podsumowanie i wnioski

W artykule zaprezentowano kompleksowy układ sterowania przekształtnikiem AC-DC-AC zarządzającego całym systemem małej elektrowni wiatrowej z generatorem indukcyjnym. Szczególny nacisk został położony na analizę rzeczywistych warunków pracy systemu. W rezultacie dokonano podziału układu sterowania na dwa podstawowe zagadnienia związane z maszyną stanów oraz pętlami regulacji toru przetwarzania energii. Wykazano, że pojedynczy mikrokontroler jest w stanie obsłużyć cały system, co eliminuje konieczność stosowania dodatkowych sterowników PLC. Dobrane metody kontroli przetwarzania energii minimalizują wpływ parametrów turbiny, generatora oraz sieci na układ sterowania. Dobrane algorytmy są optymalne pod kątem zajętości zasobów obliczeniowych i pamięci cyfrowej jednostki sterującej. Działanie systemu potwierdzono wynikami eksperymentalnymi.

Prace badawcze wykonano na Wydziale Elektrycznym Politechniki Warszawskiej w ramach projektu „Opracowanie i wdrożenie technologii Małych Elektrowni Wiatrowych o mocach 5 kW i 10 kW" realizowanego w ramach programu GEKON – Generator Koncepcji Ekologicznych finansowanego przez Narodowe Centrum Badań i Rozwoju oraz Narodowego Funduszu Ochrony Środowiska i Gospodarki Wodnej.

Literatura

[1] Buja G. S., Kazmierkowski M. P.: Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors-a survey. Industrial Electronics, IEEE Transactions on 51(4)/2004, 744–757.
[2] Hickiewicz J., Moch J.: Zagrożenia przy pracy generatorów w małych elektrowniach wodnych. Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne, 79/2008, 133–137.
[3] Kot R., Rolak M., Malinowski M.. Comparison of maximum peak power tracking algorithms for a small wind turbine. Mathematics and Computers in Simulation 91/2013, 29–40.
[4] Możdżyński K., Rafał K., Bobrowska-Rafał M.: Application of the second order generalized integrator in digital control systems. Archives of Electrical Engineering 63(3)/2014, 423–437.
[5] Mozdzynski K.: Simple digital integration algorithm with saturation and drift elimination based Second-Order Generalized Integrator. Compatibility and Power Electronics (CPE), 2015 9th International Conference on. IEEE, 2015.
[6] Müller S., Deicke M., De Doncker R. W.: Doubly fed induction generator systems for wind turbines. Industry Applications Magazine, IEEE 8(3)/2002, 26–33.
[7] Patil N. S., Bhosle Y. N.: A review on wind turbine generator topologies. Power, Energy and Control (ICPEC), 2013 International Conference on. IEEE.
[8] Peretti L.: Digital integrators for condition monitoring: a DC and multitone signal analysis. Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014-ECCE-ASIA), 2014 International. IEEE.
[9] PN-EN 50438:2014-02, Wymagania dla instalacji mikrogeneracyjnych przeznaczonych do równoległego przyłączania do publicznych sieci dystrybucyjnych niskiego napięcia.
[10] Rafał K., Bielecki S., Skoczkowski T.: Dynamiczna regulacja napięcia w sieci rozdzielczej z wykorzystaniem falowników generacji rozproszonej. Przegląd Elektrotechniczny, 5/2016, [doi:10.15199/48.2016.05.10].
[11] Rafał K., Bobrowska-Rafał M., Jasiński M.: Sterowanie przekształtnikiem AC-DC-AC elektrowni wiatrowej z magazynem energii w sieciowym i autonomicznym trybie pracy. Przegląd Elektrotechniczny 88(4b)/2012, 198–203.
[12] Rolak M., Kot R., Malinowski M., Goryca Z., Szuster J. T.: AC/DC converter with Maximum Power Point Tracking algorithm for complex solution of Small Wind Turbine. Przegląd Elektrotechniczny 6/2011.
[13] Samek M.: Practical UML Statecharts in C/C+." Newnes, 2008.
[14] Szular Z.: Trójfazowy samowzbudny generator indukcyjny. Maszyny Elektryczne: zeszyty problemowe 104/2014, 201–206.
[15] Teodorescu R., Liserre M., Rodriguez P.: Grid converters for photovoltaic and wind power systems. 29/2011, John Wiley & Sons.
[16] Yogesh C., Sanjay K., Jain K., Singh B.: A prospective on voltage regulation of self-excited induction generators for industry applications. Industry Applications, IEEE Transactions on 46(2)/2010, 720–730.

Mgr inż. Kamil Możdżyński
e-mail: mozdzynk@ee.pw.edu.pl

Tytuły inżyniera i magistra w dziedzinie Elektrotechniki uzyskał na Wydziale Elektrycznym Politechniki Warszawskiej w latach 2012 i 2013. Obecnie jest doktorantem w Instytucie Sterowania i Elektroniki Przemysłowej Politechniki Warszawskiej. W pracach badawczych zajmuje się przetwarzaniem sygnałów, komputerowymi systemami wbudowanymi oraz sterowaniem układów przekształtnikowych. Obecnie pracuje nad metodami sterowania pracą sieciowych układów przekształtnikowych.

Mgr inż. Tomasz Gajowik
e-mail: gajowikt@ee.pw.edu.pl

Tomasz Gajowik uzyskał tytuł magistra inżyniera na specjalizacji automatyka i inżynieria komputerowa na Wydziale Elektrycznym Politechniki Warszawskiej. Od 2013 r. jest doktorantem w Instytucie Sterowania i Elektroniki Przemysłowej. Obecnie zajmuje się tematem połączenia i współpracy odnawialnych źródeł energii z siecią energetyczną. Jest zaangażowany w projekty badawcze i rozwojowe, gdzie prowadzi badania nad przekształtnikami energoelektronicznymi.

Dr inż. Krzysztof Rafał
e-mail: krafal@itc.pw.edu.pl

Tytuł doktora inżyniera uzyskał w 2013 roku na Wydziale Elektrycznym Politechniki Warszawskiej. Obecnie pracuje jako adiunkt na Wydziale Mechanicznym Energetyki i Lotnictwa PW. Jego specjalność naukowa to układy energoelektroniczne współpracujące z siecią elektroenergetyczną, w szczególności służące przyłączaniu OZE oraz poprawie jakości energii.

Dr hab. inż. Mariusz Malinowski
e-mail: mariusz.malinowski@ee.pw.edu.pl

Mariusz Malinowski uzyskał stopień doktora habilitowanego na Wydziale Elektrycznym Politechniki Warszawskiej gdzie jest obecnie zatrudniony na etacie profesora. W trakcie swojej pracy zawodowej przebywał na stypendiach i stażach w Aalborg University (Dania); University of Nevada (Reno, USA); Technical University of Berlin (Niemcy), ETH Zurich (Szwajcaria), Universidad Tecnica Federico Santa Maria (Valparaíso, Chile); University of Cergy-Pontoise (Francja) i ENSEEIHT–Laplace (Tuluza, Francja).

otrzymano/received: 19.06.2016 *przyjęto do druku/accepted: 30.10.2016*

DOI: 10.5604/01.3001.0009.5194

WYDAJNOŚĆ PRACY Z BAZAMI DANYCH W APLIKACJACH JEE

Magdalena Grzesińska, Magdalena Waszczyńska, Beata Pańczyk
Politechnika Lubelska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, Instytut Informatyki

Streszczenie. *Niniejszy artykuł prezentuje porównanie wydajności bazodanowych aplikacji JEE z wykorzystaniem różnych interfejsów programistycznych (JDBC, Hibernate, JOOQ). Analiza porównawcza została wykonana na podstawie aplikacji testowej i odpowiednio przygotowanych scenariuszy. Porównanie zużycia pamięci oraz czasu realizacji operacji na bazie danych, zaprezentowano w postaci zestawień tabelarycznych i wykresów. We wnioskach wskazano korzyści wynikające ze stosowania omawianych technologii i obszary ich optymalnego stosowania.*

Słowa kluczowe: bazy danych, wydajność, JEE, ORM, Hibernate

JEE DATABASE APPLICATIONS PERFORMANCE

Abstract. *This article presents a comparison of JEE database applications performance using different programming interfaces (JDBC, Hibernate, jOOQ). The comparative analysis was made based on the test application and properly prepared scenarios. Comparison of memory usage and execution time for the database operations, was presented in tables and charts. The conclusions indicate the benefits of these technology and areas of their optimal use.*

Keywords: database, performance, JEE, ORM, Hibernate

Wstęp

Podstawą działania obecnych systemów informatycznych jest nie tylko gromadzenie informacji, ale przede wszystkim oferowanie szybkiego do nich dostępu. Internetowe systemy informatyczne najczęściej korzystają z relacyjnych baz danych. Systemy budowane na platformie Java Enterprise Edition (JEE) zwykle wykorzystują warstwę abstrakcyjną, mapującą tabele z relacyjnej bazy danych na klasy (ang. Object-Relational Mapping – ORM) [7]. Realizacja takiego mapowania jest bardzo wygodna dla programistów, rozwiązuje wiele problemów, ale często powoduje spadek wydajności działania aplikacji w przypadku wykonywania złożonych zapytań do bazy danych. Pojawia się zatem pytanie kiedy warto stosować ORM (w JEE zwykle jest to Hibernate [1]), a kiedy należy ograniczyć się do najprostszego interfejsu JDBC, albo wykorzystać ostatnio promowaną tendencję No ORM (np. Java Object Oriented Quering – jOOQ [2]).

Niniejszy artykuł poświęcony jest porównaniu wybranych technologii dostępu do danych wykorzystywanych w aplikacjach JEE. Dokonanie szczegółowego porównania pozwoli określić zalety i wady wskazanych technologii, co powinno pomóc programistom w wyborze narzędzia, które zapewni najlepszą komunikację aplikacji z bazą danych. Jest to o tyle istotne, że brakuje artykułów na ten temat, ze wskazaniem konkretnych wartości liczbowych [4]. Oczywistym jest, że wybór narzędzia do pracy z bazą danych jest ważnym etapem budowy systemu informatycznego, ponieważ jego konsekwencje mają wpływ na wiele aspektów, takich jak łatwość rozbudowy projektu oraz jego wydajność.

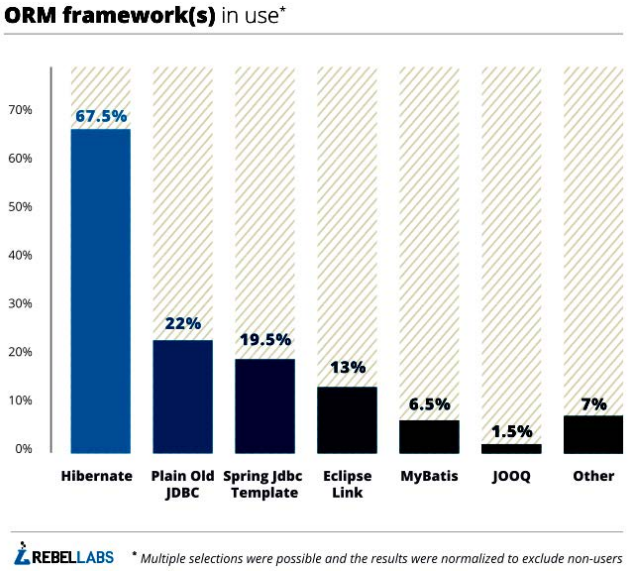
Artykuł koncentruje się na porównaniu podstawowego interfejsu (ang. Java Database Connectivity – JDBC [3]), technologii ORM na przykładzie Hibernate 4.3.1 oraz technologii promującej No ORM na przykładzie jOOQ 3.7.3. Każda z omawianych technologii zostanie scharakteryzowana według kryteriów, które pozwoliły na pokazanie najistotniejszych cech, mających znaczący wpływ na sposób komunikowania się z relacyjną bazą danych.

1. Dostęp do danych w aplikacjach JEE

W procesie programowania aplikacji internetowych wykorzystanie technologii mapowania obiektowo-relacyjnego jest obecnie standardem. Gdy system wymaga pobrania informacji z bazy, wykonywana jest zawsze ta sama sekwencja kroków: nawiązanie połączenia, wysłanie zapytania SQL, odebranie wyniku zapytania oraz zamknięcie połączenia. Może to prowadzić do wielu problemów podczas prac nad systemem. Zmiany w strukturze bazy danych wymuszają zmiany zapytań występujących w wielu miejscach kodu źródłowego. Wykorzystanie innej bazy (np. przejście z MySQL na Oracle) może sprawić, że część zapytań nie będzie prawidłowa.

Mapowanie obiektowo-relacyjne pozwala na automatyzację tej wieloetapowej procedury komunikacji kodu źródłowego tworzonego systemu z relacyjną bazą danych. Zautomatyzowanie tego procesu pozwala zwykle rozwiązać wiele niedogodności. Korzystanie z technologii ORM posiada wiele zalet. Operacje na danych przeprowadzane są z wykorzystaniem programowania zorientowanego obiektowo. Korzystanie z narzędzi ORM nie wymusza na programiście stosowania zapytań SQL. Zapytania te w kodzie źródłowym aplikacji są redukowane do minimum, a w skrajnych przypadkach kod SQL nie jest nigdzie używany. Mapowanie obiektowo-relacyjne nie jest jednak pozbawione wad. Utworzenie warstwy pośredniczącej pomiędzy kodem programu a bazą danych wprowadza opóźnienia w przekazywaniu danych. Za pomocą ORM trudno jest utworzyć skomplikowane, wykorzystujące np. wielokrotnie zagnieżdżone, skorelowane zapytania. Jest to możliwe, jednak w takich przypadkach warto zrezygnować z ORM i zastosować zwykłe zapytanie SQL w dialekcie odpowiednim dla wybranej technologii baz danych.

W ostatnich latach pojawiła się jednak tendencja negująca stosowanie ORM, a promująca powrót do bezpiecznych zapytań SQL z wykorzystaniem dedykowanych interfejsów obiektowych (w przypadku języka Java takim interfejsem jest jOOQ). Na rysunku 1 przedstawiono udział poszczególnych technologii dostępu do relacyjnych baz danych w aplikacjach w języku Java.



Rys. 1. Wykorzystanie technologii dostępu do danych w aplikacjach javy [6]

Niekwestionowanym liderem jest tu Hibernate, uznawany de facto za standard dla aplikacji JEE. Hibernate jest przedstawicielem świata ORM, podczas gdy jOOQ reprezentuje wizję potęgi zapytań SQL. Alternatywą dla Hibernate/JPA/ORM jest jOOQ/JDBC/SQL. JOOQ generuje kod javy na podstawie istniejącej już bazy danych (ang. database first) i pozwala budować bezpieczne (ang. typesafe) zapytania SQL [5].

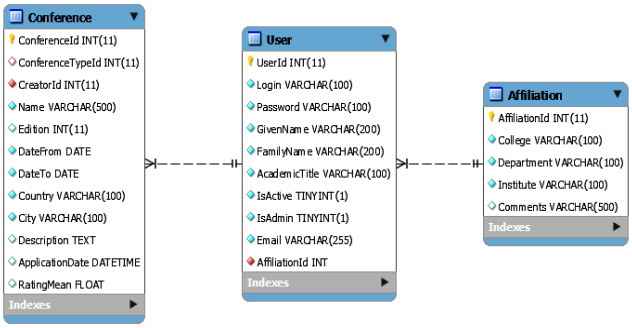
2. Testy aplikacji JEE

Dane platformy systemowej i serwera, na którym wykonano testy zostały zamieszczone w tabeli 1. Testy przeprowadzono na relacyjnej bazie danych MySQL.

Tabela 1. Dane środowiska testowego

Nazwa	Wartość
System operacyjny	Windows 8.1 64-bit
Procesor / pamięć RAM	Intel Core i5-5200U 2.20GHz / 8GB DDR3 L
Serwer GlassFish	4.1.1
MySQL	Version 15.1 Distribution 10.0.17-MariaDB (xampp w wersji 3.2.1)
Java	Java EE 7 Web

Testy wydajności przeprowadzone zostały z wykorzystaniem autorskiej aplikacji internetowej JEE do obsługi konferencji. Fragment diagramu ERD bazy danych przedstawiono na rys. 2.



Rys. 2. Fragment diagramu ERD

W celu praktycznego i obiektywnego porównania omawianych narzędzi ustalono cztery scenariusze testowe. Każdy z nich, przeprowadzony dla wybranych interfejsów pozwolił określić czas wykonania kodu oraz wykorzystanie pamięci. Szczegółowe opisy scenariuszy przedstawia tabela 2.

Tabela 2. Opis scenariuszy testowych

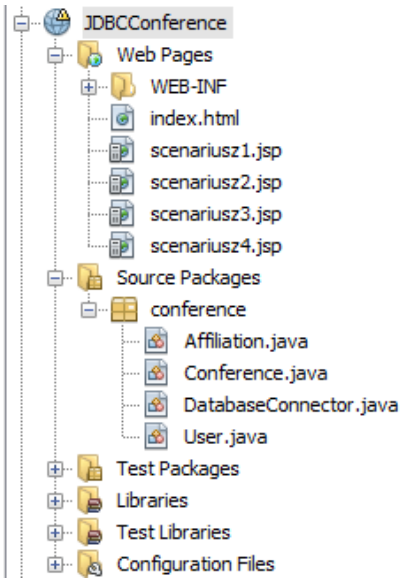
Oznaczenie	Opis
S1	*Zapis pojedynczego rekordu*. Utworzenie obiektu reprezentującego rekord i utrwalenie go w bazie danych.
S2	*Odczyt pojedynczego rekordu*. Odczyt z bazy danych pojedynczego rekordu na podstawie klucza głównego.
S3	*Zapis rekordów powiązanych*. Zapis do bazy danych rekordów w trzech tabelach, połączonych ze sobą relacją.
S4	*Odczyt rekordów powiązanych*. Odczytanie rekordów z trzech tabel powiązanych ze sobą relacją.

Testy zostały zrealizowane w oparciu o trzy projekty ***JDBCConference***, ***HibernateConference*** i ***JOOQConference***, które współpracują z tą samą bazą danych. Dla każdego scenariusza stworzono plik o nazwie odpowiednio *scenariusz1.jsp*, *scenariusz2.jsp*, *scenariusz3.jsp* i *scenariusz4.jsp*.

Cała logika zapisu i odczytu danych z bazy odbywa się w klasach (odpowiednikach tabel z bazy): **Affiliation**, **User** i **Conference** w pakiecie ***conference*** (w przypadku jOOQ w wygenerowanych klasach w dodatkowym pakiecie ***generated.tables***).

Strukturę przykładowego projektu JEE współpracującego z danymi za pośrednictwem podstawowego interfejsu JDBC przedstawia rys.3. W przypadku Hibernate, pakiet ***conference*** zawiera dodatkowo pliki konfiguracyjne *xml* opisujące mapowanie obiektowo relacyjne tabel z bazy na klasy javy (*Conference.hbm.xml*, *Affiliation.hbm.xml* i *User.hbm.xml*) oraz klasę pomocniczą *HibernateUtil.java*, która udostępnia podstawowy obiekt do pracy z Hibernate. Konfiguracja połączenia z bazą dostępna jest w pliku *hibernate.config.xml*.

Dla jOOQ z konsoli wygenerowano (za pomocą bibliotek jooq).dodatkowe pakiety *generated*, *generated.tables* i *generated.tables.records*. Podobnie jak w Hibernate, wykonano reverse engineering. Nie potrzebna była żadna szczególna konfiguracja, wystarczyło dołączyć biblioteki i wygenerować klasy odwzorowujące tabele i rekordy w tabelach.



Rys. 3. Struktura aplikacji testowej JDBCConference

Przykłady 1, 2 i 3 prezentują fragmenty kodu konieczne do realizacji zapisu rekordów powiązanych zgodnie ze scenariuszem S3 odpowiednio dla JDBC, Hibernate i jOOQ.

Przykład 1. Fragmenty kodu z interfejsem JDBC dla S3

```
//Utworzenie obiektów Affiliation, User i Conference:
Affiliation a = new Affiliation("test3", "test3", "test3", "test3");
User u = new User(a, "login", "password", "Jan", "Kowalski", "dr", true,
    false, "email");
 Conference c = new Conference(1, u, "test", null,
    format.parse("25-04-2016"), format.parse("25-04-2016"), "Polska",
     "Lublin", null, format.parse("20-04-2016"), new Float(0));
Connection conn = DatabaseConnector.getConnection();
PreparedStatement ps;
 String sql = "insert into Conference (ConferenceTypeId, CreatorId,
Name,Edition, DateFrom, DateTo, Country, City, Description, Applica-
tionDate, RatingMean) values (?,last_insert_id(),?,?,?,?,?,?,?,?,?)";
try {
        ps = conn.prepareStatement(sql);
        ps.setInt(1, this.conferenceTypeId);
        ps.setInt(2, this.user.getUserId());
        ps.setString(3, this.name);
        ps.setString(4, this.edition);
        ps.setDate(5, new java.sql.Date(this.dateFrom.getTime()));
        ps.setDate(6, new java.sql.Date(this.dateTo.getTime()));
        ps.setString(7, this.country);
        ps.setString(8, this.city);
        ps.setString(9, this.description);
        ps.setDate(10, new java.sql.Date(this.applicationDate.getTime()));
        ps.setFloat(11, ratingMean);
        ps.setString(2, this.name);
        ps.setString(3, this.edition);
        ps.setDate(4, new java.sql.Date(this.dateFrom.getTime()));
        ps.setDate(5, new java.sql.Date(this.dateTo.getTime()));
        ps.setString(6, this.country);
        ps.setString(7, this.city);
        ps.setString(8, this.description);
        ps.setDate(9, new java.sql.Date(this.applicationDate.getTime()));
        ps.setFloat(10, ratingMean);
        ps.executeUpdate();
       conn.close();
    } catch (SQLException ex) {
```

Przykład 2. Fragmenty kodu z Hibernate dla S3

```
//Utworzenie obiektów Affiliation, User i Conference jak dla JDBC
u.addConference(c);
a.addUser(u);
session = HibernateUtil.getSessionFactory().openSession();
Transaction tx = this.session.getTransaction();
tx.begin();
this.session.saveOrUpdate(a);
tx.commit();
session.close();
```

Przykład 3. Fragmenty kodu z jOOQ dla S3

```
DSLContext create = DSL.using(DatabaseConnector.getConnection(),
    SQLDialect.MYSQL);
Record a =create.insertInto(generated.tables.Affiliation.AFFILIATION,
     generated.tables.Affiliation.AFFILIATION.COLLEGE,
    generated.tables.Affiliation.AFFILIATION.DEPARTMENT,
    generated.tables.Affiliation.AFFILIATION.INSTITUTE,
    generated.tables.Affiliation.AFFILIATION.COMMENTS)
    .values("testj","testj","testj","testj").returning(
    generated.tables.Affiliation.AFFILIATION.AFFILIATIONID)
    .fetchOne();
 Record u =create.insertInto(generated.tables.User.USER,
     generated.tables.User.USER.LOGIN,
    generated.tables.User.USER.PASSWORD,
    generated.tables.User.USER.GIVENNAME,
    generated.tables.User.USER.FAMILYNAME,
    generated.tables.User.USER.ACADEMICTITLE,
    generated.tables.User.USER.ISACTIVE,
    generated.tables.User.USER.ISADMIN,
    generated.tables.User.USER.EMAIL,
    generated.tables.User.USER.AFFILIATIONID).values("login",
    "password", "Jan", "Kowalski", "dr", bytetrue, bytefalse, "email",
    a.getValue(generated.tables.Affiliation.AFFILIATION.
    AFFILIATIONID)).returning(generated.tables.User.USER.USERID)
    .fetchOne();
DateFormat format = new SimpleDateFormat("dd-MM-yyyy");
create.insertInto(generated.tables.Conference.CONFERENCE)
    .set(generated.tables.Conference.CONFERENCE.
    APPLICATIONDATE, new java.sql.Date(format.parse("25-04-2016")
    .getTime())).set(generated.tables.Conference.CONFERENCE.CITY,
    "testj").set(generated.tables.Conference.
    CONFERENCE.CONFERENCETYPEID, 1)
    .set(generated.tables.Conference.CONFERENCE.COUNTRY, "testj")
    .set(generated.tables.Conference.CONFERENCE.CREATORID,
    u.getValue(generated.tables.User.USER.USERID))
    .set(generated.tables.Conference.CONFERENCE.DATEFROM,
    new java.sql.Date(format.parse("25-04-2016").getTime()))
    .set(generated.tables.Conference.CONFERENCE.DATETO,
    new java.sql.Date(format.parse("25-04-2016").getTime()))
    .set(generated.tables.Conference.CONFERENCE.DESCRIPTION,
    "testj").set(generated.tables.Conference.CONFERENCE.NAME,
    "testj").set(generated.tables.Conference.CONFERENCE
    .RATINGMEAN, new Double(0))execute();
```

Podczas kodowania PL/SQL, T-SQL lub innego języka proceduralnego, zapytania SQL są wykonywane natychmiast po ich zakończeniu średnikiem. W przypadku jOOQ wykonanie następuje dopiero w momencie wywołania metody *fetch()* lub *execute()*. W przypadku Hibernate o wykonaniu zapytania decyduje metoda *commit()* wywołana dla obiektu klasy ***Transaction***.

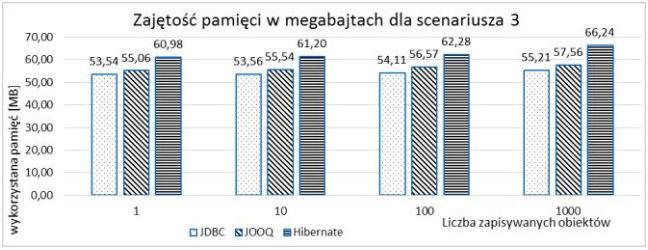
Wszystkie pomiary dla 4 scenariuszy były powtarzane 10 razy, a wartość końcowa jest średnią uzyskanych wyników. Przykładowe rezultaty pomiarów przeprowadzonych według kolejnych scenariuszy prezentują tabele 3-6. Wyniki badań dla scenariuszy S3 i S4 zostały dodatkowo zobrazowane na rysunkach 4-7.

Tabela 3. Czas i zajętość pamięci dla scenariusza S1

Pamięć [MB]			
Liczba obiektów	**JDBC**	**JOOQ**	**Hibernate**
1	53,38	54,44	60,77
10	53,42	54,87	61,33
100	53,92	56,07	62,16
1000	54,58	57,08	65,64
Czas [ms]			
1	43,9	78,7	49,9
10	430,7	501,4	459,3
100	3985,4	4912	4705,2
1000	59333,4	68827	67488,3

Tabela 4. Czas i zajętość pamięci dla scenariusza S2

Pamięć [MB]			
Liczba obiektów	**JDBC**	**JOOQ**	**Hibernate**
1	52,04	54,84	57,50
10	52,35	55,42	57,91
100	52,37	55,95	58,95
1000	52,59	56,78	59,63
10000	54,57	57,56	63,76
Czas [ms]			
1	7,2	9,7	11,4
10	8,2	11,6	27,4
100	8,7	13,4	65,3
1000	13,6	14,7	260,3
10000	44,6	48,2	1676,8



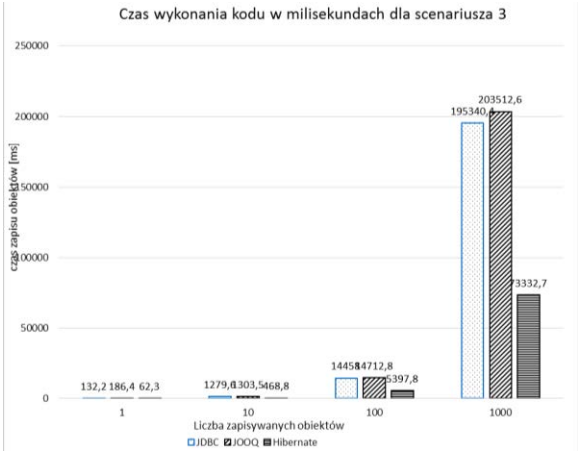
Rys. 4. Zajętość pamięci zgodnie ze scenariuszem S3

Tabela 5. Czas i zajętość pamięci dla scenariusza S3

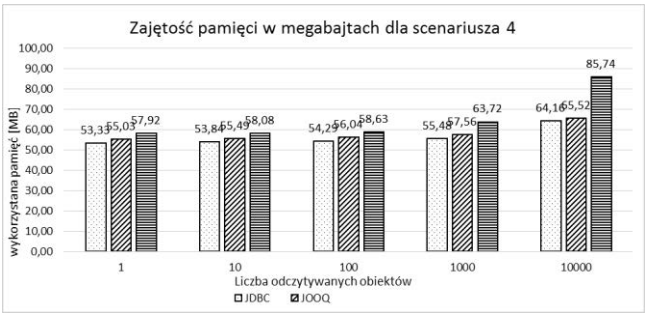
Pamięć [MB]			
Liczba obiektów	**JDBC**	**JOOQ**	**Hibernate**
1	53,54	55,06	60,98
10	53,56	55,54	61,20
100	54,11	56,57	62,28
1000	55,21	57,56	66,24
Czas [ms]			
1	132,2	186,4	62,3
10	1279,6	1303,5	468,8
100	14458	14712,8	5397,8
1000	195340,4	203512,6	73332,7

Tabela 6. Czas i zajętość pamięci dla scenariusza S4

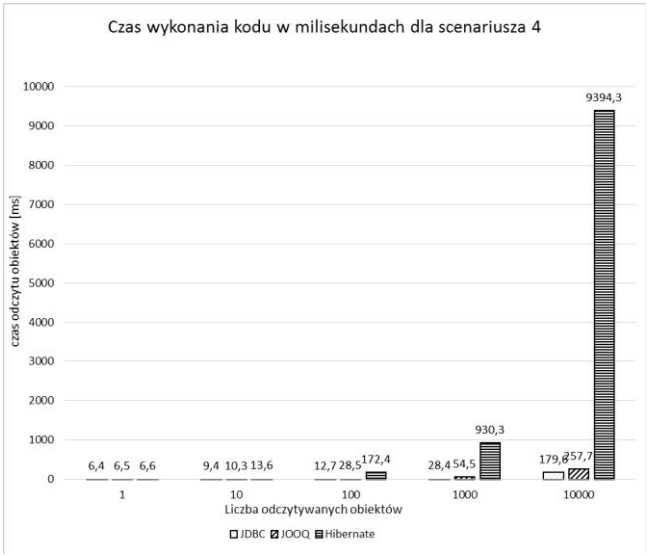
Pamięć [MB]			
Liczba obiektów	**JDBC**	**JOOQ**	**Hibernate**
1	53,33	55,03	57,92
10	53,84	55,49	58,08
100	54,29	56,04	58,63
1000	55,48	57,56	63,72
10000	64,16	65,52	85,74
Czas [MB]			
1	6,4	6,5	6,6
10	9,4	10,3	13,6
100	12,7	28,5	172,4
1000	28,4	54,5	930,3
10000	179,6	257,7	9394,3



Rys. 5.Czas wykonania kodu dla scenariusza S3



Rys. 6. Zajętość pamięci zgodnie ze scenariuszem S4



Rys. 7. Czas wykonania kodu dla scenariusza S4

3. Wnioski

W artykule przedstawiono trzy różne podejścia do pracy z bazami danych w aplikacjach JEE. Dla analizowanej BD, biorąc pod uwagę kryterium czasu dla scenariuszy S1, S2 i S4, najlepszym (ale tylko nieznacznie w stosunku do jOOQ) jest interfejs JDBC. Z kolei w przypadku zapisu powiązanych rekordów (scenariusz S3) najszybszym okazał się Hibernate. Rozważając kryterium zajętości pamięci, technologia Hibernate jest najmniej wydajna, chociaż nie ma tu istotnych różnic.

Z przeprowadzonych testów wynika, ze nie można wskazać jednej, najlepszej metody pracy z danymi, zwłaszcza, że istotna rolę odgrywa też konkretna struktura bazy danych oraz funkcjonalność aplikacji z nią współpracującej.

Rozwiązania oparte na ORM są bardzo wygodne dla programisty. Dane pamiętane w obiektach programu są w takiej samej formie utrwalane w bazie bez dodatkowych operacji zmieniających format z obiektowego na relacyjny (i odwrotnie). Jednak ręczne pisanie zapytania SQL jest szybsze w realizacji niż zapełnianie pamięci obiektami modeli i wykonywanie dynamicznych mapowań. ORM opóźnia transmisję informacji tworząc dodatkową warstwę, przez którą muszą być przesłane dane. Generalnie ORM nie nadaje się do obróbki dużych ilości danych gdzie wydajność jest podstawowym priorytetem, chociaż jak wynika z testów scenariusza S3, w przypadku zapisu dużej liczby rekordów powiązanych ze sobą, Hibernate jest najbardziej efektywny.

Wady ORM przyczyniły się do szukania nowych rozwiązań. W przypadku świata javy takim rozwiązaniem jest biblioteka jOOQ. Pisanie zapytań za pomocą tej biblioteki jest intuicyjne i łatwe. Składnia bardzo przypomina składnię SQL. Na przykład, w przypadku zapytania typu *select* dla wielu połączonych tabel, wszystkie elementy typowego SQl (*from*, j*oin*, *where*, *group by*) mają dokładne odwzorowanie w jOOQ. Według opinii autorek, bardziej skomplikowane zapytania łatwiej jest zbudować w jOOQ niż w Hibernate. W Hibernate bardzo częstym problemem był zgłaszany wyjątek *lazy initialization exception*, który występował przy próbie dostępu do obiektu, zagnieżdżonego w innym (np. dostęp do *Affiliation* z poziomu *User)*. W jOOQ, ten problem nie istnieje - wystarczyło skorzystać ze statycznych stałych w wygenerowanych klasach, które oznaczają nazwę tabeli oraz nazwę kolumny (Przykład 3).

Biblioteka jOOQ została pierwotnie zaprojektowana w celu całkowitego zastąpienia istniejących narzędzi ORM. Tym niemniej społeczność javy zaproponowała nieco inne podejście do jej wykorzystania. Najbardziej rozsądnym i efektywnym wydają się być rozwiązania hybrydowe, wykorzystujące najlepsze możliwości sprawdzonych technologii. Na przykład bardzo efektywne może być podejście promujące stosowanie Hibernate w 70% zapytań (tj klasyczny CRUD) a jOOQ dla pozostałych 30%, gdzie naprawdę potrzebny jest SQL. Inną sugestią jest wykorzystanie jOOQ tylko do budowy SQL a JDBC do jego wykonania. Takie hybrydowe rozwiązania są ciekawą alternatywą w stosunku do stosowania jednej wybranej technologii i mogą stanowić zakres dalszych badań.

Literatura

[1] http://hibernate.org/ [1.11.2016].
[2] http://www.jooq.org/ [1.11.2016].
[3] http://www.oracle.com/technetwork/java/javase/jdbc/index.html [1.11.2016].
[4] http://www.ploug.org.pl/konf_10/materialy/pdf/19.pdf, Boiński Paweł, Analiza porównawcza technologii implementacji warstwy dostępu do danych w aplikacjach ADF, XVI Konferencja PLOUG, Kościelisko 2010 [1.11.2016].
[5] https://blog.jooq.org/2015/03/24/jooq-vs-hibernate-when-to-choose-which/ [1.11.2016].
[6] https://zeroturnaround.com/rebellabs/java-tools-and-technologies-landscape-for-2014/10/ [1.11.2016].
[7] Pańczyk B., Sławiński A.: Technologie mapowania obiektowo-relacyjnego w aplikacjach PHP. IAPGOŚ, 1(5)/2015, 29–32.

Inż. Magdalena Grzesińska
e-mail: magdagrzesinska@gmail.com

Studentka kierunku Informatyka na Politechnice Lubelskiej (specjalność: Aplikacje Internetowe). Obecnie pracuje na stanowisku programista baz danych w lubelskim oddziale firmy Asseco Business Solutions. W Wydziale Rozwiązań Bazodanowych zajmuje się tworzeniem interfejsów integracyjnych i raportowych na potrzeby aplikacji mobilnej Mobile Touch przy użyciu języka Transact-SQL. Poza bazami danych interesuje się również technologiami webowymi oraz systemami Business Intelligence

Mgr inż. Magdalena Waszczyńska
e-mail: magdalena.waszczynska@gmail.com

Absolwentka Matematyki na Uniwersytecie Marii Skłodowskiej Curie w Lublinie w specjalności matematyka finansowa i ubezpieczeniowa (2014). Obecnie studentka Informatyki na Politechnice Lubelskiej w specjalności aplikacje internetowe. Od kilkunastu miesięcy programista baz danych w firmie Asseco Business Solutions w Wydziale Rozwiązań Bazodanowych. Razem z zespołem rozwija aplikację Mobile Touch - mobilną platformę wsparcia sprzedaży. W obszarze zainteresowań znajdują się również hurtownie danych, systemy BI, analiza danych oraz rynki finansowe.

Dr Beata Pańczyk
e-mail: b.panczyk@pollub.pl

Ukończyła studia matematyczne na UMCS w Lublinie. W latach 1989-2011 pracownik naukowy (asystent, adiunkt) w Instytucie Informatyki Politechniki Lubelskiej. Tytuł doktora uzyskała w roku 1996 na Wydziale Elektrycznym PL. Temat rozprawy doktorskiej: Konstrukcja obrazu rozkładu właściwości fizycznych obiektu metodą Impedancyjnej Tomografii Komputerowej. Od roku 2011 na stanowisku starszego wykładowcy. Obszar zainteresowań dydaktycznych i naukowych to metody numeryczne, języki programowania i technologie tworzenia aplikacji internetowych.

otrzymano/received: 22.06.2016 *przyjęto do druku/accepted:30.10.2016*

DOI: 10.5604/01.3001.0009.5195

KLASYFIKACJA STANU PROCESU SPALANIA NA PODSTAWIE ANALIZY OBRAZU PŁOMIENIA

Daniel Sawicki
Politechnika Lubelska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, Instytut Elektroniki i Technik Informacyjnych

Streszczenie. *W pracy przedstawiono porównanie wybranych metod klasyfikacji obrazów dla współspalania pyłu węglowego i biomasy. Zdefiniowano dwie klasy spalania: stabilne i niestabilne dla dziewięciu wariantów z różnymi parametrami mocy oraz stałą ilością biomasy. Wyniki badań pokazują, poprawną klasyfikację obrazów dla założonych wariantów. Najlepsze wyniki uzyskano dla klasyfikatora K-NN z parametrem K = 7.*

Słowa kluczowe: płomień, spalanie, klasyfikacja obrazów

COMBUSTION PROCESS STATE CLASSIFICATION BASED ON FLAME IMAGE ANALYSIS

Abstract. *This paper presents comparison image classification method of cofiring biomass and pulverized coal. Defined two class of combustion: stable and unstable for nine variants with different power value parameters and fixed amount biomass. Experimental results show that achieved correct classification of images for the assumed variants. The best results were obtained with K-NN classifier (parameter K = 7).*

Keywords: flame, combustion, image classification

Wstęp

W polskiej energetyce zawodowej paliwa kopalne są podstawowym surowcem energetycznym. Nadal będą miały one dominującą pozycję wynoszącą według prognoz, do 2030 roku, ok. 60% udziału w Polsce i ok. 11% udziału w UE [14]. Największym problemem spalania paliw kopalnych jest emisja do atmosfery szkodliwych związków chemicznych, głównie: dwutlenku węgla, dwutlenku siarki, tlenków azotu oraz pyłów [8]. Pakiet klimatyczno-energetycznego, który Unii Europejskiej wdraża ma na celu zmniejszenie emisji gazów cieplarnianych i redukcję zużycia energii elektrycznej o 20%, oraz zwiększenie udziału w produkcji energii ze źródeł odnawialnych (OZE) do 20%. Polska, natomiast zobowiązała się do wprowadzenia 15% udziału energii odnawialnej w zużyciu energii ogółem w kraju do 2020 roku [14]. Najszybszym sposobem spełnienia wymagań UE jest współspalanie węgla i biomasy z wykorzystaniem istniejących instalacji energetyki zawodowej [6].

1. Analiza procesu spalania

Na podstawie obserwacji procesu spalania oraz właściwości fizykochemicznych biomasy, która nie jest mieszaniną jednorodną, posiada inny stopień granulacji, można stwierdzić, że udział biomasy w procesie współspalania pogarsza stabilność procesu oraz obniża wydajność i sprawność kotła. Istnieje szereg przyczyn utraty stabilności spalania: zła jakość przemiału biomasy powodująca niedopalenie, zlepianie się, zmienny skład chemiczny biomasy znacząco zwiększający ilość składników lotnych, nieprawidłowe wydatki powietrza pierwotnego i powietrza wtórnego [5].

Do badań wykorzystano rozdrobnioną słomę stanowiącą 20% paliwa spalanego w warunkach laboratoryjnych przy różnych wydatkach powietrza i paliwa. Z pomocą wiedzy eksperckiej określono dwa stany procesu spalania: „stabilny" i „niestabilny". Badania przeprowadzono za pomocą optycznego systemu monitorowania procesu spalania. Sygnał pochodzący z tego systemu, zawiera bardzo szeroką informacje o procesie spalania, stąd jego analiza może przebiegać na wiele różnych sposobów, np. analiza czasowo-częstotliwościowa [4, 10], analiza rozkładu temperatury [11], analiza obrazu [7, 13], analiza wymiaru fraktalnego [12] oraz analiza z wykorzystaniem wyodrębnionych cech geometrycznych obrazu [1], która to metoda została przyjęta w niniejszej pracy. Do analizy wybrano 24 cechy obrazu dokonując klasyfikacji stanu procesu współspalania pyłu węglowego i biomasy dla obrazów zarejestrowanych w czasie testów spalania. Porównano metody klasyfikacji: metodę K najbliższych sąsiadów oraz metody LDA i QDA. Przetestowano szereg parametrów klasyfikatorów w celu uzyskania najlepszego modelu.

1.1. Przygotowanie materiału badawczego

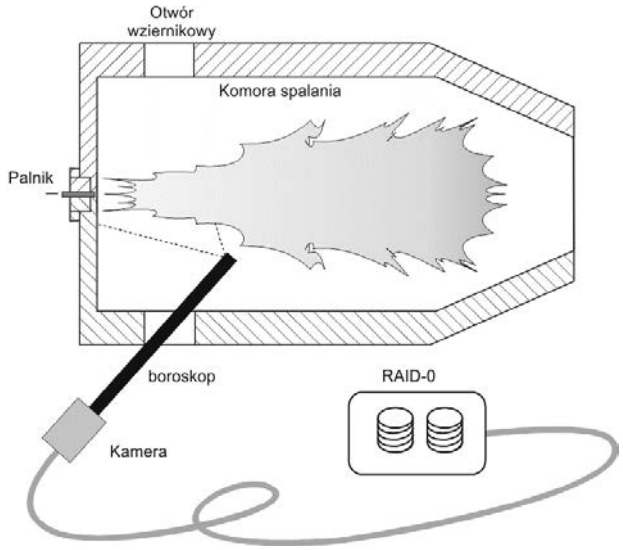
Znaczny wzrost zainteresowań badaniami dotyczącymi samego płomienia jest odpowiedzią na potrzebę uzyskania jak najszybszej informacji o procesie [3, 17]. Uzyskana za pomocą systemu wizyjnego informacja jest praktycznie nieopóźniona i selektywna przestrzennie. Wykorzystywanie szeroko pojętych metod optycznych doprowadziło do powstania wielu bezinwazyjnych układów monitorowania stanu procesu spalania [15]. W niniejszej pracy do badania procesu współspalania pyłu węglowego i rozdrobnionej biomasy wykorzystano laboratoryjne stanowisko pomiarowe o mocy 0,5 MWth. Podstawowym elementem budowy tego stanowiska jest cylindryczna komora spalania z zainstalowanym modelem palnika pyłowego wykonanego w skali 1:10, w stosunku do palników przemysłowych. Za pomocą pyłoprzewodu do palnika dostarczane jest paliwo w postaci pyłu węglowego lub mieszaniny pyłu węglowego i biomasy. Stanowisko wyposażono w instalację powietrza pierwotnego i wtórnego oraz obrotowy podajnik paliwa. W badaniach wykorzystano kamerę cyfrową z matrycą z pełnym przenoszeniem ramki, która wyposażona była w interfejs CameraLink. Kamerę przymocowano do boroskopu wysokotemperaturowego, zainstalowanego we wzierniku komory spalania pod kątem ok. 45° do osi palnika. W trakcie przeprowadzonych badań, ze względu na ograniczenia sprzętowe ograniczono szybkość rejestracji sekwencji obrazów do 150 klatek/s. Omawiany układ pomiarowy przestawiono na rysunku 1.

W celu ochrony części optycznej przed zabrudzeniami (sadzą, popiołem), które osadzały się na elementach optycznych boroskop przedmuchiwany był sprężonym powietrzem. Dodatkowo, układ wyposażony był w system chłodzenia był wodą, w celu ochrony przed wpływem wysokiej temperatury, układ wyposażony był w system chłodzenia wodą podawaną pod ciśnieniem ok. 0,3 MPa.

Testy obejmowały spalanie mieszaniny węgla i 20% udziału wagowego rozdrobnionej biomasy (słomy). Przeprowadzono dziewięć wariantów spalania, dla trzech różnych poziomów mocy (250 kWth, 300 kWth, 400kWth) oraz trzech różnych wartości współczynnika nadmiaru powietrza λ (0,65, 0,75, 0,85). Dla wartości $\lambda \approx 0{,}75$ odzwierciedlono warunki panujące w niskoemisyjnym palniku wirowym. Rejestracji procesu dokonywano przez ok. 5 min. po ustaleniu się równowagi termicznej w komorze spalania. Podczas rejestracji procesu współspalania na stałym poziomie utrzymywano wydatki paliwa, powietrza oraz temperaturę. Wartości średnie parametrów testów przedstawiono w tabeli 1.

Zarejestrowany materiał wideo podczas testów współspalania węgla i biomasy został zapisany w formacie RGB, w postaci nieskompresowanych plików w formacie AVI. Dane źródłowe zostały przekształcone na oddzielne obrazy zapisane w formacie BMP z 8-bitową skalą szarości. W celu poprawy kontrastu, obrazy

wykorzystywane do dalszych badań zostały poddane operacji normalizacji zakresu jasności z automatyczną korekcją liniową. Wyznaczono obszar płomienia za pomocą metody aktywnego konturu [13], który analizowano w dalszych badaniach. Pełny zbiór danych wykorzystany w badaniach zawierał dziewięć tysięcy przypadków dla każdego wariantu badań. Natomiast proporcja przypadków stanu procesu: „stabilny" i „niestabilny" była różna dla każdego wariantu. Procentowy udział biomasy dla dziewięciu wariantów przedstawiono w tabeli 2.



Rys.1. Stanowisko badawcze wraz z układem monitorowania płomienia.

Tabela 1. Warianty procesu spalania

Wariant	Moc cieplna, kWth	Współczynnik nadmiaru powietrza, λ	Wydatek paliwa kg/h	Przepływ powietrza wtórnego Nm^3/h
1	250	0,75	36,0	73,2
2	250	0,65	39,4	62,9
3	250	0,85	35,2	103,6
4	300	0,75	43,5	96,4
5	300	0,65	42,6	67,4
6	300	0,85	44,2	132,5
7	400	0,75	59,7	181,3
8	400	0,65	56,8	152,8
9	400	0,85	59,4	205,1

Tabela 2. Rozkład przypadków klasy procesu „stabilny" i „niestabilny"

Wariant	Klasa procesu „stabilny"		Klasa procesu „niestabilny"	
	%*	Liczba obrazów	%*	Liczba obrazów
1	19	1710	81	7290
2	44	3960	56	5040
3	13	1170	87	7830
4	62	5580	38	3420
5	88	7920	12	1080
6	62	5580	38	3420
7	64	5760	36	3240
8	77	6930	23	2070
9	83	7470	17	1530

* – procentowy udział klatek obrazów dla poszczególnych klas procesu

Na drodze losowania, dokonano podziału tego zbioru na zbiory: treningowy, walidacyjny i testowy, przy czym każdy z nich liczył po trzy tysiące przypadków. Zbiory danych podzielono w równych proporcjach, aby zbyt duża liczebność zbioru uczącego nie wpłynęła na obniżenie liczby obserwacji zbiorów użytych do oceny dokładności klasyfikatorów. W każdym z tych trzech zbiorów zachowano tę samą proporcję pomiędzy liczbą przypadków stanu procesu: „stabilny" i „niestabilny", co w pełnym zbiorze danych. W efekcie, każdy zbiór składał się z różnych ilości przypadków klasy „stabilny" i „niestabilny".

W celu klasyfikacji stanu procesu konieczne jest określenie cech będących wyróżnikami między obrazami danych grup. Deskryptory powinny zostać zdefiniowane jako wartości liczbowe opisujące obraz w sposób ilościowy. Wybrano dwadzieścia cech geometrycznych opisujących kształt płomienia: pole powierzchni płomienia, długość konturu, kolistość, momenty centralne I, II, III i IV rzędu, współrzędna x środka ciężkości płomienia, współrzędna y środka ciężkości płomienia, prostokątność, wypukłość, długość dłuższej osi elipsy, długość krótszej osi elipsy, kąt nachylenia dłuższej osi elipsy w stosunku do osi poziomej, współrzędna x i y pierwszego i drugiego najbardziej wysuniętego punktu płomienia, odległość pomiędzy najbardziej wysuniętymi punktami płomienia. Pozostałe cechy to: średnia, wariancja, skośność i kurtoza histogramu obrazu płomienia

1.2. Nadzorowana klasyfikacja stanu procesu współspalania

Istnieje wiele algorytmów klasyfikacji, które zalicza się najczęściej do metod rozpoznawania wzorców. W niniejszej pracy wykorzystano klasyfikatory jednomodelowe: K najbliższych sąsiadów (ang. *K Nearest Neighbors*) oraz liniowa i kwadratowa analiza dyskryminacyjna (ang. *Linear and Quadratic Discriminant Analysis*). W czasie testowania klasyfikatorów wykorzystano zbiór treningowy i walidacyjny, natomiast do oceny ich jakości zastosowano niezależny zbiór testowy. Przeprowadzone eksperymenty, miały na celu dokonanie wyboru klasyfikatorów, które dobrze sprawdzają się przy monitorowaniu stanu procesu współspalania węgla i biomasy.

W celu oceny jakości klasyfikacji konieczne jest zastosowanie odpowiednich miar. W niniejszej pracy wykorzystano najczęściej stosowane miary w zadaniach klasyfikacji. Dokładność klasyfikacji (ang. *Classification Accuracy*) jest to prawdopodobieństwo prawidłowej klasyfikacji należącej do obu klas. Wrażliwość (ang. *True Positive Rate*) odzwierciedla prawdopodobieństwo poprawnej klasyfikacji przypadku niestabilnego procesu spalania do klasy procesu „niestabilny". Specyficzność (ang. *True Negative Rate*) odzwierciedla prawdopodobieństwo poprawnej klasyfikacji przypadku stabilnego procesu spalania do klasy procesu „stabilny".

1.3. Klasyfikacja stanu procesu współspalania z wykorzystaniem metody K-NN

Klasyfikator K-NN do klasyfikacji wykorzystuje ustalone miary odległości, sąsiadów. Obiekt zostaje zaklasyfikowany do tej klasy, do której przynależała największa liczba sąsiadów z tej grupy. Wartość parametru K przyjmuje wartości od jeden (1-NN) do kilkunastu. Dla dużej liczby danych znalezienie odpowiedniej liczby sąsiadów w wielowymiarowej przestrzeni jest procesem czasochłonnym. Przypisywanie do klas jest realizowane poprzez sprawdzenie odległości bieżącego obiektu od pozostałych obiektów ze zbioru danych. Dla przypadku dwóch klas pojawiające remisy rozstrzygane są arbitralnie, jednakże nie występują one jeżeli wykorzystano nieparzystą wartość K [2].

W zależności od wyboru parametru K obiekt oznaczony znakiem zapytania zostanie zaklasyfikowany do następujących klas: dla K = 1 przypisana klasa to „koło", dla K = 3 przypisana klasa to „prostokąt", dla K = 7 przypisana klasa to „trójkąt. Metoda K-NN zapewnia wysoką jakość klasyfikacji, jest prosta w implementacji. Jakość klasyfikacji może zależeć od liczb uwzględnianych sąsiadów oraz rozkładu cech w przestrzeni wielowymiarowej. Podstawowym zadaniem przy budowaniu klasyfikatora jest określenie wartości K, czyli odpowiedniej liczby sąsiadów [2].

W procesie uczenia klasyfikatora K-NN, wykorzystano zbiór treningowy dla wszystkich wariantów procesu spalania z różną wartością parametru K (zakres 1-10). Do oceny dokładności klasyfikacji wykorzystano zbiór walidacyjny i testowy wyznaczając błąd klasyfikacji. Najmniejsze wartości błędów klasyfikacji otrzymano dla parametru K = 7 oraz K = 5. Średnia wartość błędu dla K = 5, dla wszystkich wariantów wyniosła 0,2419, natomiast dla K = 7 wyniosła 0,2139.

W celu wyznaczenia błędu klasyfikacji dla zbioru testowego, proces uczenia powtórzono dla połączonego zbioru treningowego i walidacyjnego. Tabela 3 prezentuje wartości błędów klasyfikatora K-NN dla zbioru testowego. Najmniejsze wartości uzyskano dla parametru K = 7 (model 7-NN), dla większości wariantów (oprócz wariantu trzeciego, gdzie błąd był większy i siódmego, gdzie błąd był taki sam). Średnie wartości błędów dla wszystkich wariantów spalania z wykorzystaniem modelu 5-NN wyniosły 0,2125, natomiast dla modelu 7-NN wyniosły 0,2002. Chociaż wartość średnia błędu sugeruje wybór modelu 7-NN, należy stwierdzić, że wartości błędów cząstkowych dla poszczególnych wariantów są zbliżone.

Tabela 3. Błąd klasyfikatora K-NN dla zbioru testowego, dla wybranych parametrów K, dla różnych wariantów

Model	Numer wariantu								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
5-NN	0,2278	0,2178	0,2137	0,2238	0,2067	0,2017	0,1976	0,2122	0,2117
7-NN	0,2237	0,2013	0,2185	0,1974	0,1926	0,1954	0,1976	0,1906	0,1854

1.4. Klasyfikacja stanu procesu współspalania z wykorzystaniem analizy LDA i QDA

Liniowa analiza dyskryminacyjna (ang. *Linear Discriminant Analysis* – LDA) oraz kwadratowa analiza dyskryminacyjna (ang. *Quadratic Discriminant Analysis* – QDA), są również popularnymi technikami klasyfikacji, wykorzystujące podział przestrzeni cech [9].

Za kryterium liniowej separowalności klas można uznać wyrażenie [16]:

$$F = \frac{S_b}{S_w}, \tag{1}$$

gdzie:
$\boldsymbol{S}_b$- macierz rozrzutu międzyklasowego,
$\boldsymbol{S}_w$- macierz rozrzutu wewnątrzklasowego.

Wartość współczynnika F określa prawdopodobieństwo liniowej separowalności klas. Większa wartość F, oznacza lepszą separowalność klas. Przyjmując N obserwacji x_i w C klasach można obliczyć całkowitą macierz rozrzutu wewnątrzklasowego za pomocą zależności 2 i całkowitą macierz rozrzutu międzyklasowego za pomocą zależności 3:

$$S_w = \sum_{i=1}^{C} \frac{n_i}{N} S_1^i, \tag{2}$$

gdzie:
n_i – liczba obserwacji x_i dla każdej klasy,
N- całkowita liczba obserwacji,
$\boldsymbol{S}^i{}_1$- macierz rozrzutu wewnątrzklasowego dla klasy i,

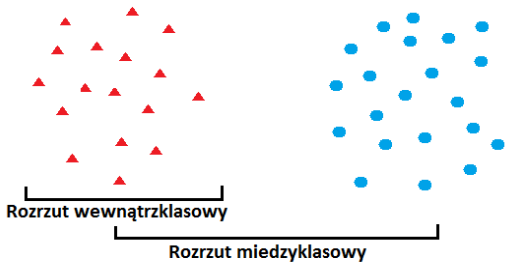
$$S_b = \sum_{i=1}^{C} \frac{n_i}{N} S_2^i, \tag{3}$$

gdzie:
n_i – liczba obserwacji x_i dla każdej klasy,
N – całkowita liczba obserwacji,
$S^i{}_2$ – macierz rozrzutu międzyklasowego dla klasy i.

W celu określenia najlepszej separowalności wyznacza się macierz będącą ilorazem macierzy rozrzutu międzyklasowego i rozrzutu wewnątrzklasowego (4).

$$S = S_w^{-1} S_b, \tag{4}$$

Na rysunku 2 przedstawiono rozrzut międzyklasowy i wewnątrzklasowy.



Rys. 2. Prezentacja rozrzutu wewnątrzklasowego i międzyklasowego

Często wykorzystywana jest też kwadraturowa analiza dyskryminacyjna (Quadratic Discriminant Analysis – QDA). W metodzie tej klasy separowane są z wykorzystaniem funkcji kwadratowych. Według pracy [9] możliwe jest, że dla niektórych zbiorów danych łatwiej można separować klasy za pomocą funkcji kwadratowych (kwadraturowych). Mówimy wtedy o tak zwanej kwadraturowej analizie dyskryminacyjnej (Quadratic Discriminant Analysis – QDA).

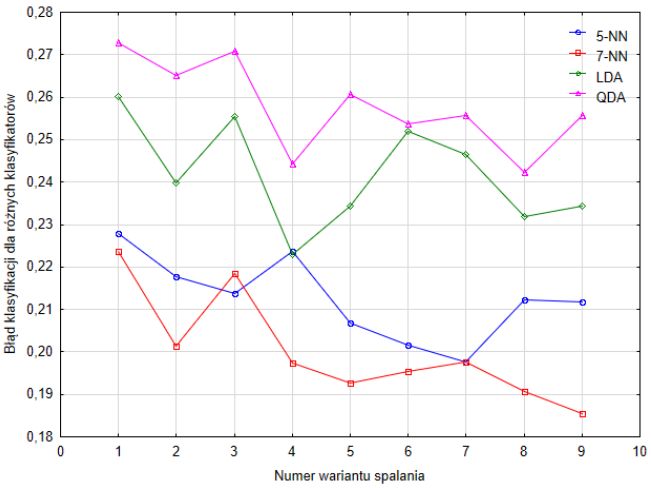
Tabela 4 prezentuje wartości błędów klasyfikatorów LDA i QDA dla zbioru testowego. Mniejsze wartości błędów dla wszystkich wariantów uzyskano dla klasyfikatora LDA. Średnie wartości błędów dla wszystkich wariantów spalania z wykorzystaniem klasyfikatora LDA wyniosły 0,2419, natomiast dla klasyfikatora QDA wyniosły 0,2579.

Tabela 4. Błąd klasyfikatora LDA i QDA dla różnych wariantów

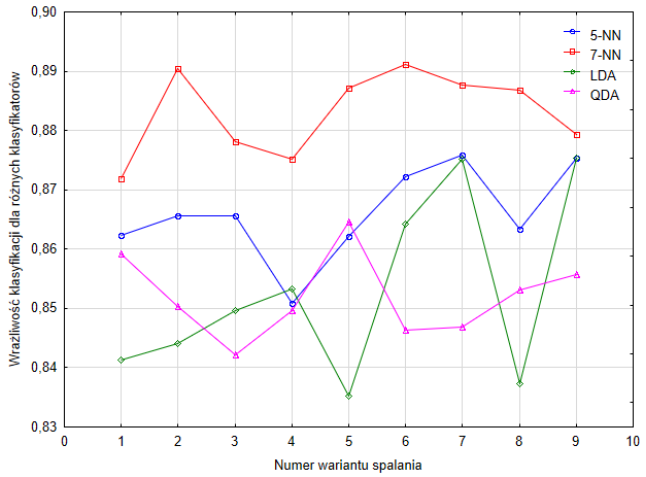
Model	Numer wariantu								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
LDA	0,2601	0,2397	0,2554	0,2230	0,2344	0,2519	0,2466	0,2318	0,2343
QDA	0,2729	0,2650	0,2708	0,2444	0,2607	0,2536	0,2558	0,2424	0,2557

1.5. Ocena jakości klasyfikacji

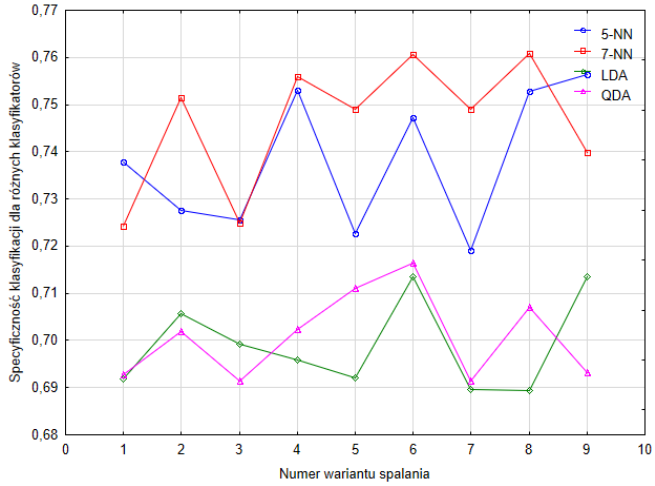
Do oceny jakości klasyfikacji wybrano trzy najczęściej stosowane miary w zadaniach klasyfikacji: wrażliwość, specyficzność oraz błąd klasyfikacji. Na rysunkach 3–5, przedstawiono te parametry klasyfikacji w zależności od wariantu spalania dla klasyfikatorów 5-NN, 7-NN, LDA i QDA.



Rys. 3. Błąd klasyfikacji dla zbioru testowego w zależności od wariantu spalania, dla klasyfikatora 5-NN, 7-NN, LDA oraz QDA



Rys. 4. Wrażliwość klasyfikacji dla zbioru testowego w zależności od wariantu spalania, dla klasyfikatora 5-NN, 7-NN, LDA oraz QDA



Rys. 5. Specyficzność klasyfikacji dla zbioru testowego w zależności od wariantu spalania, dla klasyfikatora 5-NN, 7-NN, LDA oraz QDA

Z przedstawionych rysunków najlepszym dla procesu współspalania przetestowanym klasyfikatorem jest K-NN z parametrem K = 7.

W tabeli 5 zestawiono średnie wartości wrażliwości, specyficzności i błędu klasyfikacji dla wszystkich wariantów procesu współspalania. Największą wrażliwość, czyli klasyfikację stanu „niestabilny" do klasy „niestabilny" uzyskano dla klasyfikatora 7-NN wynoszącą 0,8830. Dla tego klasyfikatora uzyskano także największą specyficzność, czyli klasyfikację stanu „stabilnego" dla klasy „stabilny" wynoszącą 0,7463. Dla pozostałych klasyfikatorów otrzymano gorszą wrażliwość odpowiednio o 1,97% dla 5-NN, 3,54% dla LDA i 3,64% dla QDA, a także gorszą specyficzność odpowiednio o 1,12% dla 5-NN, 6,76% dla LDA i 6,49% dla QDA.

Tabela 5. Błąd klasyfikatora LDA i QDA dla różnych wariantów

Model	Wrażliwość	Specyficzność	Błąd
5-NN	0,8659	0,7380	0,2126
7-NN	0,8830	0,7463	0,2003
LDA	0,8528	0,6990	0,2341
QDA	0,8520	0,7008	0,2416

Podsumowanie

Bezpośrednie współspalanie pyłu węglowego i biomasy pogarsza stabilność oraz utrudnia sterowanie procesem. Wynika to nie tylko ze zjawisk jakie towarzyszą temu procesowi, ale także z właściwości biomasy. Trwające prace nad zwiększaniem niezawodności pracy kotłów energetycznych oraz coraz większe restrykcje dotyczące ich pracy w kontekście ekonomicznym i ekologicznym wymagają stosowania najnowszych dostępnych metod diagnozowania i oceny stanu procesu spalania.

Z punktu widzenia prowadzenia procesu przez operatora kotła najistotniejszym parametrem jest wrażliwość klasyfikacji, która bezpośrednio określa prawdopodobieństwo wykrycia stanu niestabilnego. W prezentowanych badaniach najlepszym klasyfikatorem okazał się K-NN z parametrem K = 7. Przedstawiona metoda oceny jakości procesu spalania poprzez wykrycie stanu niestabilnego może wspomagać pracę operatora kotła informując o sytuacji awaryjnej.

Literatura

[1] Ballester J, García-Armingol T.: Diagnostic techniques for the monitoring and control of practical flames. Prog. Energy Combustion, 36/2010, 375–411.
[2] Boshnakov K., Petkov V., Nikolov M.: Decision Making For Control Of Combustion Process Of Pulverized Coal, Journal of Chemical Technology and Metallurgy, 50/2015, 183–192.
[3] Chen R., Fan W., Bian J., Meng F.: Research on Stability Criterion of Furnace Flame Combustion Based on Image Processing, International Conference on Control Engineering and Communication Technology, 2012, 569–572.
[4] Cieszczyk, S., Ławicki T., Miaskowski, A.: The Curvelet Transform Application to the Analysis of Data Received from GPR Technique, Elektronika Ir Elektrotechnika, 19(6)/2013, 99–102.
[5] Głodek E.: Spalanie i Współspalanie Biomasy - Przewodnik, Oddział Inżynierii Materiałowej, Procesowej i Środowiska, Opole, Maj 2010.
[6] Golec T.: Współspalanie biomasy w kotłach energetycznych, Energetyka i Ekologia, 2004, 437–444.
[7] González-Cencerrado A., Pela B., Gil A.: Coal flame characterization by means of digital image processing in a semi-industrial scale PF swirl burner, Applied Energy, 94/2012, 375–384.
[8] Koronacki J., Ćwik J.: Statystyczne systemy uczące się, Exit, 2008.
[9] Lorenz U.: Skutki spalania węgla kamiennego dla środowiska przyrodniczego i możliwości ich ograniczania, Instytut GSMiE PAN, Kraków, 2005, 97–112.
[10] Lu G, Yan Y, Colechin M, Hill R.: Monitoring of oscillatory characteristics of pulverized coal flames through image processing and spectral analysis, IEEE Trans Instrum Meas; 55/2006, 226–231.
[11] Lu G, Yan Y.: Temperature profiling of pulverized coal flames using multicolour pyrometric and digital imaging techniques, IEEE, 55/2006, 1303–1308.
[12] Omiotek Z.: The use of the fractal dimension for analysis of the contour of objects, Informatyka, Automatyka, Pomiary w Gospodarce i Ochronie Środowiska, 2/2012, 8–11.
[13] Sawicki D., Kotyra A.: Comparision of selected flame area detection methods in vision diagnostic system, 4/2013, 14–17.
[14] Smolarz A.: Diagnostyka procesów spalania paliw gazowych, pyłu węglowego oraz mieszaniny pyłu węglowego i biomasy z wykorzystaniem metod optycznych, Politechnika Lubelska, Lublin, 2013.
[15] Su S., Pohl J.H., Holcombe D., Hart J.A.: Techniques to determine ignition, flame stability and burnout of blended coals in p.f. power station boilers, Progress in Energy and Combustion Science, 27/2001, 79–98.
[16] Varol M., Atimtay A., Olgun H.: Emission characteristics of co-combustion of a low calorie and high-sulfur-lignite coal and woodchips in a circulating fluidized bed combustor: Part 2. Effect of secondary air and its location, Fuel, 130/2014, 1–9.
[17] Wójcik W., Kotyra A., Smolarz A., Gromaszek K.: Nowoczesne metody monitoringu i sterowania procesem spalania paliw stałych w celu zmniejszenia jego oddziaływania na środowisko naturalne, Rocznik Ochrona Środowiska, 13/2011, 1559–1576.

Dr inż. Daniel Sawicki
e-mail: d.sawicki@pollub.pl

Ukończył studia o kierunku elektrotechnika na Wydziale Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Lubelskiej w 2006 r. Obecnie jest zatrudniony jako asystent w Instytucie Elektroniki i Technik Informacyjnych Politechniki Lubelskiej w Zakładzie Diagnostyki i Analizy Pomiarów. Jego prace badawcze związane są ze zwiększenie efektywności współspalania węgla kamiennego i biomasy z wykorzystaniem analizy obrazu.

otrzymano/received: 22.06.2016 *przyjęto do druku/accepted: 30.10.2016*

DOI: 10.5604/01.3001.0009.5196

RWD JAKO NARZĘDZIE OPTYMALIZACJI STRON INTERNETOWYCH

Halina Ochim[1], Beata Pańczyk[2]
[1]Asseco Business Solutions S.A, Lublin, [2]Politechnika Lubelska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, Instytut Informatyki

Streszczenie.. *Na podstawie przeprowadzonej analizy aspektów projektowania i tworzenia responsywnych stron internetowych, niniejszy artykuł poświęcono zagadnieniu optymalizacji portalu internetowego z wykorzystaniem RWD (ang. Responsive Web Design). W artykule przedstawiono identyfikację czynników wpływających na wydajność projektów responsywnych oraz wyniki pomiaru wydajności testowego portalu przed i po optymalizacji.*

Słowa kluczowe: strony responsywne, RWD, aplikacje internetowe

WEB PAGES OPTIMIZING USING RWD

Abstract. *Based on the analysis of aspects of designing and creating responsive web pages, this article presents a web portal optimizing using RWD (Responsive Web Ddesign). The paper presents the identification of factors affecting the responsive projects' performance and performance measurement of the portal before and after optimization.*

Keywords: responsive web design, RWD, web applications

Wstęp

Postęp technologiczny ostatnich kilku lat sprawił, że na rynku pojawiła się cała gama nowych urządzeń mobilnych, przystosowanych do przeglądania stron internetowych. O ile nie ma problemu z technicznym wyświetleniem strony na ekranie każdego urządzenia, to jednak pojawia się problem z wykorzystaniem funkcjonalności strony na urządzeniach o małych wymiarach ekranu. Wynika to z faktu, iż większość stron była projektowana dla stałej szerokości okna przeglądarki, przystosowanej dla monitorów o dużej rozdzielczości. Wyświetlanie takich stron na ekranach urządzeń mobilnych wywołuje efekt miniaturyzacji elementów i konieczność ich powiększania przez użytkownika. Problem ten rozwiązuje responsywne podejście do projektowania stron internetowych [1, 3, 7, 8]. Ma ono na celu zapewnienie użytkownikowi jak najlepszego odbioru strony, niezależnie od rozmiaru używanej przez niego przeglądarki, ekranu czy typu urządzenia. Użytkownik przeglądający stronę responsywną na smartfonie, tablecie czy dużym monitorze powinien mieć łatwy dostęp do wszystkich funkcjonalności strony oraz zamieszczonych na niej odnośników. Prezentowane teksty i grafiki powinny być czytelne, w pełni widoczne oraz dopasowane do aktualnych rozmiarów okna przeglądarki. W projekcie responsywnym rozwijana jest tylko jedna wersja strony HTML, której układ dopasowuje się do aktualnych rozmiarów okna przeglądarki użytkownika, dzięki zastosowaniu odpowiednich arkuszy CSS [4, 5].

W aspekcie responsywnym podstawą stało się zaprojektowanie w pełni funkcjonalnej strony w pierwszej kolejności na urządzenia mobilne (ang. Mobile-first), a dopiero później tworzenie wersji desktopowej strony. Takie podejście wymaga już na początku projektu rozwiązania kwestii dotyczących niezbędnych funkcjonalności oraz zawartości strony.

1. Responsywny portal

Budowa w pełni funkcjonalnej, responsywnej strony internetowej od zera jest bardzo trudnym i czasochłonnym zadaniem. Projekty responsywne wymagają rozwiązania wielu technicznych kwestii, w szczególności ustalenia odpowiedniej liczby kolumn, obliczenia wartości procentowej dla każdej kolumny, określenia odpowiednich punktów granicznych dla poszczególnych typów urządzeń, zadbanie o poprawność wyświetlania danego elementu w różnych przeglądarkach itp. Dobrym rozwiązaniem jest skorzystanie z funkcjonalności oferowanych przez responsywne platformy programistyczne [3], ukierunkowane na interfejs strony oraz interakcję z użytkownikiem. Wyróżniane są dwie kategorie takich platform responsywnych – systemy płynnych siatek oraz bardziej rozwinięte platformy oferujące dodatkowo predefiniowane arkusze styli CSS. Arkusze te udostępniają stylizację tekstów oraz podstawowych elementów interfejsu użytkownika. Przykładem takiego rozwiązania jest Bootstrap [9], którego wersja 3.1 została wykorzystana do przygotowania optymalnego interfejsu dla analizowanego portalu [6]. Pierwsza wersja portalu fikcyjnej firmy faktoringowej została stworzona na potrzeby projektu inżynierskiego. W niniejszym artykule przedstawiono zoptymalizowaną, pod kątem responsywności, nową wersję portalu. Funkcjonalność systemu nie uległa zmianie. Wygląd fragmentu strony głównej przed i po optymalizacji prezentują rysunki 1 i 2.

Rys. 1. Wygląd strony głównej przed optymalizacją portalu

Rys. 2. Wygląd elementu z nawigacją po optymalizacji na komputerze i smartfonie

2. Poprawa wydajności responsywnych stron internetowych

Ważnym zagadnieniem związanym bezpośrednio z optymalizacją stron responsywnych jest poprawa wydajności i szybkości ich pobierania.

2.1. Minimalizacja liczby żądań HTTP

Za pomocą protokołu HTTP przesyłane są żądania udostępnienia dokumentów WWW, informacje dotyczące wybranego przez użytkownika odnośnika na stronie czy też dane z pól formularzy. Pobranie każdego dokumentu podczas generowania strony (np. pliku graficznego, arkusza styli, pliku czcionek, pliku z kodem JavaScript) wymaga każdorazowo przesłania odrębnego żądania HTTP. Każde takie zapytanie trwa określony czas (w zależności od szybkości łącza od ułamka sekundy do kilku sekund) i wpływa na czas ładowania całej strony [7]. Podstawą staje się zatem minimalizacja liczby takich żądań.

2.2. Konsolidacja i minimalizacja zasobów

Istotnym czynnikiem poprawiającym wydajność witryny jest minimalizacja liczby żądań HTTP poprzez konsolidację i łączenie pobieranych w ramach strony plików (np. arkuszy CSS, skryptów JavaScript) w jeden plik. W przypadku używania różnych plików danego rodzaju, na etapie tworzenia witryny, proces scalania plików można wykonać na końcu, za pomocą dedykowanych narzędzi do łączenia plików [2]. Dobrym rozwiązaniem jest również minimalizacja kodu w dołączanych do strony plikach poprzez eliminację niepotrzebnych znaków (nadmiarowych spacji, wcięć w akapitach, znaków końca linii). Zastosowanie takiego rozwiązania dla kodu z przykładu 1, przedstawia przykład 2.

Przykład 1. Kod przed minimalizacją znaków

```
p {  font-family: Georgia, serif;
     font-size: 1.1em;
}
li {  font-family: Helvetica, sans-serif;
     font-size: 1.2em;
}
```

Przykład 2.Kod po minimalizacji liczby znaków

```
p{font-family:Georgia,serif;font-size:1.1em;}li{fontfamily:
Helvetica, sans-serif;font-size:1.2em;}.
```

2.3. Technika Image Sprites

Techniką optymalizacji plików graficznych jest Image Sprites. Polega ona na redukcji liczby używanych zasobów graficznych na stronie (a tym samym liczby plików koniecznych do pobrania przy wyświetlaniu strony), poprzez ich konsolidację w jeden duży plik graficzny. Największe zastosowanie ma to dla obrazów wzajemnie ze sobą powiązanych lub wyświetlanych na stronie blisko siebie. Może być to zestaw ikon używany w listach lub przy nawigacji. Wybór odpowiedniego fragmentu obrazu do wyświetlenia następuje z wykorzystaniem informacji o jego rozmiarach oraz marginesach odcinających pozostałą część obrazu [11]. Przykład zastosowania tej techniki poprzez wybór pierwszej ikony ze skonsolidowanego obrazu (rys. 3) prezentuje przykład 3 [10].

Rys 3. Przykład skonsolidowanego obrazu w ramach techniki Image Sprites [10]

Przykład 3. Zastosowanie techniki Image Sprites [22]

```
#home { width: 46px; height: 44px;
        background: url(img_navsprites.gif) 0 0; }
```

2.4. Warunkowe wczytywanie zawartości

Założeniem projektowania responsywnego jest udostępnienie użytkownikom wszystkich funkcjonalności strony, niezależnie od urządzenia, z którego korzystają. Nie oznacza to jednak, że zawartość strony oraz poszczególne opcje muszą być obecne dokładnie w tym samym miejscu i na tej samej stronie. Przykładem takiej sytuacji jest prezentacja panelu bocznego, z dodatkową zawartością przy dużych szerokościach okna przeglądarki, który nie będzie wyświetlany przy przeglądaniu strony na ekranach telefonów czy tabletów. Użytkownik ma jednak dostęp to treści panelu w ramach innego rozwiązania. Taka technika jest nazywana warunkowym wczytywaniem zawartości i jest związana z użyciem zapytania JavaScript o rozmiary okna przeglądarki [7] (Przykład 4).

Przykład 4. Zapytanie JavaScript o szerokość okna przeglądarki

```
<script>
    if (document.documentElement.clientWidth > 640) {
        //skrypt z funkcjonalnością
} </script>
```

W przypadku braku obsługi JavaScript przez przeglądarkę, kod skryptu zostanie pominięty, jednak z perspektywy użytkownika nie będzie to zauważalne - zostanie zaprezentowana domyślna zawartość. Istotnym aspektem tego rozwiązania jest fakt, iż kod JavaScript jest przetworzony tylko raz, przy pierwszym wyświetleniu strony. Modyfikacja rozmiarów okna przeglądarki lub przejście z układu pionowego na poziomy nie powoduje zmian w obsłudze kodu skryptu (inaczej niż ma to miejsce w przypadku zapytań o media w arkuszach CSS) [7].

2.5. Lokalizacja zasobów strony na różnych serwerach

Kolejną techniką poprawiającą wydajność strony WWW jest lokalizacja zasobów, z których ona korzysta, na różnych serwerach (ang. Domain Sharding). Ma to na celu minimalizację czasu potrzebnego do wyświetlenia strony w przeglądarce. W sytuacji, gdy strona internetowa zawiera wiele odwołań do plików zewnętrznych, przeglądarka generuje żądania do serwera WWW celem ich pobrania. W przypadku, gdy zapytania odnoszą się do pojedynczego serwera, są one generowane kolejno tzn. dane zapytanie zostanie wygenerowane po zakończeniu uprzedniego. Może to istotnie wydłużyć czas wyświetlenia strony. Rozwiązaniem tego problem jest technika Domain Sharding, polegającą na umieszczeniu zewnętrznych plików (np. grafik, mediów) na różnych serwerach. Pozwoli to przeglądarce na równoległe wygenerowanie zapytań do różnych serwerów, celem pobrania zawartości plików. Jeśli takie rozwiązanie jest możliwe to przyspiesza znacznie proces wygenerowania strony.

2.6. Sieć dostarczania treści

Do optymalizacji czasu ładowania strony internetowej może być wykorzystana sieć dostarczania treści (ang. Content Delivery Network - CDN). Rozwiązanie to, podczas generowania strony, bierze pod uwagę czynnik lokalizacji geograficznej użytkownika oraz serwerów WWW. Wybiera najbliższy użytkownikowi serwer do pobrania wskazanych elementów strony. Dodatkowym atutem takiego rozwiązania jest zabezpieczenie się przed sytuacją niedostępności jednego z serwerów w grupie (np. w wyniku awarii czy problemów z łącznością). W takiej sytuacji żądania przeglądarek są obsługiwane przez pozostałe serwery w sieci [7].

3. Wybrane elementy optymalizacji witryny

Pierwsza wersja testowanego portalu została zaprojektowana dla minimalnej szerokości okna przeglądarki 960 px (rys. 1). Powodowało to efekt miniaturyzacji elementów na tabletach i smartfonach. Nowa wersja witryny wykorzystuje klasy i skrypty platformy programistycznej Bootstrap oraz korzysta z przedstawionych w rozdziale 2 metod optymalizacji.

3.1. Baner portalu

Na każdej stronie portalu pojawia się baner, który prezentuje zmieniające się obrazy z podpisami (rys. 1, 2). Pierwsze rozwiązanie bazowało na plikach graficznych o stałych rozmiarach 960 px na 200 px. Napisy były naniesione bezpośrednio na pliki graficzne a za przeglądanie obrazów odpowiadała funkcja JS. Zmiana rozmiarów okna nie powodowała zmiany wielkości wyświetlanego banera. Implementację tego rozwiązania prezentuje przykład 5.

Przykład 5. Fragment kodu HTML i JS dla banera przed optymalizacją

```
<!-- baner -->
<div id="banner">
<div class="slajdy">
 <a href="index.php"> <img src="images/baner/baner_1s.png"
alt="baner1" width="960" height="200"/></a>
<a href="index.php"> <img src="images/baner/baner_2s.png"
 alt="baner2" width="960" height="200"/></a>
 ...
<a href="index.php"> <img src="images/baner/baner_9s.png"
 alt="baner9" width="960" height="200"/></a>
</div><!-- slajdy w banerze -->
</div> <!-- baner -->
/* funkcja js dla slajdów w banerze */
$(document).ready( function(){
$('.slajdy').innerfade({ speed: 'slow', timeout: 10000,
type: 'random', containerheight: '200px' });} );
```

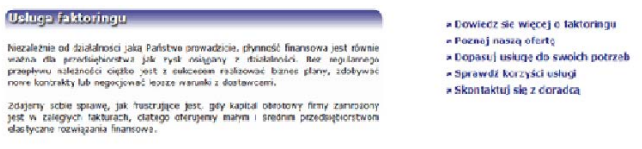
W ramach modyfikacji, dotychczasowe rozwiązanie zastąpiono komponentem typu karuzela. Wyświetlenie tego komponentu dostosowane jest do rozmiarów okna użytkownika w zakresie prezentowanego obszaru obrazu i czytelności podpisu. Dostępna jest również funkcjonalność przewijania obrazów oraz możliwość wskazania konkretnego obrazu do odświetlenia (czego nie zapewniało dotychczasowe rozwiązanie). Implementację nowego rozwiązania prezentuje przykład 6. Funkcja JavaScript do obsługi komponentu jest natywnie zaimplementowana i dostarczana razem z platformą Bootstrap.

Przykład 6. Fragment kodu HTML i JS dla banera po optymalizacji

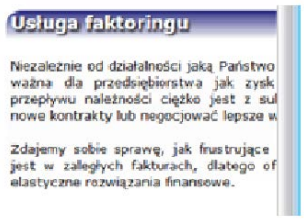
```
<!-- Karuzela -->
<header id="myCarousel" class="carousel slide">
<ol class="carousel-indicators">
 <li data-target="#myCarousel" data-slide-to="0" class="active"></li>
 <li data-target="#myCarousel" data-slide-to="1"></li>
...
 <li data-target="#myCarousel" data-slide-to="7"></li>
</ol>
<!—Kontener slajdów -->
<div class="carousel-inner">
<div class="item active">
<div class="fill" style="background-image:url('images/baner/b1.jpg');">
</div>
 <div class="carousel-caption"> <h2>Profesjonalizm</h2></div>
</div>
...
<div class="item">
<div class="fill" style="background-image:url('images/baner/b7.jpg');">
</div>
<div class="carousel-caption"><h2>Rozliczenia online</h2></div>
</div></div>
<!— Przewijanie elementów w banerze -->
<a class="left carousel-control" href="#myCarousel" data-
slide="prev"><span class="icon-prev"></span></a>
<a class="right carousel-control" href="#myCarousel" data-
slide="next">
<span class="icon-next"></span></a>
```

3.2. Strona główna

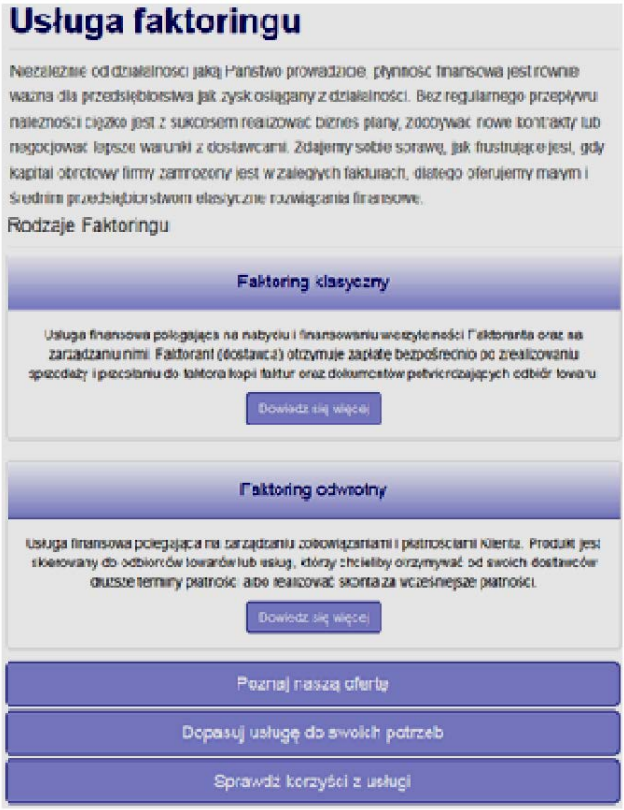
Zawartość strony głównej portalu zawiera opis usługi faktoringu oraz linki do najważniejszych podstron witryny. Pierwotne dopasowanie do stałej szerokości 960 px powoduje, iż przy mniejszej szerokości okna przeglądarki treść strony nie jest w pełni widoczna a odnośniki pozostają ukryte (rys. 4, 5). W ramach optymalizacji wyświetlania strony głównej wykorzystano podział przestrzeni strony na kolumny i wiersze korzystając z siatki platformy Bootstrap (przykład 7, rys. 6). Zawartość strony podzielona została na dwa wiersze – pierwszy dedykowany na nagłówek strony, drugi na opis usługi oraz linki do poszczególnych podstron. Drugi wiersz z kolei podzielono na dwie kolumny o zróżnicowanej szerokości, dedykowane odpowiednio na opis usługi oraz odnośniki do podstron. Jednocześnie w ramach kolumny z opisem usługi zaimplementowano dodatkowy wiersz podzielony na dwie kolumny ze skróconym opisem rodzajów faktoringu oraz odnośnikami do dedykowanych podstron w postaci paneli. Układ elementów na stronie głównej przed i po optymalizacji prezentują rysunki 4, 5 i 6.



Rys. 4. Wygląd fragmentu strony głównej portalu przed modyfikacją dla standardowej szerokości okna przeglądarki



Rys. 5. Wygląd fragmentu strony głównej portalu przed modyfikacją dla małej szerokości okna przeglądarki



Rys. 6. Wygląd fragmentu strony głównej portalu po modyfikacji dla małej szerokości okna przeglądarki

Przykład 7. Fragment kodu HTML strony głównej po optymalizacji

```
<div class="row">
 <div class="col-lg-12">
  <h1 class="page-header"> Usługa faktoringu </h1></div>
 </div>
<div class="row">
 <div class="col-md-8">
  <h3><small>Niezależnie od działalności ...</h3>
  <div class="row">
   <div class="col-lg-12">
    <h2 class="page-header"><small>Rodzaje Faktoringu</small></h2>
   </div>
  <div class="col-md-6">
   <div class="panel panel-default text-center">
   <div class="panel-heading">
    <h4>Faktoring klasyczny</h4>
   </div>
   <div class="panel-body">
    <p>Usługa finansowa polegająca na ...</p>
    <a href="faktoring.html" class="btn btn-primary">Dowiedz się wię cej</a> </div>
   </div></div>
  <div class="col-md-6">
   <div class="panel panel-default text-center">
   <div class="panel-heading"><h4>Faktoring odwrotny</h4></div>
   <div class="panel-body">
    <p>Usługa finansowa polegająca na ...</p>
    <a href="faktoring.html" class="btn btn-primary">Dowiedz się więcej</a>
   </div>
  </div></div></div></div>
  <div class="col-md-4">
   <a class="btn btn-lg btn-default btn-block" href="uslugi.html"> Poznaj naszą ofertę</a>
   ...
  </div>
</div>
```

3.3. Podstrona z prezentacją oferty firmy

Prezentacja oferowanych przez firmę usług na portalu cechowała się koniecznością wyboru rodzaju oferowanej usługi z tabeli. Wybór taki przekierowywał użytkownika na dedykowaną stronę z szerszym opisem. Z uwagi na określenie stałej szerokości dla obu tych elementów, zmiana rozmiarów okna przeglądarki nie powodowała zmiany ich wymiarów. Modyfikacja portalu w zakresie oferty firmy dotyczyła dwóch aspektów – nadano temu elementowi responsywność oraz wyeliminowano konieczność przejścia do innej strony przy przeglądaniu oferowanych usług. W nowym rozwiązaniu zastosowano komponent typu zakładka (ang. *tab*), który umożliwia podgląd opisu po zaznaczeniu wybranej zakładki. W zależności od rozmiarów okna przeglądarki komponent jest prezentowany: w formie poziomego wiersza podzielonego na bloki zakładek (dla standardowych wielkości okna przeglądarki) lub w postaci pionowej listy z elementami wyboru zakładek w formie przycisków (dla małych szerokości okna przeglądarki – rys. 7).

Rys. 7. Wygląd fragmentu strony z ofertą firmy przed i po modyfikacji dla małej szerokości okna przeglądarki

4. Pomiar i testowanie wydajności strony

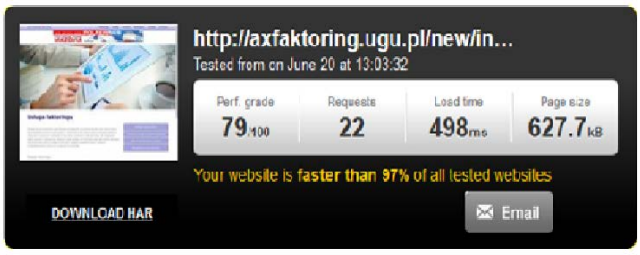
Kluczowym elementem procesu optymalizacji projektów responsywnych jest testowanie stron oraz analiza zmian w ich wydajności realizowana za pomocą dedykowanych narzędzi. W celu przeprowadzenia takiej analizy została wybrana strona główna portalu przed i po optymalizacji.

4.1. Pingdom Website Speed Test

Jednym z narzędzi do testowania wydajności stron internetowych jest Pingdom Website Speeed Test (dostępny na stronie http://tools.pingdom.com/fpt/). Podstawowe informacje dotyczące analizowanej strony, ogólna ocena jej wydajności, liczba żądań HTTP, czas ładowania oraz rozmiar strony

przedstawiają rysunki 8 i 9. Na ich podstawie widać, iż w istotny sposób zmniejszył się czas ładowania strony (z 4.31s do niecałej 0.49s). Zmniejszeniu uległa też liczba żądań HTTP oraz rozmiar elementów strony. Osiągnięto to poprzez zmniejszenie liczby obrazów, ładowanych do banera portalu oraz mniejszą liczbę plików Java Script. W przypadku strony po optymalizacji pobierany jest tylko jeden obraz do banera. W przypadku obu stron przetwarzane są żądania związane z pobraniem arkuszy CSS oraz skryptów JavaScript.

Rys. 7. Ocena strony głównej przed optymalizacją wg Pingdom Website Speed Test



Rys. 8. Ocena strony głównej po optymalizacji wg Pingdom Website Speed Test

4.2. WebPageTest

Kolejne popularne narzędzie analizy wydajności stron WWW to WebPageTest (http://www.webpagetest.org/). Jego dodatkowym atutem jest możliwość dokonania pomiarów przy wykorzystaniu różnych lokalizacji geograficznych oraz wersji przeglądarek internetowych.

Do testowania strony głównej portalu została wybrana lokalizacja z możliwością przeprowadzenia testów na urządzeniu mobilnym Nexus 7 z systemem operacyjnym Android 4.4 i przeglądarką Chrome. Podstawowe wskaźniki oceny wydajności strony wskazały istotne zmniejszenie czasu ładowania strony głównej portalu po optymalizacji (z 10.5s do 3.4s). Znacznie zmniejszyła się też ilość połączeń HTTP oraz rozmiar elementów strony. Porównanie analizowanych parametrów prezentuje rysunek 9 i 10.

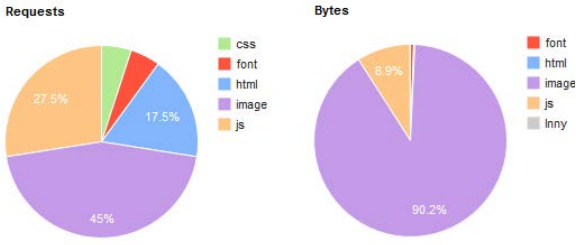
Narzędzie to umożliwia również analizę poszczególnych komponentów strony, ze wskazaniem ich rozmiaru oraz koniecznej liczby połączeń. Rysunek 11 prezentuje analizę typu komponentów strony głównej portalu przed optymalizacją, natomiast rysunek 12 przedstawia te parametry dla strony głównej portalu po optymalizacji. Porównując obie analizy można zauważyć, iż zmniejszeniu uległa liczba żądanych plików (w szczególności plików graficznych, skryptów JavaScript oraz arkuszy CSS), jak również ich rozmiar.

					Document Complete			Fully Loaded			
	Load Time	First Byte	Start Render	Speed Index	Time	Requests	Bytes In	Time	Requests	Bytes In	Cost
First View	10.568s	0.384s	1.792s	6543	10.568s	37	3,332 KB	11.875s	41	3,333 KB	$$$$$
Repeat View	2.862s	0.259s	1.217s	2666	2.862s	14	77 KB	4.221s	18	78 KB	

Rys. 9. Ocena strony głównej portalu przed optymalizacją wg WebPageTest

					Document Complete			Fully Loaded			
	Load Time	First Byte	Start Render	Speed Index	Time	Requests	Bytes In	Time	Requests	Bytes In	Cost
First View	3.438s	0.379s	1.366s	1904	3.438s	24	609 KB	4.878s	28	614 KB	$$---
Repeat View	2.309s	0.899s	0.519s	797	2.309s	12	74 KB	3.566s	15	74 KB	

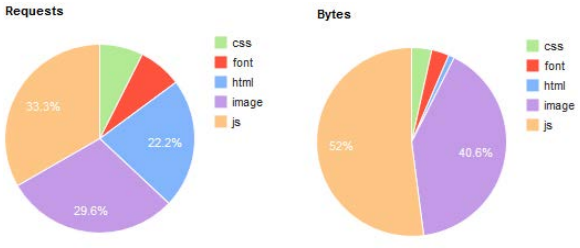
Rys. 10. Ocena strony głównej portalu po optymalizacji wg WebPageTest



MIME Type	Requests
image	18
js	11
html	7
css	2
font	2
flash	0
other	0

MIME Type	Bytes
image	3078466
js	305376
font	18683
html	5810
css	3802
flash	0
other	0

Rys. 11. Analiza elementów strony przed optymalizacją wg WebPageTest



MIME Type	Requests
js	9
image	8
html	6
css	2
font	2
flash	0
other	0

MIME Type	Bytes
js	324415
image	252893
css	21348
font	18710
html	6127
flash	0
other	0

Rys. 12. Analiza elementów strony po optymalizacji wg WebPageTest

4.3. MobiTest

MobiTest (http://mobitest.akamai.com) jest kolejnym narzędziem, które zostało wykorzystane do weryfikacji wydajności strony internetowej. Dodatkową zaletą jest tu możliwość symulacji, podczas ładowania strony, fizycznego urządzenia mobilnego. Wynikiem końcowym jest informacja o czasie wyświetlenia strony oraz jej rozmiarze. Podobnie jak w przypadku poprzednich narzędzi, przedstawiane są dane o połączeniach HTTP. Analiza wydajności strony głównej optymalizowanego portalu została przeprowadzona za pomocą MobiTest dla urządzenia mobilnego iPad3 z systemem operacyjnym iOS7. Wyniki pomiaru wydajności strony głównej wskazały czas generowania na poziomie 4,20 s przed optymalizacją oraz 3,81 s po optymalizacji. Rozmiar strony głównej przed optymalizacją wyniósł 3297,62 kb, natomiast po optymalizacji 574,07 kb [6].

5. Wnioski

Optymalizacja portalu została wykonana z użyciem platformy Twitter Bootstrap. Wcześniejszy projekt witryny stał się w pełni responsywny i łatwo modyfikowalny. Jego funkcjonalności zostały w pełni zachowane. Portal uzyskał spójny, estetyczny wygląd, intuicyjną nawigację oraz przejrzystość prezentowanych treści zarówno na ekranach urządzeń mobilnych, jak i na monitorach komputerów stacjonarnych. Wyniki pomiarów wydajności zmodyfikowanego portalu jednoznacznie świadczą na korzyść stosowania projektowania responsywnego. Ważna jest nie tylko kwestia poprawy użyteczności interfejsu użytkownika, ale także istotne zwiększenie szybkości pobierania responsywnych stron internetowych.

Literatura

[1] Beaird J., George J.: Niezawodne zasady web designu. Projektowanie spektakularnych witryn internetowych, Helion, 2015.
[2] Crespo G.: Responsive Web Design with jQuery, Helion 2014.
[3] Firdaus T.: Responsive Web Design. Nowoczesne strony WWW na przykładach, Helion, 2014.
[4] Frain B.: Responsive Web Design. Projektowanie elastycznych witryn w HTML5 i CSS3, Helion 2013.
[5] Gaston P.: The book of CSS3: A Developer's Guide to the Future of Web Design., No Starch Press 2011.
[6] Ochim H.: Optymalizacja stron internetowych pod kątem projektowania responsywnego, praca magisterska, Politechnika Lubelska, 2015.
[7] Peterson C.: Responsywne strony WWW dla każdego, Helion, 2015.
[8] Sharkie C., Fisher A.: Responsywne strony WWW. Technologia na start!, Helion, 2014.
[9] http://getbootstrap.com/getting-started/, [1.11.2016].
[10] http://www.w3schools.com/css/css_image_sprites.asp, [1.11.2016].

Mgr inż. Halina Ochim
e-mail: halina.ochim@gmail.com

Absolwentka jednolitych studiów magisterskich o kierunku Zarządzanie i marketing na Wydziale Ekonomicznym Uniwersytetu Marii Curie-Skłodowskiej w Lublinie oraz studiów inżynierskich (I stopnia) i magisterskich (II stopnia) o kierunku Informatyka na Wydziale Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Lubelskiej. Menedżer Projektu w Asseco Business Solutions S.A. uczestniczący we wszystkich etapach procesu wdrożenia systemów faktoringowych. Aktywnie zaangażowana w rozwój nowych rozwiązań dla branży faktoringowej.

Dr Beata Pańczyk
e-mail: b.panczyk@pollub.pl

Ukończyła studia matematyczne na UMCS w Lublinie. W latach 1989–2011 pracownik naukowy (asystent, adiunkt) w Instytucie Informatyki Politechniki Lubelskiej. Tytuł doktora uzyskała w roku 1996 na Wydziale Elektrycznym PL. Temat rozprawy doktorskiej: Konstrukcja obrazu rozkładu właściwości fizycznych obiektu metodą Impedancyjnej Tomografii Komputerowej. Od roku 2011 pracuje na stanowisku starszego wykładowcy. Obszar zainteresowań dydaktycznych i naukowych to metody numeryczne i języki programowania.

otrzymano/received: 17.03.2016 *przyjęto do druku/accepted: 30.10.2016*

LISTA RECENZENTÓW WSPÓŁPRACUJĄCYCH Z CZASOPISMEM W ROKU 2016

prof.	Adamiak Kazimierz	–	University of Western Ontario (Ontario, Canada)
dr	Antosz Katarzyna	–	Politechnika Rzeszowska
prof.	Bartosik Marek	–	Politechnika Łódzka
prof.	Beniak Ryszard	–	Politechnika Opolska
dr	Bober Dariusz	–	Uniwersytet Rzeszowski
dr	Bobyk Andrzej	–	Katolicki Uniwersytet Lubelski
dr	Bochniak Andrzej	–	Uniwersytet Przyrodniczy w Lublinie
prof.	Borkowski Józef	–	Politechnika Wrocławska
dr	Brauer Hartmut	–	Technische Universitat Ilmenau (Ilmenau, Niemcy)
prof.	Butryło Bogusław	–	Politechnika Białostocka
mgr	Cegielski Tomasz	–	NIVISS PHP Sp. z o.o. Sp.k. w Gdynia
dr	Chmielak Waldemar	–	Politechnika Warszawska
prof.	Cichocki Andrzej	–	Laboratory for Advanced Brain Signal Processing, Brain Science Institute, RIKEN (Saitama, Japonia)
prof.	Cieśla Antoni	–	Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie
prof.	Czapp Stanisław	–	Politechnika Gdańska
dr	Czyż-Gwiazda Ewa	–	Uniwersytet Ekonomiczny w Katowicach
prof.	Dedkova Jarmila	–	Brno University of Technology (Brno, Czechy)
prof.	Fabijańska Anna	–	Politechnika Łódzka
prof.	Fiala Pavel	–	Brno University of Technology (Brno, Czechy)
dr	Filipek Piotr	–	Politechnika Lubelska
prof.	Gajda Janusz	–	Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie
prof.	Gratkowski Stanisław	–	Zachodniopomorski Uniwersytet Technologiczny w Szczecinie
dr	Grudzień Krzysztof	–	Politechnika Łódzka
prof.	Hotra Zenon	–	Politechnika Rzeszowska
prof.	Ivakhiv Orest	–	Lviv Polytechnic National University (Lwów, Ukraina)
prof.	Jakubowski Jacek	–	Wojskowa Akademia Techniczna
prof.	Jarzyna Wojciech	–	Politechnika Lubelska
dr	Kacprzak Dariusz	–	University of Auckland (Auckland, Nowa Zelandia)
prof.	Kapłon Andrzej	–	Politechnika Świętokrzyska
dr	Karbowniczek-Gratkowska Grażyna	–	Pomorski Uniwersytet Medyczny w Szczecinie
prof.	Kaźmierkowski Marian P.	–	Politechnika Warszawska
dr	Kciuk Marek	–	Politechnika Śląska
dr	Kłapyta Grzegorz	–	Politechnika Śląska
dr	Kolano Krzysztof	–	Politechnika Lubelska
prof.	Kołtunowicz Tomasz	–	Politechnika Lubelska
dr	Kozieł Grzegorz	–	Politechnika Lubelska
dr	Kozłowski Edward	–	Politechnika Lubelska
dr	Krzysztof Grudzień	–	Politechnika Łódzka
prof.	Kuniszyk-Jóźkowiak Wiesława	–	Uniwersytet Marii Curie-Skłodowskiej w Lublinie
płk.	Lewartowicz Zbigniew		
prof.	Lytvynenko Volodymyr	–	Kherson National Technical University (Kherson, Ukraina)
dr	Ławicki Tomasz	–	Politechnika Lubelska
dr	Łukasik Edyta	–	Politechnika Lubelska
prof.	Maciejewski Ryszard	–	Uniwersytet Medyczny w Lublinie
prof.	Makhniy Viktor Petrovich	–	Yuriy Fedcovich Chernivtsi National University (Chernivtsi, Ukraina)
dr	Makowski Tomasz	–	Centrum Badań Molekularnych i Makromolekularnych PAN w Łodzi
prof.	Maksimyak Petro Petrovich	–	Yuriy Fedcovich Chernivtsi National University (Chernivtsi, Ukraina)
dr	Mazurek Paweł	–	Politechnika Lubelska
prof.	Miczulski Wieslaw	–	Uniwersytet Zielonogórski

prof.	Mikulka Jan	–	Brno University of Technology (Brno, Czechy)
prof.	Mosorow Włodzimierz	–	Politechnika Łódzka
prof.	Nafalski Andrzej	–	University of South Australia (Adelaide, Australia)
dr	Naumchuk Alexandr	–	National University of Water Management and Nature Resources Use (Rivne, Ukraina)
dr	Pańczyk Maciej	–	Politechnika Lubelska
dr	Paszkiel Szczepan	–	Politechnika Opolska
dr	Pawłowski Eligiusz	–	Politechnika Lubelska
prof.	Piasecka-Belkhayat Alicja	–	Politechnika Śląska
prof.	Piątek Zygmunt	–	Politechnika Częstochowska
dr	Plewako Jolanta	–	Politechnika Rzeszowska
prof.	Polak Adam	–	Politechnika Wrocławska
prof.	Przygrodzki Maksymilian	–	Politechnika Śląska
dr	Przytulski Andrzej	–	Politechnika Opolska
prof.	Robak Sylwester	–	Politechnika Warszawska
dr	Rolek Jarosław	–	Politechnika Świętokrzyska
prof.	Sankowski Dominik	–	Politechnika Łódzka
dr	Scibisz Marek	–	Uniwersytet Przyrodniczy w Lublinie
prof.	Sharko Alexsandr	–	Kherson National Technical University (Kherson, Ukraina)
prof.	Sikora Andrzej	–	Instytut Elektrotechniki we Wrocławiu
prof.	Siwek Krzysztof	–	Politechnika Warszawska
dr	Skublewska-Paszkowska Maria	–	Politechnika Lubelska
dr	Smołka Jakub	–	Politechnika Lubelska
prof.	Smulko Janusz	–	Politechnika Gdańska
prof.	Starzyński Jacek	–	Politechnika Warszawska
prof.	Strumiłło Paweł	–	Politechnika Łódzka
prof.	Strzelecki Ryszard	–	Akademia Morska w Gdyni
prof.	Szeląg Wojciech	–	Politechnika Poznańska
prof.	Szplet Ryszard	–	Wojskowa Akademia Techniczna
dr	Szulc Katarzyna	–	Instytut Badań Systemowych PAN w Warszawie
prof.	Wachulak Przemysław	–	Wojskowa Akademia Techniczna
prof.	Wac-Włodarczyk Andrzej	–	Politechnika Lubelska
dr	Wajman Radosław	–	Politechnika Łódzka
dr	Wilczek Andrzej	–	Instytut Agrofizyki PAN w Lublinie
dr	Wójtowicz Stefan	–	Instytut Elektrotechniki w Warszawie
prof.	Ziółkowski Marek	–	Technische Universität Ilmenau (Ilmenau, Niemcy)