

INFORMATYKA AUTOMATYKA POMIARY

www.e-IAPGOS.pl

W GOSPODARCE I OCHRONIE ŚRODOWISKA

ISSN 2083-0157

Kwartalnik Naukowo-Techniczny



fot. archiwum ZUT

Wydział Elektryczny
Zachodniopomorski Uniwersytet
Technologiczny w Szczecinie

International Interdisciplinary PhD Workshop

I²PhDW 2018

Świnoujście, Poland
9.05 – 12.05.2018

Organised by: Faculty of Electrical Engineering, West Pomeranian University of Technology, Szczecin

IMPORTANT DATES

Deadline for abstract submission	15 January 2018
Notification of acceptance	22 January 2018
Deadline for full paper submission	12 February 2018
Notification of acceptance	26 March 2018
Early registration fee payment	26 March 2018
Camera-ready paper submission	8 April 2018
Conference	9-12 May 2018

Organised by:



Partners:

Under the auspices of:



SLOVENSKÁ TECHNICKÁ
UNIVERZITA V BRATISLAVE
FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A INFORMATIKY



TECHNICKÁ
UNIVERZITA
V KOŠICIACH

CONFERENCE TOPICS

Electrical Engineering,
Computer Sciences,
Automation and Control,
Robotics,
Electronics and Telecommunication,
Mechanical Engineering,
Environmental Protection,

Applied Mathematics,
Power Engineering,
Mechatronics,
Bioengineering,
Environmental Protection,
Civil Engineering
and related fields.

The IIPhD Workshop is indexed on the Web of Science and offering good post conference publications. For this edition list of the partner journals is not closed yet. In previous years have cooperated with:

COMPEL : impact factor (2015): 0.430.

Archives of Electrical Engineering : indexed in SciVerse SCOPUS database.

IAPGOS : indexed by Copernicus.

4/2017

październik – grudzień

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

INFORMATYKA AUTOMATYKA POMIARY

W GOSPODARCE I OCHRONIE ŚRODOWISKA

Informatics Control Measurements Economy and Environment Protection

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

INTERNATIONAL PROGRAMME COMMITTEE – RADA PROGRAMOWO-NAUKOWA

Chairman

Przewodniczący

Waldemar WÓJCİK

Lublin University of Technology,
Lublin, Poland

Members

Członkowie

Kazimierz ADAMIAK

University of Western Ontario,
Ontario, Canada

Darya ALONTSEVA

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

Shin-ichi AOQUI

Sojo University,
Kumamoto, Japan

Javier BALLESTER

Universidad de Zaragoza,
Saragossa, Spain

Yurii BOBALO

Lviv Polytechnic National
University, Lviv, Ukraine

Oleksy BORYSENKO

Department of Electronics
and Computer Technics,
Sumy, Ukraine

Hartmut BRAUER

Technische Universität Ilmenau,
Ilmenau, 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

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 LYTVYVENKO

Kherson National
Technical University,
Kherson, Ukraine

Artur MEDVID

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

Lucjan PAWŁOWSKI

Lublin University of Technology,
Lublin, Poland

Sergey PAVLOV

Vinnytsia National
Technical University,
Vinnytsia, 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

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

Mirosław ŚWIERCZ

Białystok University
of Technology,
Białystok, Poland

Stanisław TARASIEWICZ

Université Laval,
Quebec, Canada

Murielle TORREGROSSA

University of Strasbourg,
Strasbourg, France

Sławomir TUMAŃSKI

Warsaw University of Technology,
Warsaw, Poland

Andrzej

WAC-WŁODARCZYK

Lublin University of Technology,
Lublin, Poland

Zygmunt WARSZA

Industrial Research Institute
for Automation and Measurements,
Warsaw, Poland

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
 Instytut Elektroniki i Technik Informatycznych
 Politechnika Lubelska
 ul. Nadbystrzycka 38A
 20-618 Lublin
 tel. +48 81 53 84 309
 fax: +48 81 53 84 312
 www.e-iapgos.pl
 iapgos@pollub.pl

PUBLISHER – WYDAWCA

Politechnika Lubelska
 ul. Nadbystrzycka 38D
 20-618 Lublin
 tel. +48 81 53 84 100
 www.pollub.pl

OTHER INFORMATION – INNE INFORMACJE

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. Krzysztof Czajkowski	
Selected problems of evaluation and classification of historical buildings using rough sets Wybrane problemy wartościowania i klasyfikacji budowli zabytkowych z wykorzystaniem zbiorów przybliżonych	5
2. Wojciech Matelski, Eugeniusz Łowicz, Stanisław Abramik	
Laboratory stand for small wind turbine simulation Stanowisko laboratoryjne do symulacji małej turbiny wiatrowej	11
3. Oxana Zhirnova	
Development of an automated diagnostics and control system for biogas combustion processes Opracowanie systemu automatycznej diagnostyki i sterowania procesem spalania biogazu	15
4. Tomasz Rymarczyk, Grzegorz Klosowski	
Supply chain risk management by Monte Carlo method Zarządzanie ryzykiem łańcucha dostaw za pomocą metody Monte Carlo	20
5. Tomasz Rymarczyk, Grzegorz Klosowski, Tomasz Cieplak	
The use of Petri Nets in decision support systems based on intelligent multiply source data analysis Zastosowanie sieci Petriego w systemach wspomagania decyzji opartych na inteligentnej wieloźródłowej analizie danych	24
6. Tomasz Zientarski, Marek Miłosz, Marek Kamiński, Maciej Kołodziej	
Applicability analysis of REST and SOAP web services Analiza stosowalności usług sieciowych typu REST i SOAP	28
7. Piotr Gajewski	
A review of control methods of wind turbine systems with permanent magnet synchronous generator Przegląd metod sterowania systemów elektrowni wiatrowych z generatorem synchronicznym o magnesach trwałych	32
8. Jacek Listwan	
Direct torque control of multi-phase induction motor with fuzzy logic speed controller Bezpośrednie sterowanie momentem wielofazowego silnika indukcyjnego z rozmytym regulatorem prędkości	38
9. Tomasz Sadowski, Rafał Zdunek	
Image completion with low-rank model approximation methods Rekonstrukcja niekompletnych obrazów za pomocą metod aproksymacji modelami niskiego rzędu	44
10. Adam Steckiewicz, Bogusław Butryło	
Approximation of electric properties of periodic layered composite materials Aproksymacja właściwości elektrycznych periodycznych materiałów złożonych	49
11. Michał Harasimczuk	
Boost quasi-resonant converters for photovoltaic system Quasi-rezonansowy przekształtnik podwyższający napięcie do zastosowań w fotowoltaice	53
12. Piotr Zgolak	
Research of flow around selected sensors profiles for metrology flows Badania opływu wybranych profili sond dla potrzeb w metrologii strumieni	57
13. Tomasz Rojek	
Maximum subarray problem optimization for specific data Optymalizacja problemu największej podtablicy dla specyficznych danych	62
14. Adam Ilnicki, Mariusz Rząsa	
Analysis of power loss in the low-speed pneumatic engine Analiza strat mocy w wolnoobrotowym silniku pneumatycznym	66
15. Aleksander Jastrzebow, Łukasz Kubuś, Katarzyna Poczęta	
Application of fuzzy cognitive map to predict of effectiveness of bike sharing systems Zastosowanie rozmytej mapy kognitywnej w prognozowaniu efektywności pracy wypożyczalni rowerowych	70
16. Aleksander Jastrzebow, Łukasz Kubuś, Katarzyna Poczęta	
Fuzzy cognitive map as an intelligent recommender system of website resources Rozmyta mapa kognitywna jako inteligentny system rekomendacyjny zasobów strony internetowej	74
17. Sebastian Bartel	
Modeling of the artificial blood chamber and the micropumps pulsatile drive for blood transfusion Kształtowanie sztucznej komory oraz napędu mikropompy pulsacyjnej do przetaczania krwi	79
18. Kamil Moźdzynski, Tomasz Gajowik, Krzysztof Rafał, Mariusz Malinowski	
Control a small wind turbine with asynchronous generator Układ sterowania małą elektrownią wiatrową z generatorem asynchronicznym	82
19. Izabela Miturska, Anna Rudawska	
Mechanical properties of selected epoxy adhesives Właściwości mechaniczne wybranych klejów epoksydowych	88
20. Marcin Maciejewski	
Polynomial approximation for t wave parameter recognition in ECG processing Zastosowanie aproksymacji wielomianowej do wyznaczania załomków EKG	92

21. Paweł Powroźnik, Dariusz Czerwiński	
The impact of window function on identification of speaker emotional state	
Wpływ funkcji okna na skuteczność identyfikacji stanu emocjonalnego mówcy.....	96
22. Grzegorz Klosowski, Edward Kozłowski	
Use of multicriterial optimization in furniture manufacturing process	
Optymalizacja wielokryterialna w procesie produkcji mebli.....	101
23. Łukasz Furgala, Krzysztof Kolano, Włodzimierz Mosorow	
Model of dynamic elevator control system using central application server	
Model dynamicznego sterowania windą z wykorzystaniem serwera centralnego	107
Lista recenzentów współpracujących z czasopismem w roku 2017	113

DOI: 10.5604/01.3001.0010.7238

SELECTED PROBLEMS OF EVALUATION AND CLASSIFICATION OF HISTORICAL BUILDINGS USING ROUGH SETS

Krzysztof Czajkowski

Cracow University of Technology, Faculty of Electrical and Computer Engineering, Department of Computing Science

Abstract. *The paper presents the problems associated with multicriteria evaluation of historic buildings. The capabilities of modeling the monuments in order to use the Rough Sets approach for their evaluation were presented. The problems of selection criteria for the evaluation and taking into account the structure of the object, as well as the problem of discretization and its impact on the generating of the rules were discussed.*

Keywords: heritage preservation, valuation, classification, rough sets

WYBRANE PROBLEMY WARTOŚCIOWANIA I KLASYFIKACJI BUDOWLI ZABYTKOWYCH Z WYKORZYSTANIEM ZBIORÓW PRZYBLIŻONYCH

Streszczenie. *W artykule zaprezentowano problemy związane z wielokryterialną oceną budowli zabytkowych. Przedstawione zostały możliwości modelowania obiektu zabytkowego w celu wykorzystania podejścia Zbiorów Przybliżonych dla ich wartościowania. Omówiono problemy doboru kryteriów oceny oraz uwzględnienia struktury obiektu, jak również problem dyskretyzacji i jego wpływ na generowanie reguł.*

Słowa kluczowe: ochrona dziedzictwa, wartościowanie, klasyfikacja, zbiory przybliżone

Introduction

The twenty-first century poses new challenges in the management of cultural heritage. The challenges arise in many areas, and each of these is a complex issue.

First, the concept of cultural heritage covers a wide spectrum of different objects. An attempt to develop universal solutions in the field of heritage as a whole is highly ambitious. Focusing exclusively on monuments issues we may still encounter very different scientific, technical as well as practical problems.

The monument accordance with the act [21], is called the property or a movable thing, part of them or teams, being the work of man or of his business and forming a testimony of a bygone era or events which preservation is in the public interest due to their historical, artistic or scientific value. Monuments in general can be divided into three groups:

- immovable monuments,
- movable monuments,
- archaeological monuments.

Immovable monuments can be further classified into: cultural landscapes, urban systems, groups of buildings, works of architecture and construction, defensive structures, objects of technology, cemeteries, parks, gardens and other forms of designed green spaces, places commemorating historical events or activities of prominent personalities and institutions.

Special protection should be included into immovable monuments. This is due to the fact that these objects, as opposed to the movable monuments cannot be protected by a fixed protection (placing in the museum, under the roof, etc.). The number of these objects makes the problem of their monitoring and the protection is particularly difficult because it requires the support of modern technologies. In Poland, 70.782 buildings is registered as immovable monuments in the national register of architecture monuments and 5.299 of them belong to the Malopolska province (as of 04.04.2016) [22]. In Krakow, in the district register of architecture monuments there are 6.343 historical monuments, 1.223 of which is placed in the national register of architecture monuments [20]. The total number of immovable monuments in Poland that are not included in the national register of architecture monuments but which are subjected to a conservation area exceeds one million [22].

There is another problem of great dynamism in the area of monuments. This is due to the constant changes of objects. New objects appear in the registers while other objects are removed from them. For example, the state of the national register of architecture monuments to day of 04.10.2010 amounts to 64 673 buildings, 4 948 of which in the Malopolska province alone [22]. As it can be noticed, over 6000 new objects appeared in the registry in less than six years.

The result of so many threats, as well as the effect of the passage of the time and warfare is the general poor state of preservation of the historic substance. Table 2 shows how many monuments require different types of activities [22].

Table 1. Monuments division of work required

Work required	Percent
not require	10%
minor repairs	42%
protection repairs	21%
general renovation	26%

As we can see, nearly the half of monuments in Poland is in the state which needs a large renovation. Due to the large number of objects that require maintenance, as well as many threats and progressive degradation, there is an irreversible annihilation of the heritage and, therefore, actions for their protection are extremely important and urgent. In addition, the national heritage protection planning must take into account the existence of many restrictions. Among the most important restriction there are:

- a limited amount of funds,
- spending time restrictions (e.g. European Union projects),
- limited human resources (specialists in history, architecture, restoration),
- ownership (not every object can be renewed with each type of funding).

Quoting prof. Szmygin we should note that the ongoing changes in the area of conservation encompass the key elements that are determining the system of monument protection [15].

Firstly, the understanding of a monument is changing. The notion of a monument is supplemented/substituted by the considerably broader notion of heritage.

Secondly, the conditions of monument protection are changing. Commercialization, privatization and decentralization of responsibility for protection and financing of monument protection deepen, and that is why the opinions of stakeholders (not of specialists) gain ever more meaning.

Thirdly, the aims of monument protection have changed. In the maintenance of monuments, the aims/values [that may be deemed as] extra-conservational are ever more dominating as are the needs of stakeholders (not of specialists).

Fourthly, the principles and forms of monument protection have changed. What follows is a departure from the notion of equal value of monuments and universalism of principles of conservation, the differentiation of forms of protection and use of monuments deepens [15].

In such a situation, in order to manage human and financial resources properly, it seems necessary to make the classification and scheduling of historic buildings.

1. Valuating of monuments

Valuating of historic buildings should be considered as one of the fundamental problems of modern national heritage protection. There are two basic groups of evaluation purposes – social and practical objectives [14].

Social objectives are identical with the roles performed by the monuments:

- a cultural role,
- an educational role,
- an economical role,
- a role, which aim is to arouse an interest in monuments and thereby increase the effectiveness of protection.

Among practical aims, which are designed for valuation there are:

- building a new quality of basic knowledge about the resources that make up our heritage,
- improving security organization,
- making decisions that are aimed directly at conservation practice.

The studies presented in this article focus on objects such as residential building (houses). It should be noted that the objects in this category have also a commercial aspect. Apart from taking into account the economic role within the social objectives, we must take into consideration that residential buildings are a typical component of the real estate (contrary to, for example, sacred objects that are rarely subjected to such an action). These facilities are also used in service as shops, restaurants, etc. And so they are often rented. Therefore, these objects can be valued (from purchase or rental point of view). Thus, the valuation of such objects, including the urgency of conservation work and the permissible scope of work to the structure of the monument, gains extra motivation.

Today's economic realities make the peculiar situation of the protection of monuments. It is based on a determination of the objects that should be protected and determining the level of protection. Individual objects have to be assessed. Then, on the basis of this assessment, a decision is made which objects should be subjected to interference, and how big it can be.

According to the research concept of prof. J. Tajchman the valuation resulting from the analysis of the functional and spatial scheme allows the division of objects into three categories [17]:

- objects to the absolute maintenance or restoration,
- objects which allow certain minimum interference,
- objects that can be converted partially or even completely.

The very meaningful problem for the entire heritage protection is the analysis of values. The key task of the contemporary conservation theory is the elaboration of methodology which shall enable the assessment of the value of monuments, while taking into consideration all the essential factors (type of a monument, circumstances of its evaluation, stakeholders etc.). Key meaning of evaluation in the contemporary monument protection results from the following reasons [15]:

- evaluation is the basis of identification of monuments,
- the definition of value is the basis for the differentiation of monuments,
- definition of a monument's value is the basis of justification of monument protection,
- evaluation should be the foundation of defining of principles and forms of protection at the level of given structures.

The evaluation is necessary in every phase of dealing with a monument – it is most likely the most important process in their treatment. It means that the effective monument protection in the 21st century (and the ongoing change of the paradigm of that discipline) is not possible without an adequate methodology/system of evaluation [15].

It is necessary to develop a method that will separate building complexes with different values – from unique to the average, and on such a basis should be determined the policy of conservation. This mode of action is not only necessary for the proper management of a group of monuments, but also for the formation of the current conservation strategies and undertaken practical

actions. It should be emphasized that regardless of the number of monuments and their diversity, without adjustment of this type, it is not currently possible to manage the entire historic resource [8].

Thus, for the proper assessment several main aspects should be taken into account.

The first one is the value of given monuments. The issue of valuation of the monument is complex itself, because we can distinguish many types of evaluation, based on the set of different criteria. On the basis of works [1, 13] and [19] we can select the following criteria for evaluation of monuments:

- 1) Authenticity – the level of preservation of historic substance associated with the period of the first phase and later accretions.
- 2) Integrity – the level of preserve the style of the original historic buildings, measured by completeness of the work from the point of view of the amount of the preserved legible original fragments.
- 3) Historical-scientific source – the level of usefulness as a material for research.
- 4) The historical and emotional thread – the level of the meaning associated with granting to the site important and archaeological meanings in the area of social life.
- 5) The artistic theme – the level that depends on the quality of the work that is being evaluated under the criteria of the relevant field of art.
- 6) The aesthetic content – the level of emotional feelings associated with the nature of the aesthetic experience.
- 7) Usability – the level of the preservation of ancient historical and current utility functions.
- 8) Uniqueness – the uniqueness of a given object in a given area and / or in relation to the timeline.

An evaluation of monument by historical, scientific and artistic criteria also follows from the Act of 23 July 2003 about the protection of monuments and the care of monuments [7]. Valuation based on the authenticity and integrity meets the additional requirements applicable to the certification of cultural property of UNESCO.

Among another elements, in addition to the value of the object for the sake of the different criteria, there are:

- 1) The preservation state – defined as the physical state of the object at any given time. Into the model of the monument card designed by the National Heritage Board of Poland in 2011, a column was introduced that indicates the state of preservation, where in a scale of 1–5 should be assessed not only the condition of the technical preservation but also its value – a total of one digit [8]. In our model, an assessment of the value of the monument is intentionally not included in the assessment of its conservation status. Researches among other things are going to allow the assessment of the impact of conservation status (current and future, taking into account the rate of degradation) on the value of the object from the point of view of different criteria.
- 2) Degradation rate – the progress of processes destructing an object. These processes include both natural degradation connected with the operation of the building, and degradation resulting from poor condition and inadequate security facility. The rate of degradation significantly affects the poor state of the object and vice versa. A high rate of degradation can, at the same time, in a very short time reduce in a very short time the value of objects in certain criteria.

2. Modeling of monuments

Description of the monuments in the form of a model taking into account different criteria values has a purpose to create a system that supports the work of conservators. In addition, such a system would facilitate the management of the national heritage of immense value of material and non-material, and of great complexity due to the diversity of historic structures. Additionally, the approach to the protection of monuments is undergoing continuous transformations. The understanding of the monument as a concept is being changed. It is replaced (extended) through

the concept of heritage. The reality surrounding monuments is being changed through the increased participation of the private sector and thus commercialization. Targets of the protection of monuments are also undergoing changes as well as the forms of that protection.

It should be added that the ongoing transformations have a dynamic character – they happen at all times, reciprocally influencing each other. These changes are not autonomous – they are neither planned nor controlled within the conservation system [15].

The development of the information system taking into account the complexity of the problem and the above-mentioned changes, makes it possible to carry out more effective action in the field of the protection of monuments.

According to the above mentioned categorization of objects, it [17] divides objects into three groups:

- to the absolute maintenance or restoration,
- which allow certain minimum interference,
- that can be converted partially or even completely.

Thus, the first division of monuments is to evaluate the terms of the conservation and construction actions. It depends on both the results of individual valuations based on various criteria and the current state of the object as well as the rate of its degradation.

The second division of the monuments is carried out according to the level of urgency of conservation work. Similarly, as in the case of the first division, this division is also dependent on individual valuations, the current state of the object and the rate of its degradation.

In practice, the greater the value of the monument and the worse state of the preservation, the higher is the urgency of the conservation work. However, with similar values and the state of the preservation (low), the range of an acceptable construction work is greater. Additionally we have to take into account the rate of degradation of the object.

Due to the nature of the issue, we can consider various decisions in relation to the historic building. The same data are important when deciding on various issues. In order to present the concept, two decision classes based on two different divisions of monuments have been shown.

Determining exactly what kind of dependency exists between these data would allow for the creation of rules that would support decision-makers on the monuments. These rules should be general enough to be able to use them to estimate new facilities, which have been registered in the system after the development of rules. On the other hand, these rules should be sufficiently detailed to classify different objects properly. At the same time, a set of rules should be dynamic so that it allows the reconstruction depending on the acquisition of new information on objects already registered in the system, the introduction of new facilities or changes in valuation.

In order to apply the rough set approach to build decision rules relating to historic buildings, information about them should be presented in the form of a decision table.

Taking the above mentioned approaches to the analysis of data on monuments into account, the key issue becomes the answer to the question: at what level of detail shall we describe the monument. The first option is to create a decision table based on a single set of criteria that evaluate and describe the state of preservation and the rate of degradation. This approach simplifies modeling, because we consider only a single value of each attribute for the whole object. In such a scenario, we can determine the following descriptive model $\mathcal{M}(m)$ of a monument $m \in M = \{1, \dots, M\}$ as follows:

$$\mathcal{M}(m) = (W^m, S^m, R^m, D^m)$$

where W^m – a set of evaluative criteria for the given object for the sake of the individual evaluation criteria.

$$W^m = \{w_1^m, \dots, w_k^m, \dots, w_{K(m)}^m\} \subset W, m \in M$$

W – is a collection of all the evaluative criteria for the object included in the system ($W \subset N$).

$K(m)$ – the number of evaluation criteria value of the object. In the presented model, we assume a fixed number of criteria of evaluation value which equals 8.

S^m – value corresponding to the preservation state of the object.

R^m – value corresponding to the rate of degradation of the object.

D^m – a set of values corresponding to the decision attributes.

$$D^m = \{d_1^m, \dots, d_p^m, \dots, d_{P(m)}^m\} \subset D, m \in M$$

D – is a collection of decision attributes for the object included in the system ($D \subset N$).

$P(m)$ – the number of attributes of the object. In the presented model, we assume a fixed number decision attributes equals 2.

This model has been saved in a table, because for the use of the approach of rough sets the most convenient starting point is the decision table. Table 2 presents a decision table for the above model.

Each attribute from the sets W^m, S^m, R^m has a different weight (significance) in the overall assessment of the heritage site because of its value, state of preservation and the rate of degradation. Because the analysis can be designed both to define the permissible scope of work and urgency of this work, each attribute has two weights, for two different purposes (permissible scope of work – 1 urgency of the work – 2). Let's assume:

$$\alpha^1(w_k^m) \in [0,1], w_k^m \in W^m$$

$$\beta^1(s^m) \in [0,1], s^m \in S^m$$

$$\gamma^1(r^m) \in [0,1], r^m \in R^m$$

$$\alpha^2(w_k^m) \in [0,1], w_k^m \in W^m$$

$$\beta^2(s^m) \in [0,1], s^m \in S^m$$

$$\gamma^2(r^m) \in [0,1], r^m \in R^m$$

This model, however, presents a potential problem of excessive generalization. The fact that the monument is a complex structure is not included in this model. Individual sections may have different state and a different rate of degradation.

The second possibility is the modeling of the monument with regard to its construction. The building consists of parts (elements) that can be distinguished. Each part of the monument can be assessed in terms of the state of preservation and the rate of degradation. For the individual parts of the object state of preservation and the rate of degradation can be different. You can also consider a model that takes into account, for example, only the complexity of the structure in order to evaluate the state of preservation or only the rate of degradation, but the inclusion of these two divisions is justified – there may exist dependencies between them. Taking into account the complex structure of the monument's model $\mathcal{M}(m)$ monument $m \in M = \{1, \dots, M\}$ is as follows:

$$\mathcal{M}(m) = (W^m, S^m, R^m, D^m)$$

where:

W^m – a set of evaluative criteria for the object because of the individual evaluation criteria.

$$W^m = \{w_1^m, \dots, w_k^m, \dots, w_{K(m)}^m\} \subset W, m \in M$$

W – is a collection of all the evaluative criteria for the object included in the system ($W \subset N$).

$K(m)$ – the number of criteria of evaluation value of the object. In the presented model, we assume a fixed number of criteria of evaluation value, which equals 8.

S^m – a set of values corresponding to the assessments concerning the state of preservation of the individual elements of the object.

$$S^m = \{s_1^m, \dots, s_l^m, \dots, s_{L(m)}^m\} \subset S, m \in M$$

S – is a set of numbers concerning all assessments of the preservation state of individual components of the object included in the system ($S \subset N$).

$L(m)$ – the number of the components of the object. In the presented model we assume a constant number of components which equals 7.

R^m – a set of values corresponding to the assessments describing the rate of degradation of individual elements of the object.

$$R^m = \{r_1^m, \dots, r_l^m, \dots, r_{L(m)}^m\} \subset R, m \in M$$

R – is a set of numbers of all evaluations describing the rate of degradation of the individual components of the object included in the system ($R \subset N$).

$L(m)$ – the number of the components of the object. In the presented model we assume a constant number of components which equals 7.

D^m – a set of values corresponding to the decision attributes.

$$D^m = \{d_1^m, \dots, d_p^m, \dots, d_{p(m)}^m\} \subset D, m \in M$$

D – is a collection of decision attributes for the object included in the system ($D \subset N$).

$P(m)$ – the number of attributes of the object. In the presented model, we assume a fixed number decision attributes which equals 2.

As in the previous model, also in this one attributes have weights. They are determined for two different purposes: permissible scope of work – 1 and urgency of the work – 2. Let's assume:

$$\begin{aligned} \alpha^1(w_k^m) &\in [0,1], w_k^m \in W^m \\ \beta^1(s_l^m) &\in [0,1], s_l^m \in S^m \\ \gamma^1(r_l^m) &\in [0,1], r_l^m \in R^m \\ \alpha^2(w_k^m) &\in [0,1], w_k^m \in W^m \\ \beta^2(s_l^m) &\in [0,1], s_l^m \in S^m \\ \gamma^2(r_l^m) &\in [0,1], r_l^m \in R^m \end{aligned}$$

Also this model, in order to analysis by rough sets, should be saved in the form of a decision table. A part of the sample table for this model is shown in table 3.

Another very important issue is the way of expressing the values describing various attributes. In practice, restorers and historians use natural language to express the state of preservation of the object. The description of behavior can affect various parts of the object or its entirety. For example, an object can have a condition: very good, good, satisfactory, etc. There are also descriptions of the objects in which the conservation status is expressed in a percentage (0–100%).

Even greater difficulties are related to the description of the object for different evaluative criteria. In the monument record card there are typically used longer or shorter descriptions that mention valuable elements of the object owing to the different criteria.

In order to use the decision tables and determinate the rules, it is necessary to apply uniform description dictionaries of all the objects from the point of view of each attribute. In this work it is assumed that all the attributes that describe the value of

the object, its state of preservation and the rate of degradation will be expressed by integers from the range 1–5. For the coefficients of the conservation status and the rate of degradation a similar approach was applied. The individual numbers will correspond to the words from the dictionary – table 4.

However, for decision attributes: permissible scope of work and urgency of the work, integers from 1–3 have been used. For the attribute permissible scope of work, these values have been adopted in accordance with three possible classification by prof. Tajchman [17]. Dictionaries have been shown in table 5.

In the model of the monument, we can also take into account other (additional) aspects. An important role in the evaluation of the historical object plays not only the preservation state of the object and its rate of degradation, but also a set of factors threatening the monument. For each monument the set of threats will be different. This is due to the fact that the objects are located in different places or they are made of various materials, etc. Thus, it is possible to consider both the impact of these factors on the object and its various components (structural elements).

Criteria for the monument value, are considered in the model presented in the paper, relative to the entire object, but can also be considered in relation to its individual components (elements of the structure). Not for all the criteria, there is a possibility to examine them in terms of elements of the object. The criterion of the integrity applies to the object as a whole (not individual elements). However, other criteria may be considered for selected elements of monuments separately.

The reason why these additional elements have not been included in the actually considered model is not the problem of the excessive complexity of the model. The problem is to obtain sufficient quantities of reliable and current information on such specific topics as the value of each evaluative criteria for the individual structural elements of the object. A precise description of the various physical and chemical factors threatening an object (and more specifically: its individual structural elements) requires additional data sources. It would be necessary to obtain some information from the experts in the field of environmental monitoring, chemistry, construction, etc.

Both of the above-mentioned aspects will be dealt with subsequently. From the point of view of the development of a monument classification model, the addition of further components is not a problem. The model is flexible, and its structure is dynamic as well as the content.

Table 2. Decision table for the first model

Basic information			Criteria of evaluation								Preservation state	Degradation rate	Permissible scope of work	Urgency of the work
Monument id	Name	Address	Authenticity	Integrity	Historical-scientific	historical and emotional	Artistic	Aesthetic	Usability	Uniqueness				
1	Building X	A Str. 1	3	4	2	1	3	1	4	2	4	2	1	1
2	Building Y	B Str. 7	4	4	3	2	3	3	2	4	3	2	2	3
3	Building Z	C Str. 3	5	5	5	4	4	3	2	3	5	3	3	2

Table 3. Decision table for the second model (a fragment)

Basic information			Criteria of evaluation		Preservation state		Degradation rate		Permissible scope of work	Urgency of the work
Monument id	Name	Address	Authenticity	Integrity	Foundations	Basement	Foundations	Basement		
1	Building X	A Str. 1	3	4	4	3	1	1	1	1
2	Building Y	B Str. 7	4	4	3	2	3	2	2	3
3	Building Z	C Str. 3	5	5	5	5	2	2	3	2

Table 4. Dictionaries for attributes: evaluation, preservation states and degradation

DICTIONARIES			Preservation state	Degradation rate
Authenticity	Integrity	Historical-scientific		
1 = very low	1 = very low	1 = very low	1 = very low	1 = very low
2 = low	2 = low	2 = low	2 = low	2 = low
3 = medium	3 = medium	3 = medium	3 = medium	3 = medium
4 = high	4 = high	4 = high	4 = high	4 = high
5 = very high	5 = very high	5 = very high	5 = very high	5 = very high

Table 5. Dictionaries for decision attributes

DICTIONARIES	
Permissible scope of work	Urgency of the work
1 = objects can be converted partially or even completely	1 = low
2 = objects which allow certain minimum interference	2 = medium
3 = objects to the absolute maintenance or restoration	3 = high

3. Multicriteria classification and Rough Sets

In decision problems related to the reuse of historical assets conflicts can arise and the availability of analytical frameworks able to support the process is getting more and more important. It has been generally agreed that Multicriteria Decision Analysis (MCDA) can offer a formal methodology to deal with such decision problems, taking into account the available technical information and stakeholders' values [4]. Researches in this area are taken in many countries [9, 18].

In Poland, the creation of the new heritage preservation system is based on privatization of ownership, responsibility and financing of monuments. Low quality of any of the system elements or lack of cohesion between them results in dysfunction of a given heritage preservation system. In Poland (and other post-communist countries) the transformation continues – a new heritage protection system has not yet been fully developed [16]. An important element of the system should be a tool to multicriteria evaluation of monuments.

The rough set theory is founded on the assumption that we associate some information (data, knowledge) with every object of the universe of discourse. Objects characterized by the same information are indiscernible (similar) in view of the available information about them. The indiscernibility relation generated in this way is the mathematical basis of rough set theory [11, 12]. In [2] the implementation of such an approach was presented.

In rough sets theory, data can be shown as a decision table in which rows represent objects, and columns represent attributes of these objects. Some of these attributes make the set of decision attributes (represented by D) while the rest make the set of conditional attributes (represented by C). Formally, the decision table is given as an ordered 5-tuple [2]:

$$DT=(U,C,D,V,f)$$

where: $C, D \subset A; C \neq \emptyset, D \neq \emptyset; C \cup D = A; C \cap D = \emptyset$.

U is a non-empty finite set of objects called the universe of the decision table. f is called the decision function.

$$V = \bigcup_{a \in A} V_a, V_a \text{ is called the value set of } a \in A.$$

Thanks to the Rough Sets approach, we can get a set of rules that allows the classification of the new objects relative to a specific criterion. In order to build a classifier, enough data should be collected, with relation to which we know the decision. In this way, we enable the learning process followed by the process of testing the classifier. Testing is performed on the data with relation to which the decision is known as well. Through the process of testing, we can evaluate the effectiveness of the classifier. Created classifier has the possibility to classify the new objects with regard to which the value of the decision attribute is still unknown. The construction of the classifier based on Rough Sets approach reduces unnecessary (overly detailed) rules, the number of which for a large data set (monuments and attributes) could be very large.

At the example of the data in table 6, we can generate a set of 7 rules. However, for decision tables with thousands of objects, there would also be thousands of such rules. Based on the concept of Rough Set theory, core and relative reduct [11], we can reduce the number of rules and simplify them. For example, for data in table 2, the rules may be:

- Rule 1 : IF A = 3 AND PS = 3 THEN UoW = 2
- Rule 2 : IF A = 5 THEN UoW = 3
- Rule 3 : IF A = 4 THEN UoW = 3
- Rule 4 : IF A = 3 AND PS = 2 THEN UoW = 1 OR UoW = 2
- Rule 5 : IF A = 3 AND PS = 4 THEN UoW = 1

The solution of the problem of too many rules and their excessive complexity (excessive length) does not remove all the difficulties. Thanks to the approach of Rough Sets, inconsistency in data is detected (rule no. 4), but this inconsistency still remains a problem. In cases of monuments for which the assessment of authenticity is 3 and the assessment of the conservation status

is 2, we can not clearly determine whether the urgency of the work should be 1 or 2. The solution to this problem would be more detailed assessment – allowing more levels of evaluation than 5. However, taking into account more levels of ratings for each attribute, a problem arises of too detailed rules because they will be created for many combinations of values. In summary, the classic approach of Rough Sets solves only a part of the problem, some are still unsettled.

From the multicriteria sorting point of view, the original rough set approach proved to be insufficient. The original rough set approach cannot extract all the essential knowledge contained in the decision table of multicriteria sorting problem, i.e. problems of assigning a set of objects described by a set of criteria to one of pre-defined and preference-ordered categories [6]. The case of monuments assessment with a number of criteria is a situation in which we must take into account ordinal properties of such criteria. In this case, the indiscernibility or similarity relations have specific nature and the rough set approach is not able to handle correctly such a kind of characteristic. If there is at least one criterion in the decision table, nontraditional solution is needed. The new rough set approach was proposed by Greco in [5] to evaluation of bankruptcy risk. The same solution could be applied for monuments evaluation in heritage preservation, because there are many attributes with preference-ordered categories.

The use of the modified approach makes it possible to detect inconsistencies on the level of ordering. The problem is shown in table 6 on the example of objects No. 2 and 7. For these two objects, we can notice that although unequivocal rules have been generated (1 and 5), an inconsistency exists. This inconsistency cannot be detected by the original Rough Sets approach, whereas the modified approach (taking into account the dominance relation) considers building No. 7 as "better" (more valuable – has at least the same or higher values of criteria) than object No. 1. In such a situation, the lower value of the decision attribute is unjustified.

Table 6. An example of a decision table

Object id	Authenticity (A)	Integrity (I)	Preservation state (PS)	Urgency of the work (UoW)
1	3	3	2	1
2	3	4	3	2
3	5	5	5	3
4	5	4	3	3
5	4	4	3	3
6	3	3	2	2
7	3	4	4	1

The modified approach to the rough sets (dominance-based rough set approach) has further advantages. First, by using the dominance relation instead of indiscernibility relation, it allows a significant reduction in the number of rules [3]. In the example above rule No. 2 is unnecessary (redundant) because rule No. 3 is more general – it is enough that the object has a value of the authenticity criterion equal 4 and the decision attribute has a value equal 3. In addition, the dominance relation allows the use of more levels of evaluation, reducing the importance of data discretization. As a result, we can reduce the occurrence of the problem of conflicting rules, the presence of which is often a consequence of using discretization causing the appearance of objects with the same values of conditional criteria with different value of decision attribute.

Generating rules for the whole decision table can be experimentally compared with the approach, based on the division of a set of attributes / criteria into the groups. As shown in Fig. 1, it is possible to choose a separate groups of criteria, eg. assessment of the evaluation, state of preservation, the rate of degradation and determine the decision rules separately. In cases where the specific rules for a particular object are conflicting, it is possible to assign weights to the groups of attributes.

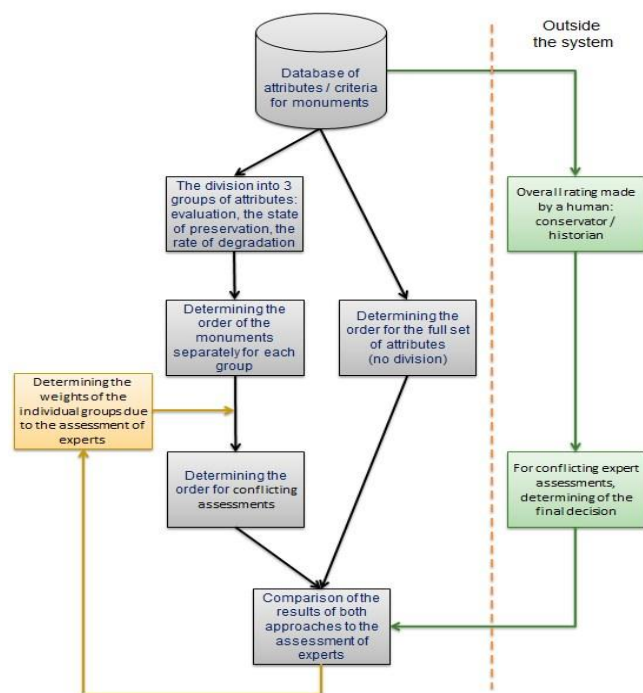


Fig. 1. The division of criteria

4. Conclusions and further works

Modeling of historical monuments, in order to assess and evaluate them, requires consideration of many factors. As shown in the paper, a preparation of the tools to the multicriteria evaluation of monuments is an important issue. It requires the development of appropriate data structures and the use of machine learning approaches. Determining which attributes / criteria are relevant and whether there will be dependencies between them, will be the object of further works. These works will also be carried out in the direction of inclusion in the model of the monument factors threatening objects (physical, chemical, etc.). In addition, the study will take into account time dependencies, ie. the variability of each value assessment attribute, the state of degradation and threats with the passing of time.

Bibliography

- [1] Affelt W.J.: O wartościowości architektury przemysłowej (i nie tylko...), Szymgin B. (red.): Ochrona wartości w procesie adaptacji zabytków. Warszawa 2015, 17–36.
- [2] Czajkowski K., Drabowski M.: Semantic data selections and mining in decision tables. *Advances in Intelligent and Soft Computing* 103/2011, Man-Machine Interactions 2, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 279–286.
- [3] Czajkowski K.: Rough sets in multicriteria classification of national heritage monuments. *Beyond Databases, Architectures and Structures. Advanced*

- Technologies for Data Mining and Knowledge Discovery, series Communications in Computer and Information Science, Springer, 613/2016, 168–178.*
- [4] Ferretti V., Bottero M., Mondini G.: Decision making and cultural heritage: An application of the Multi-Attribute Value Theory for the reuse of historical buildings. *Journal of Cultural Heritage* 15(6), 644–655.
- [5] Greco S., Matarazzo B., Slowinski R.: A new rough set approach to evaluation of bankruptcy risk. *Operational Tools in the Management of Financial Risks*. Kluwer, Dordrecht, 121–136.
- [6] Greco S., Matarazzo B., Slowinski R.: Rough sets theory for multicriteria decision analysis. *European Journal of Operational Research* 129/2001, 1–47.
- [7] Krawczyk J.: Dialog z tradycją w konserwatorstwie – koncepcja zabytkoznawczej analizy wartościującej. *Acta UNC*, 44/2013.
- [8] Lewicki J.: Wartościowanie zabytków w Polsce. *Przegląd doświadczeń i postulatów na przyszłość*. Szymgin B. (red.): Wartościowanie zabytków architektury. Warszawa 2013, 157–172.
- [9] Mazzanti M.: Cultural heritage as multi-dimensional, multi-value and multi-attribute economic good: toward a new framework for economic analysis and valuation. *The Journal of Socio-Economics* 31(5)/2002, 529–558.
- [10] Mrózek A., Płonka L.: Analiza danych metodą zbiorów przybliżonych – Zastosowania w ekonomii, medycynie i sterowaniu. AOW, Warszawa 1999.
- [11] Pawlak Z.: Rough set approach to knowledge-based decision support. *European Journal of Operational Research* 99/1997, 48–57.
- [12] Pawlak, Z.: Rough sets. *International Journal of Computer and Information Sciences* 11/1982, 341–356.
- [13] Pawlicki B.M.: Techniki budowlane w kompleksach zabytkowych. *Słownik terminologiczny, WSZiA w Zamościu, Zamość*, 2011.
- [14] Rouba B.J.: Wartościowanie w praktyce konserwatorskiej. Szymgin B. (red.): Wartościowanie w ochronie i konserwacji zabytków. Warszawa 2012, 201–208.
- [15] Szymgin B.: Theory and criteria of heritage evaluation as the basis for its protection. *Journal of Heritage Conservation* 43/2015, 44–52.
- [16] Szymgin, B.: Transformation of the heritage protection system in Poland after 1989. Purchla J. (ed.): *Protecting and safeguarding cultural heritage. Systems of Management of Cultural Heritage in the Visegrad Countries*. International Cultural Centre, Krakow 2011, 31–38.
- [17] Tajchman J.: Standardy w zakresie projektowania, realizacji i nadzorów prac konserwatorskich zabytków architektury i budownictwa. *Narodowy Instytut Dziedzictwa, Toruń – Warszawa* 2014.
- [18] Wang H., Zeng Z.: A multi-objective decision-making process for reuse selection of historic buildings. *Expert Syst. Appl.* 37/2010, 1241–1249.
- [19] Zimna-Kawecka K., Prarat M.: Wartościowanie zabytków architektury w praktyce wojewódzkiej ewidencji zabytków – kilka refleksji inwentaryzatorów. Szymgin B. (red.): *Wartościowanie zabytków architektury*. Warszawa 2013.
- [20] Wojewódzki Urząd Ochrony Zabytków, Rejestr zabytków nieruchomych miasta Krakowa, <http://www.wuoz.malopolska.pl/> dostęp: [2015.11.15]
- [21] Ustawa z dnia 23 lipca 2003 r. o ochronie zabytków i opiece nad zabytkami. *Dz.U.* 2003 nr 162 poz. 1568, <http://isap.sejm.gov.pl/DetailsServlet?id=WDU20031621568> [29.04.2016]
- [22] National Heritage Board of Poland: List of immovable monuments entered into the monuments register. <http://www.nid.pl/en/> (2016) [29.04.2016]

M.Sc. Krzysztof Czajkowski
e-mail: kc@pk.edu.pl

He graduated specialty Computer Engineering in Faculty of Electrical and Computer Engineering, Cracow University of Technology. Currently he is an assistant in Department of Computing Science, Faculty of Electrical and Computer Engineering, Cracow University of Technology. Research field covers database systems, artificial intelligence methods as well as data mining.



otrzymano/received: 15.06.2016

przyjęto do druku/accepted: 22.11.2017

DOI: 10.5604/01.3001.0010.7239

LABORATORY STAND FOR SMALL WIND TURBINE SIMULATION

Wojciech Matelski, Eugeniusz Łowiec, Stanisław Abramik

Electrotechnical Institute, Power Converters Department, Baltic Laboratory of Power Electronics Technology Gdynia

Abstract. The article presents a concept of the laboratory stand for wind turbine simulation, built on the basis of cage induction motor, supplied from a frequency converter. The model assumes control of the engine torque, using simple constant Volt/Hertz control with slip regulation, taking into account the moment of inertia of the simulated turbine. Performance of the system for different wind and generator load conditions has been shown. Test results proved, that the turbine torque is well tracked by the wind motor emulator.

Keywords: induction motors, wind energy, simulation

STANOWISKO LABORATORYJNE DO SYMULACJI MAŁEJ TURBINY WIATROWEJ

Streszczenie. W artykule przedstawiono koncepcję stanowiska do symulacji turbiny wiatrowej, zbudowanego na bazie silnika indukcyjnego klatkowego zasilanego z przetwornicy częstotliwości. Opracowany model zakłada sterowanie momentem silnika, przy wykorzystaniu prostego algorytmu $u/f = \text{const}$. z kompensacją poślizgu, przy uwzględnieniu momentu bezwładności odwzorowanej turbiny. Przedstawiono zachowanie się układu symulatora dla różnych warunków wietrznych i różnych wartości obciążenia generatora. Moment obrotowy turbiny jest wiernie odwzorowany pracą silnika.

Słowa kluczowe: silniki indukcyjne, energia wiatru, symulacja

Introduction

In order to reduce the pollution and degradation of our environment, renewable sources of energy become more and more popular. Among them, wind power is said to be the most promising non fossil fuel, as its share of global energy production grows with the fastest pace [1, 2].

Current research is conducted towards increasing the efficiency of the process of extraction and conversion of wind power into electricity, and reducing the price per generated kilowatt hour. Depending on the adopted wind turbine control strategy and generator technology, power electronic converters can play different roles in wind turbine systems (WTSs). Such devices, like two or three level back-to-back converters, require sophisticated control algorithms, enabling generator torque control and synchronization of the output WTS voltage with the electricity grid.

Future trends assume that WTSs act like completely controllable power sources and enable support for the work of the electricity grid and better integration of the power generated from the wind [1, 2].

In development of such power converters wind turbine simulators may become very useful. Field tests using real wind turbines are usually troublesome and expensive. A laboratory stand in form of a wind turbine simulator can make the development process independent from wind conditions, which makes it faster and therefore can cut the costs.

The article presents a concept of the laboratory stand for wind turbine simulation, built on the basis of a cage induction motor, supplied from a frequency converter. The model assumes control of the engine torque, using simple constant Volt/Hertz control with slip regulation. This solution enables the reproduction of the steady state characteristics of an actual wind turbine. Such a concept was described in [6]. In the presented new approach the moment of inertia of the simulated turbine is taken into account and thus, in terms of varying wind speed, some aspects of the dynamic response of the turbine are reproduced by work of the simulator. In work [4] the computer simulation model was described. This article contains laboratory research results obtained from tests performed on the constructed simulator.

1. Power of the wind

The theoretically available power, that could be generated from the wind, can be expressed by [5]:

$$P_w = \frac{\rho A V^3}{2} = \frac{\rho \pi R^2 V^3}{2} \quad (1)$$

where: A – swept area of blades [m^2], R – turbine blade radius [m], V – wind speed [m/s], ρ – density of air [kg/m^3]. According to Betz's law, an ideal turbine in theory would extract 16/27 of this power [6]. In practice the actual power generated by a wind turbine is even lower and is characterized by the wind power coefficient defined as:

$$C_p = \frac{P_t}{P_w} \quad (2)$$

where: P_t – mechanical power generated by the turbine [W]. This value depends from the tip speed ratio [5, 6, 7]:

$$\lambda = \frac{\omega_t R}{V} \quad (3)$$

where: ω_t – angular speed of blades [rad/s]. Equations (1) – (3) describe the Betz's law, which can be well illustrated by $C_p - \lambda$ curves. An example of such a curve, characterizing a specific wind turbine, is presented in Fig. 1 [3]. The value of C_p resembles the performance of a wind turbine, and is also a function of the pitch angle β . For the curve presented in Fig. 1 β remained constant.

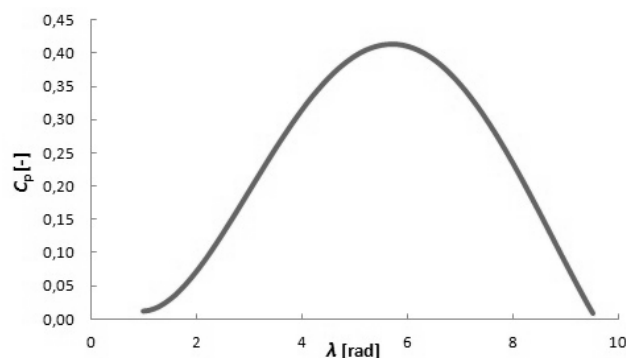


Fig. 1. $C_p(\lambda)$ wind turbine characteristic

The curve presented in Fig. 1 can be described by a fourth order polynomial [3]:

$$C_p(\lambda) = A_0 + A_1\lambda + A_2\lambda^2 + A_3\lambda^3 + A_4\lambda^4 \quad (4)$$

where: $A_0 = 0,093368$, $A_1 = -0,1838$, $A_2 = 0,118605$, $A_3 = -0,01773$, $A_4 = 0,000756$.

The power generated by the wind turbine can also be calculated from:

$$P_t = \omega_t T_t \quad (5)$$

where: T_t – wind turbine aerodynamic torque [$\text{N}\cdot\text{m}$].

2. Wind turbine model

In order to emulate the work of a wind turbine a proper mathematical model, implemented in the system controller memory, is needed. The model used for the purpose of this work is presented in form of a block scheme in Fig. 2.

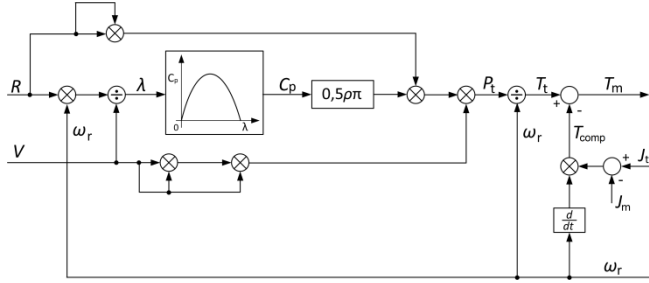


Fig. 2. Mathematical wind turbine simulator model block scheme

From equations (1) – (5) the wind turbine torque T_t can be derived. This value is considered as the steady state aerodynamic torque produced by a constant wind speed V . For dynamic system response emulation an additional torque component T_{comp} has to be taken into account. The wind turbine and wind turbine simulator drive trains are presented in Fig. 3.

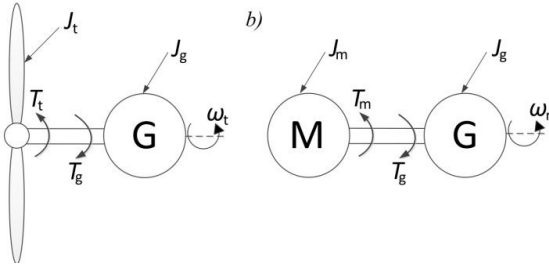


Fig. 3. Block scheme: a) wind turbine, b) wind turbine simulator drive train

The system presented in Fig. 3a can be described with equation [6]:

$$T_t = (J_t + J_g) \frac{d\omega_t}{dt} + T_g \quad (6)$$

where: J_t – wind turbine moment of inertia [$\text{kg}\cdot\text{m}^2$], J_g – generator moment of inertia [$\text{kg}\cdot\text{m}^2$], T_g – generator load torque [$\text{N}\cdot\text{m}$], ω_t – turbine shaft angular speed [rad/s].

After replacing the wind turbine by the cage induction motor the system has the form presented in Fig. 3b, and can be described by equation [6]:

$$T_m = (J_m + J_g) \frac{d\omega_r}{dt} + T_g \quad (7)$$

where: J_m – motor moment of inertia [kgm^2], T_m – motor drive torque [$\text{N}\cdot\text{m}$], ω_r – motor shaft rotational speed [rad/s].

Through determination of T_g from (7) and placing that term to (6), with the assumption that $\omega_t = \omega_r$, after reorganization, the motor drive torque T_m can be calculated from (8):

$$T_m = T_t - (J_t - J_m) \frac{d\omega_r}{dt} = T_t - T_{comp} \quad (8)$$

where: T_{comp} – torque compensation component [$\text{N}\cdot\text{m}$].

The torque component T_{comp} is an additional value compensating the generally large difference in moment of inertia between the wind turbine blades and the rotor of the squirrel cage induction motor.

To obtain the value of T_{comp} the derivative of the rotor speed signal ω_r is necessary. Laboratory tests have shown critical influence of the speed derivative value on the stability of the simulator control system. A digital low pass filter is needed. The order and cut off frequency of this filter have to be carefully selected, to make real time calculations possible.

3. Control system

In the proposed model the effect of a rotating wind turbine, caused by the blowing wind, is simulated by the work of the cage induction motor supplied from a frequency converter. A simplified block scheme of the simulator is presented in Fig. 4. The system operates with simple closed loop constant *Volt/Hertz* control scheme with slip regulation. The generated mechanical power of the system corresponds to the power of the simulated turbine.

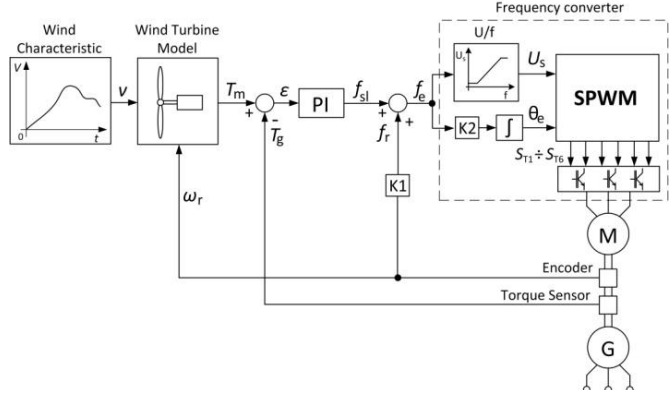


Fig. 4. Simplified block scheme of wind turbine simulator control system

With respect to the given wind speed V , the simulated turbine parameters (R , $C_p(\lambda)$ curve, turbine moment of inertia J_t) and the measured motor shaft rotational speed ω_r , the necessary motor torque T_m reference value is calculated. The mathematical wind turbine model from Fig. 2 has been incorporated in the *Wind Turbine Model* block. After subtracting the measured load torque T_g from the reference value T_m , the error signal ε is generated and delivered to the input of the PI controller. As a result the slip frequency f_{sl} is obtained. The sum of f_{sl} and f_r gives the stator voltage frequency f_e . This value is sent to the frequency converter, where, according to the *u/f* control scheme, the gate drive signals $S_{T1} - S_{T6}$ of the power switches are generated.

4. Laboratory stand

Fig. 5 shows the configuration of the developed laboratory stand. A 3 kW motor is used as the drive, which enables the simulation of turbines of about 2 m of maximum blade radius. The system incorporates a torque sensor and an incremental encoder. The control algorithm is implemented as software in TMS320F2812 DSP unit, controlling the output voltage frequency f_e of the converter. The laboratory stand is presented in Fig. 6. The system includes a 3 kVA directly coupled (no gearbox) permanent magnet synchronous generator PMSG. The system parameters have been listed in Table 1.

The converter responsible for the regulation of the generator speed (and realization of maximum power point tracking MPPT) is not a part of this system. The simulator is suited to reproduce the emulated wind turbine torque. The generator side converter is an external device meant to be tested with the help of the laboratory stand. Thus, it has to be stated clear, that the presented laboratory stand is not an emulator of a whole wind power plant.

Table 1. Laboratory setup system parameters

System component	Parameters
Squirrel cage induction motor	3 kW, 400 V, 720 rpm
Permanent magnet synchronous generator	3 kVA, 400 V, 450 rpm
Rotary incremental encoder	1024 ips
Torque meter	+/- 75 Nm
Frequency converter	5.5 kW, 400 V
Couplings	torsionally stiff servo couplings
Controller	TMS320F2812

The simulated turbine parameters, as well as the reference wind speed, are entered using a dedicated program implemented on a personal computer, communicated with the system controller via an USB port. The application is called RejDiag and has been developed at the Electrotechnical Institute. During the simulation process it enables user supervision, parameter registration and manual control over the system.

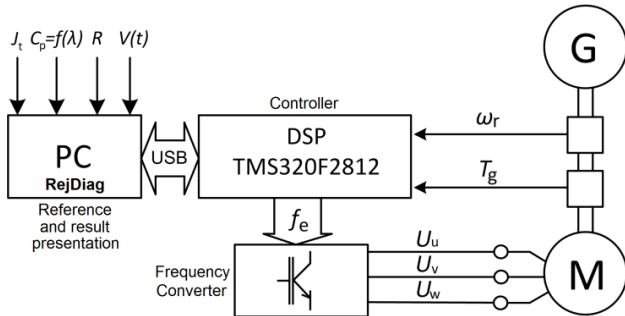


Fig. 5. Block scheme of laboratory stand for small wind turbine simulation

5. Experimental results

The work of the simulator has been examined through emulating the rotation of a small wind turbine. The blade radius R was set to 1,5 m. The power curve $C_p = f(\lambda)$ of the simulated turbine corresponds to the curve presented in Fig. 1 and is described by equation (4). The parameters of the simulated wind turbine are presented in Table 2. During the tests no additional generator control was implemented. The PMSG terminals were connected to three phase symmetrical loading resistance R_{load} . Two cases were considered.



Fig. 6. Laboratory stand for small wind turbine simulation

Firstly, the dynamic response of the system to varying wind speed conditions has been tested. The results in form of waveforms are presented in Fig. 8. During the test the generator load resistance R_{load} remained constant. The reference wind speed

V is shown in Fig. 8a. The measured motor angular speed ω_r and generator load torque T_g are depicted in Fig. 8b and Fig. 8c respectively.

The wind turbine emulation process starts after about 2,8 s, when the motor starting procedure is over, and the reference wind speed is greater than 0. It can be seen, that the measured mechanical values ω_r and T_g change according to the given wind speed V . Closer examination of the waveforms indicates the flattened shape of the torque and speed response in comparison with the reference wind speed signal. This is the effect of the emulation of the turbine moment of inertia J_t . During the emulation process J_t was set almost ten times higher than the actual induction motor moment of inertia.

Table 2. Emulated wind turbine parameters

Turbine parameter	Value
Rotor blade radius R	1.5 m
Rotation axis	horizontal
Number of blades	3
Moment of inertia	0.3 kgm ²
Rated rotational speed	500 rpm
Rated wind speed	10 m/s
Rated power	1.6 kW
Maximum power coefficient	0.42

Secondly, system response to generator load changes has been examined. For given constant wind speed V , step changes of the generator load resistance R_{load} were forced. The values equalled (per generator phase): 150 Ω , 133 Ω , 100 Ω , 83 Ω , 67 Ω . In this way, the system operational point moved. For each R_{load} change, the rotational speed n_R and the mechanical power P_m on the shaft have been recorded. The tests have been conducted for three different wind speed V values: 6 m/s, 8 m/s, 10 m/s. The results, in form of a chart, are presented in Fig. 7.

From Fig. 7 it can be seen, that the operating points of the wind turbine simulator, recorded for a given wind speed V , form curves, resembling the shape of the power curve depicted in Fig. 1. The maximum power point can be observed at different rotational speeds. However the calculated tip speed ratio λ in the maximum power points for all the three curves from Fig. 7 is the same, and approximately equals 5,8.

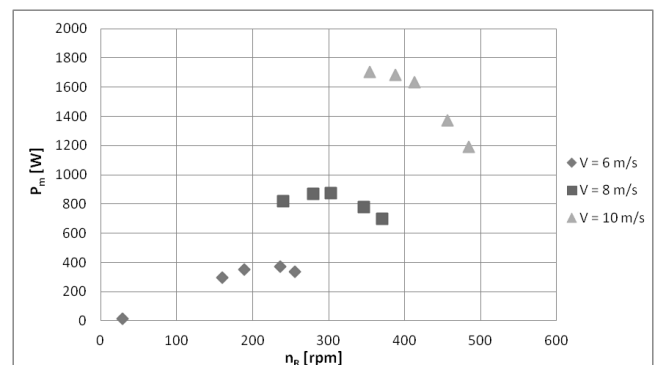


Fig. 7. Laboratory results for tests under $V = \text{const.}$ and $R_{load} = \text{var.}$ conditions: (150 Ω , 133 Ω , 100 Ω , 83 Ω , 67 Ω – per generator phase).

6. Conclusion

In the article a laboratory stand for small wind turbine simulation was presented. The system is designed to speed up the development process of power electronic converters for wind turbine applications. It enables laboratory research on WTS independently from wind conditions. The power electronic converter meant to be connected to the generator terminals and enable continuous speed regulation to perform MPPT, is not a part of the described wind turbine simulator. The presented laboratory stand is suited to study the performance of such converters.

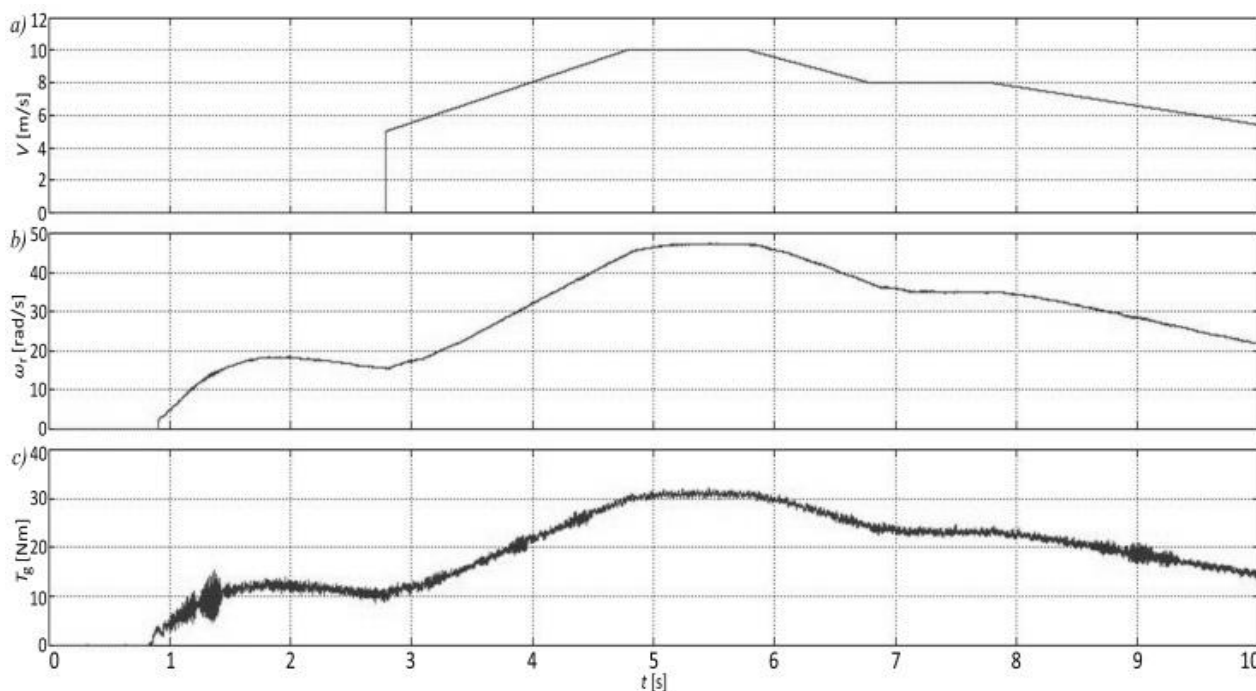


Fig. 8. Experimental results waveforms: a) wind speed reference; b) measured angular motor speed; c) measured torque

The proposed structure, in form of a squirrel cage induction motor supplied from a frequency converter, emulates steady state characteristics of a wind turbine. The system operates with simple constant *Volt/Hertz* control scheme, with slip regulation, where the motor torque is the control variable.

The system enables the simulation of small wind turbines with different parameters and in various wind conditions. The simulated turbine power and torque are well tracked. In states of varying wind speed, the engine rotational speed changes proportionally, but also with respect to the value of the simulated moment of inertia. The presented experimental results show proper work of the wind turbine simulator. The need of performing a motor starting procedure before the actual start of the simulation process can be considered a drawback and future research will be conducted in order to mitigate this problem.

References

- [1] Blaabjerg F., Ma K.: Future on power electronics for wind turbine systems. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 1(3)/2013, 139–152.
- [2] Blaabjerg F., Liserre M., Ma K.: power electronics converters for wind turbine systems. *IEEE Transactions on Industry Applications* 48(2)/2012, 708–719.
- [3] Kulesza K., Krzemiński Z., Blecharz K.: model elektrowni wiatrowej pracującej na sieć sztywną - badania symulacyjne. Modelowanie i Symulacja '2004, Kościelisko, 21–25 czerwca 2004.
- [4] Matelski W., Łowicz E., Abramik S.: Symulator małej turbiny wiatrowej. *Prace Instytutu Elektrotechniki* 63(273)/2016, 63–78.
- [5] Mohod S. W., Aware M. V.: Laboratory development of wind turbine simulator using variable speed induction motor. *International Journal of Engineering and Technology* 3(5)/2011, 73–82.
- [6] Neammanee B., Sirisumrannukul S., Chatrana S.: Development of a wind turbine simulator for wind generator testing. *International Energy Journal* 8/2007, 21–28.
- [7] SOng S., Jeong B., Lee H., Kim J., Oh J., Venkataraman G.: Emulation of output characteristics of rotor blades using a hardware-in-loop wind turbine simulator. *Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Vol. 3., 2005, 1791–1796 [doi: 10.1109/APEC.2005.1453290].

M.Sc. Eng. Wojciech Matelski
e-mail: wojciech.matelski@iel.pl

Received the M.Sc. degree in electrical engineering from Faculty of Electrical and Control Engineering at Gdansk University of Technology with specialization in Conversion and Utilization of Electric Energy. From 2013 employed at the Electrotechnical Institute. His research interests include power electronics in wind turbine and grid connected dynamic voltage regulator applications. Ph.D. student at Gdansk University of Technology.



Ph.D. Eng. Eugeniusz Łowicz
e-mail: eugeniusz.lowicz@iel.pl

Received the M.Sc. degree in 1972 from Faculty of Electronics at Gdansk University of Technology. Till 1988 worked in Polish Naval Academy in the field of ships and hyperbaric chambers automation. From 1988 with Gdansk Branch of Electrotechnical Institute, his actual works are related to the electrical energy quality enhancement and applications of the supercapacitors. Author of many papers, patents and industry implementations.



Ph.D. Eng. Stanisław Abramik
e-mail: bapte@iel.pl

M.Sc. degree received in 1997 from Faculty of Electrical and Control Engineering at Gdansk University of Technology. In 2003 received his Ph.D. eng. from Faculty of Electrical and Control Engineering at Gdansk University of Technology and Docteur de l'Institut National Polytechnique de Toulouse. From 2004 with Gdansk Branch of Electrotechnical Institute, actually working in the fields of renewable energetics, energy saving LED lighting and electrical vehicles. His works have been distinguished on many international exhibitions and innovation competitions.



otrzymano/received: 15.06.2016

przyjęto do druku/accepted: 14.08.2017

DOI: 10.5604/01.3001.0010.7241

DEVELOPMENT OF AN AUTOMATED DIAGNOSTICS AND CONTROL SYSTEM FOR BIOGAS COMBUSTION PROCESSES

Oxana Zhirnova

Kazakh National Research Technical University named after K.I. Satpayev (Satbayev University), Almaty, Republic of Kazakhstan

Abstract. The article shows the ecological and economic efficiency of biogas. Depending on the complexity of the tasks, the mathematical model could describe the research process with varying degrees of accuracy. Thus, numerical simulation should be combined with experimental research to compare and assess the validity of the model. Below is presented, a mathematical model of combustion of biogas. Then, based on the results of pilot studies to validate the mathematical model, a numerical simulation of the combustion of biogas. Process for the combustion of biogas is a complex process of their heterogeneous and homogenous combustion. The model of combustion process of extreme management not good can improve energy performance by maintaining the optimum cop value. Proved by simulation model of extreme management efficiency in changing signal assignments, the maintenance efficiency of the boiler is on a level with the specified accuracy.

Keywords: biogas, mathematical model, distributed system, optimal control, integration, waste, gasification of fuels

OPRACOWANIE SYSTEMU AUTOMATYCZNEJ DIAGNOSTYKI I STEROWANIA PROCESEM SPALANIA BIOGAZU

Streszczenie. W artykule pokazano ekologiczną i ekonomiczną efektywność wykorzystania biogazu. W zależności od złożoności rozpatrywanych zadań, model matematyczny może opisywać badany proces z różnym stopniem dokładności. Tak więc modelowanie numeryczne należy połączyć z badaniami eksperymentalnymi żeby porównać i ocenić adekwatność modelu. Niżej będzie przedstawiony model matematyczny procesu spalania biogazu. Zatem, w oparciu o wyniki badań eksperymentalnych mających na celu sprawdzenie poprawności opracowanego modelu matematycznego, przeprowadzona zostanie numeryczna symulacja procesu spalania biogazu. Proces spalania biogazu jest złożonym procesem hetero- i homogenicznego spalania. Uzyskany model ekstremalnej regulacji procesu spalania w kotle pozwala poprawić wydajność energetyczną poprzez utrzymanie optymalnej wydajności. Potwierdzono zdolność roboczą opracowanego modelu symulacyjnego ekstremalnej regulacji przy zmianie sygnału odniesienia, czyli utrzymanie współczynnika sprawności kotła na tym samym poziomie z określoną dokładnością.

Słowa kluczowe: biogaz, model matematyczny, system rozłożony, optymalne sterowanie, integracja, odpady, gazyfikacja paliwa

Introduction

In the last decade due to decrease of gaseous and liquid fuel resources the problem of energy independence and safety of production processes and life support facilities is becoming increasingly urgent. The growth of the production rate and increasing the percentage of coal enrichment entails an increase for wastes containing organic component in an amount that is economically expedient to use, but it is not suitable for the recycling with the use of existing traditional technologies.

These wastes include sludge of high-coal enrichment plants, as well as small coal, formed by coal mining. Therefore, the technological development of non-fuel use of the organic wastes of coal industry becomes important. Specifically, attention to the study of gasification processes of carbonaceous matters in the superheated steam flow in recent years is increased [1]. The advantage of using a gasifying agent in the form of water steam confirmed by recent foreign researches presented, in particular, in [3–7]. All researches have an aim to realize the technologies of organic raw material conversion using superheated water steam in order to produce high-energy product gas or synthesis gas for chemical production. The creation of industrial recycling technology requires a large amount of experimental researches, which can significantly reduce by combining experimental model studies of conversion by the superheated steam with a numerical process simulation.

1. Methods

A modern technology treatment plant for municipal wasters is connected to substantial large quantities consumption for production electric and thermal energy. At municipality wastewater treatment plants every year spent over 735 million kWh and heat nearly 1 million GCal only. In the conditions of sharp energy crisis the problem reducing energy costs by the use of non-conventional renewable of energy, the use of available on treatment plants themselves and renewed permanently, is still acute and urgent. Direction, which covers all the methods of preparation and use of energy and fuels from organic material (sediments), has been called bioenergy. The development of this trend will lead to significant savings in conventional fuels. Equally

important is the environmental aspect, as energy recycling organic waste will significantly reduce pollution. To effectively solve the problem of sludge treatment developed project, which aims to reduce the negative effect of sewage sludge on the environment, the improvement of their transport, dewatering and disposal; Repaying, ecologic and energy-saving technology. The project is provided through the creation of complex sewage sludge treatment facilities, including their anaerobic digestion in the digesters, the use of biogas for power generation in the motor in the motor generators with waste heat recovery for heating and mechanical dewatering precipitation total volume of precipitation using flocculants. The complexity of methods of direct field measurements and their high cost is the reason that these kinds of research are few. A variety of local conditions, the heterogeneity of the objects of study, their variability in time made it difficult to obtain reliable results statically and requires years of research. In this regard, the full-scale experiments are highly isolated, especially domestic practice. Therefore, the basic tool of research remains the use of modern mathematical apparatus and mathematical modeling of processes in time to release. A modeling must be considered on the one hand as an indicator about the expected trends in education of biogas, with another used to be broader and more flexible depending on taskbar. Biogas is a mixture of methane and carbon dioxide produced in the process of anaerobic digestion in biological reactors-digesters. The energy generated by the combustion of biogas, can go from 60 to 90% of the one which has the source material. Of interest is the possibility of collecting biogas produced in the process of anaerobic digestion in biological reactors, and its use as an energy feedstock. Annual methane emission in the world, valuable energy biogas component exceeds 1 billion. cubic meter/year. This potential is now practically unused. A great contribution to the study of the collection and combustion of landfill gas, the processes of decomposition of sewage sludge, gas emissions, the development of biogas collection and utilization technologies, decision related environmental problems have made the work of G. A. Zavarzin's, V. V. Elistratov's, Y. M. Likhachev's, A. B. Livshit's, E. E. Marinenko's, A. N. Mirnyi's, A. N. Nozhevnikov's, E. S. Pantshava'a, V. V. Raznoschik's, G. S. Rosenberg's, E. G. Semin's, M. P. Fedorova's, B. Weber's, R. Cossu's, O. Tabasarana's, R. Schtegmanna's, M. P. Fedorova's,

V. I. Maslikova's, E. R. Lillyaperg's, A. V. Cheremisina's, S. S. Nurkeev's and others. The results of their research have produced theoretical and practical basis for modeling of the processes of decomposition of sewage sludge, created conditions for evaluation of biogas as an energy feedstock [3].

Practical use of biogas requires determining the real energy capacity, the value of which depends on many factors. Kazakhstan's treatments are inherent to specific features relating to the composition of sewage sludge, storage technology, natural-climatic conditions that require specificity of accumulated knowledge, refinement of mathematical models to predict the emission of biogas and methane content, including using laboratory experiments. Sewage treatment plant is designed for sewage and sediment processing fermentation waste digesters of biogas production and further burning for heat and electric energy. It is linked from treatment complexes and auxiliary structures, interconnected utilities into a single technological scheme [1]. Figure 1 shows the process flow to the treatment of domestic wastewater on separate pressurized filters. Suction chamber is installed to absorb pressure before the facilities. From the camera drains on trays come in a lattice, then pump discharge in sewage camera sand boxes. After sand boxes, drains fall into the distributing bowl dirt collectors. After settlement the drains are trended to the biological refinement.

In this work, the studies of the process of steam gasification of carbonaceous wastes carried out on experimental stand, which schematically shown in Fig. 1. The inner diameter of the reactor was 21 mm. The conversion of the samples was carried out in a dense layer of particles in superheated (up to 1200°C) steam without any access of oxygen at a pressure slightly above atmospheric. Superheated steam produced through the combustion of a stoichiometric mixture of hydrogen and oxygen in a flow of saturated water steam [2]. Costs of saturated steam and a combustible mixture comprised respectively 5 ... 10 l/min ($T = 120\text{--}130^\circ\text{C}$) and 2 ... 5 l/min. As the starting material there were used coal wastes (small coal) of the mine with humidity $W_a = 1.08\%$, volatile content $V_d = 19.27\%$, ash content $A_d = 9.59\%$ and elemental composition $N = 1.51\%$, $C = 77.27\%$ and $H = 3.94\%$. The material was preliminarily carbonized (devolatilization) by heating at 600°C for 30 minutes.

Fractional composition of the particles ranged from 3–4 mm; weight of the sample is about 2.5 g. The concentrations measurements of the reaction products (CO , H_2 , CO_2 , O_2 , CH_4) were carried out on flow gas analyzer Test-1.

Practical use of biogas requires determining the real energy capacity, the value of which depends on many factors. Kazakhstan's treatments are inherent to specific features relating to the composition of sewage sludge, storage technology, natural-climatic conditions that require specificity of accumulated knowledge, refinement of mathematical models to predict the emission of biogas and methane content, including using laboratory experiments. Sewage treatment plant is designed for sewage and sediment processing fermentation waste digesters of biogas production and further burning for heat and electric energy. It is linked from treatment complexes and auxiliary structures, interconnected utilities into a single technological scheme [1]. Figure 1 shows the process flow to the treatment of domestic wastewater on separate pressurized filters. Suction chamber is installed to absorb pressure before the facilities. From the camera drains on trays come in a lattice, then pump discharge in sewage camera sand boxes. After sand boxes, drains fall into the distributing bowl dirt collectors. After settlement the drains are trended to the biological refinement.

Anaerobic digesters are the only structures with a positive energy balance, which as a result of anaerobic digestion of sediments is formed biogas derived from wastewater treatment. Calorific value and the quantity of biogas depend on its composition, i.e. the content of the basic component—methane and compose 5000–6000 kcal/m³. From cubic meter of biogas can get up to 2 kWh of electricity and up to 6 kWh of thermal energy in heating-supply boiler. Water after passing of biological refinement enters the receiving tank, equipped with immersible pumps.

Pumps are adjusted depending on the accounting flow of wastewater treatment plants. From discharge tank water using pumps is sent into sewage chamber 3, where bottom up vessel served on. Purified water is collected in a pocket, where it is mixed with sodium hypochlorite and served through the second stage filters 5. The second stage filters loaded sorbent and the water are evaluated from top to bottom. Filters are equipped with centrifugal pumps 7. Washing of filters is carried out purified water from the reservoirs clean rinsing 8. Sodium hypochlorite is produced in Chlorination 6.

Because of experimental researches there have obtained dependences of the formation process of the main products of steam gasification according to the process time at a constant steam consumption, its temperature of the feedstock. The sample weight reduction during the conversion experiment was 12% at a temperature of 735°C and up to 58% at 1000°C .

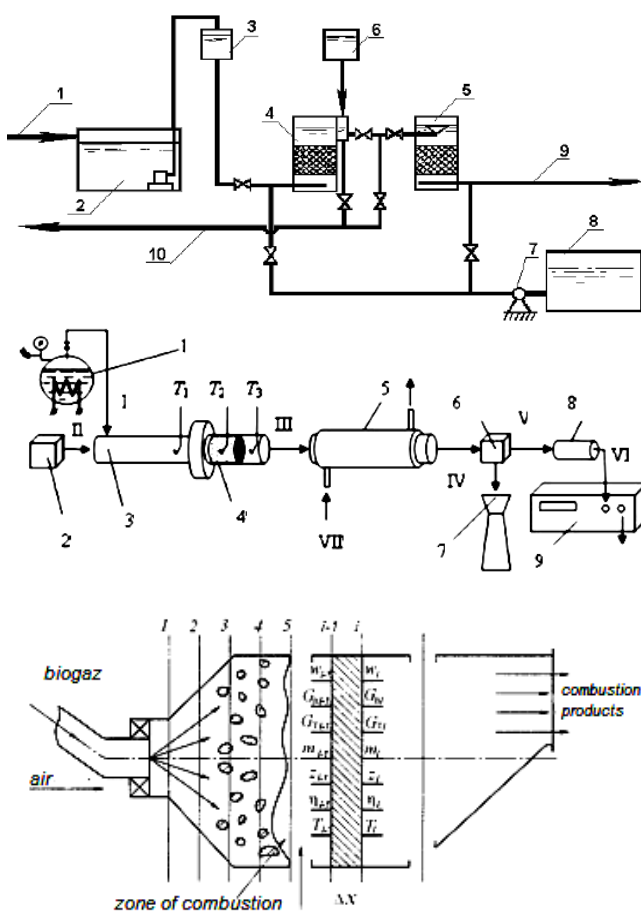


Fig. 1. Diagram of the experimental stand: I – input of low-temperature steam; II – input of high-temperature steam; III – output of steam-gas mixture; IV – condensate output; V – wet gas output; VI – dry gas output; VII – cooling water 1 – steam generator; 2 – generator of combustible mixture; 3 – working area mixing zone; 4 – the reaction zone of the working area; 5 – a condenser; 6 – separation capacity; 7 – capacity of the condensate; 8 – container for gas drying; 9 – gas analyzer; T_1 , T_2 , T_3 – respectively temperature measuring before reaction zone and after it



Fig. 2. Exterior installation digester

In order to study the produced biogas as a fuel for the production of electrical energy used by the laboratory stand purchased our university collaborates – the Institute of Electronics and Information Technology, Lublin University of Technology, Poland (Figure 2).



Fig. 3. Cogeneration power plant

In pressure filters the water is supplied from the top down. Entering the sodium hypochlorite produced in the pressure line of the second stage of the filter through a hydraulic elevator. Detainees on lattices dregs manually collected in containers and transported to the city dump. The residue was pumped out of the sand traps on airlifts sand pad to dry. The wet cake from the primary clarifiers pumps installed in a pumping station of raw sludge is removed in the digestion tanks to continue to shop where mechanically dewatered sludge is dewatered on a belt press filters manufactured by "emo". After primary settling effluent contains contamination in the form of fine suspensions, colloidal and dissolved. Further purification involves the use of micro-organisms, which extract impurities from waste in special facilities – aeration tanks. Clarified wastewater in the primary sedimentation tanks in aeration tanks sent by pipeline. The mixture of treated wastewater and activated sludge enters the secondary settling tanks where the sludge settles and the waste water is discharged into the evaporator drive. Figure 2 shows a process diagram of the reception, treatment and discharge of wastewater to the treatment plant SCE "Astana su Arnasy" [1].

As a result of anaerobic treatment organic compounds are degraded to carbon dioxide and methane (biogas). The biogas containing 75–80% methane safely burned in flare heat station (boiler) (Figure 3). It is possible to use biogas to produce steam, hot water or electricity.

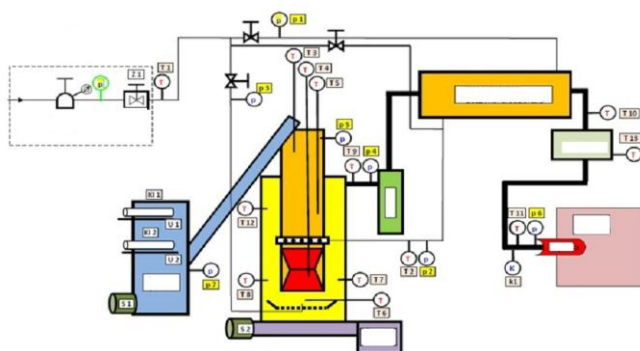


Fig. 4. Scheme of energy production on the block heat station

During the experiments, the value fixed, and examined the relationship of volumes of sewage sludge and biogas produced, their elemental composition, thermo-chemical characteristics of the substrate, the processes of ignition and combustion of biofuels. A separate study of production processes and the combustion of solid fuel: volume, calorific value, ash content, content of harmful substances in exhaust gases, and others.

The following features of the model have identified to address the line extended tasks:

- Assessment of efficiency and accuracy model considered received on the basis of its calculation shall be carried out according to revised data of temperature;
- Data can regarded as orienteer calculated composition for the control of combustion products;
- High sensitivity of the enthalpy of the combustion products to their temperature, can lead to astatic in solving compiled based on a model system of nonlinear equations.

To solve the extended problem taken the points corresponding to $\alpha = 0.4; 0.7; 1.0$. Result calculated flow rate. Solved the problem and direct them to the relevant specified temperature and composition of the products of combustion. In mathematical correct this model, numerical solution obtained by solving system turned bad stable, depending on the initial approximation. To improve the stability of the solution had to found a hard link between the determinable variable not change during the composition of the products of combustion calculations. Relationship between the number of atoms [C] and [H] in the fuel when $\alpha = 1$ (stoichiometric compare components) has been proposed. On the one hand, at $\alpha = 1$ implies

On the other hand, if a stoichiometric amount maximum valencies oxidizing elements equal to the number of valences maximum reducing elements. Therefore, in the case, for example, hydrocarbon and oxygen, this balance can written and the balance thereof by oxygen atoms.

To solve the problem extended equation can used instead as the closing of one of enthalpy balance equations. There is no need in the equations for calculating combustion products of one of the measurements that for kerosene and oxygen is 10 equations and the number of equations in this case reduced from 33 to 23. The production conditions in the extreme regulator the ratio of the volume of races fuel and oxidant corresponding relation can defined as follows:

- The measured flow rates at the maximum temperature found;
- Is based on several measurements temperature dependence of the ratio of fuel costs and oxidant and it the maximum temperature and the corresponding ratio of the volume of expenditure;
- A combination of the first and second method found with ratios in the case of differences.

2. Results

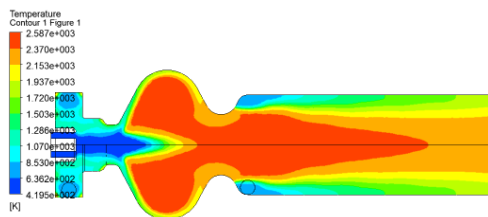
The main feature of the fermentation process – that there are two classes of bacteria and, respectively – the two types of biochemical processes. This feature sets the direction of the search for effective structures of the bioreactor, namely, two-stage with the division of the fermentation process. In this case it is possible to optimize the temperature and composition of biomass for a specific type of bacteria.

The study of multi-level processes implemented within the framework of the technology, is not feasible in terms of the one-sided approach of biological transformations. Formation of the fundamental concepts of the reactions taking place and the establishment of operating in these relationships is feasible only when a comprehensive study of all areas of the process, including chemical transformations in the substrate, the production of biofuels and the production of heat. To implement a comprehensive methodology pilot study carried out modeling of the experimental complex, allowing at the same time to study the behavior of the substrate characteristics of biogas and its burning process at different temperatures (Figure 5). Numerical modeling of aerodynamic processes in the burner of the chemical reactions. Simulated the following processes and effects: turbulence in the reaction medium, the combustion of biogas, the movement of gas particles and radiative exchange. Simulation of the gas phase (volatile, oxygen) was conducted in the Euler approximation and calculation of trajectories of solid particles is in the Lagrangian formulation.

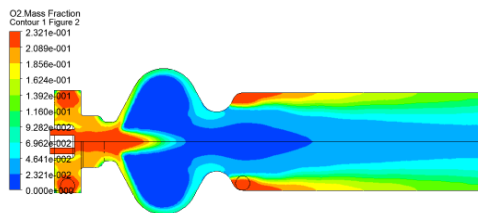
Studies have shown the possibility of organizing biogas combustion process in the burner. Based on the results of the calculation of the burner geometry changed considering the shortcomings of previous models:

- Increase the volume of the combustion field and the output section of the device, which has led to the emergence of the field of return flows and steady combustion zone is generally increasing fuel combustion efficiency up to 60%;
- Reallocate oxidant supply before and after the combustion area, which allowed increasing combustion efficiency by 18–22%;
- Organized a tangential entry of air into the mixing chamber, ensure the stability of the biogas from entering the combustion zone and the lack of breakthrough in particle oxidant supply chamber.

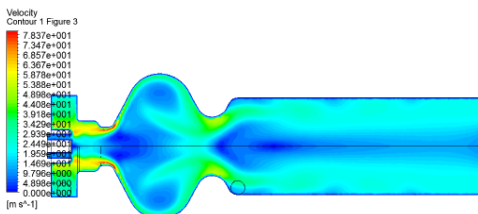
In the end, managed to develop a vortex burner device, the combustion efficiency in which the simulation results is 95%.



a) The temperature distribution in the burner section with two air inlets for $\alpha = 1.3$



b) Mass distribution of oxygen concentration in the burner section with two air inlets for $\alpha = 1.3$



c) The velocity field in the burner section for $\alpha = 1.3$

Fig. 5. The temperature distribution in the burner section

Evaluation of the completeness of combustion device carried to the supply of fuel. For emitted during combustion of biogas analyzed picture of the concentrations of biogas and its dynamics.

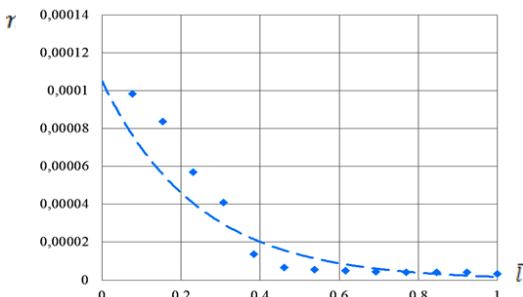


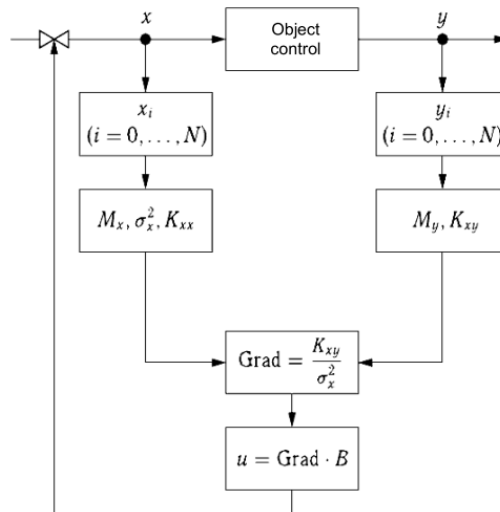
Fig. 6. The analysis of the biogas concentration

During the experiments, the value is fixed, and examined the relationship of volumes of sewage sludge and biogas produced, their elemental composition, thermo-chemical characteristics of the substrate, the processes of ignition and combustion of biofuels. A separate study of production processes and the combustion of solid fuel: volume, calorific value, ash content, content of harmful substances in exhaust gases, and others.

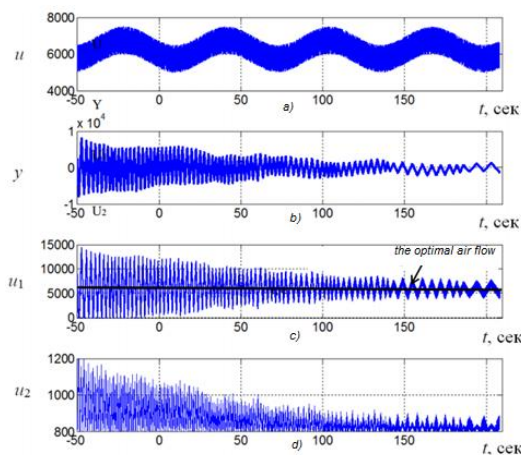
Trial calculations and comparisons of results show a high sensitivity and a large error in the determination of the quantitative composition of the conditional formula fuel and enthalpy. However, the error in determining the composition of combustion products, and not so great in this case does not exceed half of the second significant digit numbers that corresponds to a relative error of about 0.05 (the allowable precision engineering).

A mathematical model based on the type of equations for the fuel gas to determine the quantitative composition of its conditional formula, the enthalpy of the fuel composition of the combustion products using as input values of measured process parameters (fuel cost components corresponding their temperature in the combustion chamber), the well-known element (high-quality) fuel composition ([C], [H], [O]).

The mathematical precision of the model allows to use the data on its basis to assess the sensitivity of the results of calculations based on errors of measuring channels: temperature, combustion products and fuel costs and an oxidant.



a) block diagram of the algorithm of extreme control



b) the simulation results: u – the drift of extreme characteristics; y – a reparative extreme regulator; u_1 – error management; u_2 – the output signal with the extreme object

Fig. 7. Structural CAP program MATLAB and – transitional system for extreme process efficiency regulation

3. Conclusion

Experimental results of the coal waste conversion in the superheated steam flow presented. The method of the experimental data processing developed with the help there are identified kinetics kinetic regularities of the steam conversion. There obtained estimates of the convective heat transfer coefficient of the granular material layer with the steam.

The simulation results of the automatic control unit operation confirmed the efficiency of the developed model. The resulting model of extreme regulation of the combustion process in the furnace can improve the energy performance of the work by maintaining optimum efficiency values. Proved developed a simulation of extreme performance regulation model when changing the reference signal, ie, the maintenance of the boiler efficiency at the same level with a given accuracy.

Modern technology for municipal wastewater treatment is associated with the consumption of significant amounts of electricity and heat. Under conditions of acute energy crisis, the problem of reducing these energy costs with alternative energy sources available on the treatment facilities themselves and constantly renewing is acutely relevant.

This article has viewed as an object of control installation for co-incineration of biogas and natural gas. Mathematic proposed model and method that allows the combustion process of the fuel its composition and ensure optimal parameters of the combustion process. The mathematical model of the process of adsorption of biogas and natural gas.

References

- [1] Bolshakov N.Y.: Process optimization in the aeration tank – septic tank to minimize the discharge of organic and nutrient. Ph.D. Thesis, Sant Peterburg 2005.
- [2] Eaton A.M., Smoot L.D., Hill S.C., Eatough C.N.: Components, formulations, solutions, evaluation, and application of comprehensive combustion models. *Progress in Energy and Combustion Science* 25, 1999, 387–436.
- [3] Haseli Y., van Oijen J.A., de Goey L.P.H.: Reduced model for combustion of a smali biomass particie at high operating temeratures. *Bioresource Technology* 131, 2013, 397–404.
- [4] Haseli Y., van Oijen J.A., de Goey L.P.H.: A detailed one-dimensional model of combustion of a woody biomass particie. *Bioresource Technology* 102, 2011, 9772–9782.
- [5] Kvyetnyy Kvyetnyy R.N. et al.: Modification of fractal coding algorithm by a combination of modern technologies and parallel computations. *Proc. SPIE 9816, Optical Fibers and Their Applications 2015, 98161R* [doi: 10.1117/12.2229009].
- [6] Ławicki T., Zhirnova O.: Application of curvelet transform for denoising of CT images. *Proc. SPIE 9662, Photonics Applications in Astronomy,*

- Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments* 2015, 966226, [doi: 10.1117/12.2205483].
- [7] Lu H., Robert W., Peirce G., Ripa B., Baxter L.L.: Comprehensive study of biomass particie combustion. *Energy & Fuels* 22, 2008, 2826–2839.
- [8] Melgar A., Perez J., Laget H., Horillo A.: Thermochemical equilibrium modelling of a gasifying process. *Energy Conversion and Management* 48, 2007, 59–67.
- [9] Moskvina S.M. et al.: Evaluation of the impact of uncontrolled parametric perturbations on stability of automatic systems with logical control units. *Proc. SPIE 9816, Optical Fibers and Their Applications 2015, 98161X*, [doi: 10.1117/12.2229136].
- [10] Nikolaev A.N., Bolshakov N.Y., Fetyulina I.A.: Investigation of the effect of age on the efficacy of activated sludge biological defosfotatsii in the aeration tank – secondary settling tank. *Water and Environment: Challenges and results* 2/2002, 12.
- [11] Porteiro E., et al.: Mathematical modelling of the combustion of a single wood particie. *Fuel Processing Technology* 87, 2006, 169–175.
- [12] Thunman H., et al.: Combustion of wood particles – a particie model for Eulerian calculations. *Combustion and Flame* 129, 2002, 30–46.
- [13] Walters D., Cokljat D.: A three-equation eddy-viscosity model for reynolds-averaged navier-stokes simulations of transitional flows. *Journal of Fluids Engineering* 130, 2008, 121401:1–14.
- [14] Williams A., et al.: Pollutants from the combustion of solid biomass fuels. *Progress in Energy and Combustion Science* 38, 2012, 113–137.
- [15] Wornat M., et al.: Single-particle combustion of two biomass chars. 26th Symposium (Int.) on Combustion, 1996, 3075–3083.
- [16] Wójcik W., Zhirnova O.V., Kulakova E.A., Imanbekov B.T.: Development of an automated system diagnostics and management of biogas combustion process. *Proceedings of the Second International scientific-practical conference "Information and telecommunication technologies: education, science and practice"*, Volume II, Almaty, Kazakstan, 2015.
- [17] Zhirnova O.V., Kozhamberdieva M.I., Imanbek B.T.: Gasification process for vapor flow, temperature, and raw materials. *Proc. of the IV International Conference "Global Science and Innovation"*, Chicago, USA, 2015.
- [18] Yang Y.B. et al.: Combustion of a single particie of biomass. *Energy & Fuels* 22, 2008, 306–316.

M.Sc. Eng. Oxana Zhirnova

e-mail: oxana_fedoseyeva@mail.ru

Oxana Zhirnova was born on May 22, 1976 in Almaty, Kazakhstan. Doctoral candidate in the specialty Automation and Control in Institute of Information and Telecommunication Technologies at Kazakh National Research Technical University after K.I. Satpaeva (Satbayev University, Almaty, Kazakhstan). Oxana Zhirnova takes scientific-research work and actively participates in international conferences. In her scientific work deals with the advanced control techniques and more recently the optimization of the combustion process. Research field covers wide variety of methods in industrial diagnostics and control as well as applications of artificial intelligence methods in industrial diagnostics. Author of nearly 40 publications in this research area.



otrzymano/received: 15.06.2016

przyjęto do druku/accepted: 22.11.2017

SUPPLY CHAIN RISK MANAGEMENT BY MONTE CARLO METHOD

Tomasz Rymarczyk^{1,2}, Grzegorz Kłosowski³

¹Research and Development Center, Netrix S.A., Lublin, ²University of Economics and Innovation in Lublin,

³Lublin University of Technology, Faculty of Management, Department of Organization of Enterprise

Abstract. In this paper, the conceptual model of risk-based cost estimation for completing tasks within supply chain is presented. This model is a hybrid. Its main unit is based on Monte Carlo Simulation (MCS). Due to the fact that the important and difficult to evaluate input information is vector of risk-occur probabilities the use of artificial intelligence method was proposed. The model assumes the use of fuzzy logic or artificial neural networks – depending on the availability of historical data. The presented model could provide support to managers in making valuation decisions regarding various tasks in supply chain management.

Keywords: project management, decision support systems, neural networks, fuzzy logic

ZARZĄDZANIE RYZYKIEM ŁAŃCUCHA DOSTAW ZA POMOCĄ METODY MONTE CARLO

Streszczenie. W artykule zaprezentowano przykład zastosowania hybrydowego systemu wspomagania decyzji w kontekście zarządzania ryzykiem w łańcuchu dostaw. Główny moduł sterownika bazuje na koncepcji symulacji Monte Carlo. Wektor danych wejściowych zawiera istotne informacje, których wyrażenie w postaci zmiennych ilościowych stanowi wyzwanie, w związku z czym zaproponowano użycie sztucznej inteligencji. W zależności od dostępności do danych historycznych, sterownik decyzyjny stosuje sieci neuronowe lub logikę rozmytą. Zaprezentowane rozwiązanie może stanowić wsparcie dla menedżerów podczas podejmowania decyzji będących odpowiedzią na różnorodny ryzyka w obszarze zarządzania łańcuchem dostaw.

Słowa kluczowe: zarządzanie projektami, systemy wspomagania decyzji, sieci neuronowe, logika rozmyta

1. Introduction to risk management concept

Observation of current megatrends and the way companies run their business today shows that the key factors for enhancing competitiveness are innovation in the area of product, technology, organization and marketing. Introducing new products and services [8] and increasing the level of business processes is becoming increasingly difficult. The reason of this fact is high cost of improvements and strong competition – especially from large companies. In order to increase efficiency, companies try to optimize processes, which often involves cooperation in many areas of business. Cooperation involves the exchange of information and goods (parts, products) between economic operators. The aim of the co-operation is to minimize costs and increase the flexibility of the company, for example, the readiness to complete complex orders. Cooperation necessitates delegating some tasks outside of one's own organization, which in turn increases the risk of various types of disruptions. These disruptions can affect the supply chain, supply, transportation, production and demand fluctuation (figure 1).

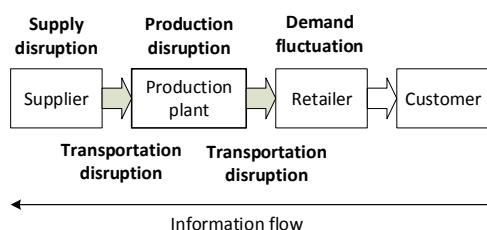


Fig. 1. Different disruptions in a manufacturing supply chain system [7]

Handling of orders where there is a high risk of supply chain disruptions is most often associated with the need for a design approach, which in turn requires time scheduling, resources and costs management. Precise cost calculation and evaluation of time execution for these types of orders is a must, as the customer agreement requires, among other things, a delivery deadline and price.

Examples of challenges that require specific supply chain risk management are:

- complex construction and infrastructure projects,
- managing of transport of large objects,
- organization of transport of elements requiring multimodal transport (over long distances, eg transcontinental transport),
- production organization in the automotive industry.

In literature, there are various attempts of risk classification which prove that risk is a multidimensional and complex phenomenon [9]. Risk modelling is a developing and ongoing process [13] what makes the risk one of the main reasons for the erroneous cost calculations of projects [10]. There is a crucial necessity for a cost estimation method that covers all estimation factors. There are many proposals that suffer from a lack of scientific justification for the results, that is, lack of describing how technically the results have been achieved [2].

For projects requiring supply chain management, there is a significant increase in the risk of failure to meet deadlines and over budget. Successful estimation of prices for differentiated orders requiring complex logistical support is more difficult, the more the factors that the contractor has limited influence or that are completely independent of him. Such factors include: cooperation, currency fluctuations, severe construction and material requirements, or accidents at work [3]. In the case of exceeding the deadline, contractors are subject to contractual penalties, customer loss, and worse, the depreciation of reputation, which is a crucial value and is a strategic success factor.

Under these circumstances, it is an important challenge to develop an effective risk minimization approach for time-cost valuation of atypical supply chain management tasks [14].

There are three criteria for measure the effectiveness of the cost estimation method for project tasks requiring supply chain management due to the risk associated with their implementation. These are: predictability, speed and ease of use. There is no doubt that to meet these criteria IT-based techniques should be used. In this paper an expert system for decision support in the valuation process was described. There are many types of software that integrate business processes and logistics, but in this case the problem is more sophisticated. The problem is the connection of the kinds of disruptions with quantitative results – such as costs and time.

Literature analysis allows us to identify some of the most commonly used methods of estimating project risk. These include the following methods: Fuzzy Logic (FL), Artificial Neural Networks (ANN), Monte Carlo Simulation (MCS), Support Vector Machines (SVM) [11].

Fuzzy logic (FL) can be used in the estimation of time-cost risk especially when historical data are not accessible [1, 4, 5, 12]. In such a case the good idea is to use heuristics. For example the known methods are the Delphi method [6] or the Brainstorming method. Heuristics are recorded in linguistic form as so called reasoning rules, which in the next stage constitute the core of the fuzzy inference system. In this method, in addition to the rules of

inference, it is necessary to select the appropriate inputs, membership functions and defuzzification method.

The most commonly used ANN variant is multilayer perceptron (MLP). In this shape the ANN method can be effective only if we have a sufficiently large number of relevant historical data from which to create a training, test, and validation sets. It is also difficult to find cause-and-effect relationships between properly chosen input variables and the cost or the completion date of the order.

The popularity of Monte Carlo Simulation is due to its versatility and ease of use. The MCS method is a quantitative method that involves assigning individual types of risk to probability of its occurrence. The consequence of an unexpected occurrence may be an unplanned change in the cost and completion date of the order or contract which can be treated as a project.

The weak point of this method is the need for deterministic determining probabilities of the various types of project risks. Typically, this is done by one expert or group of experts with experience in the field. Still, the decision on the appointment of the assessed level of risk events is a decision laden with a high degree of subjectivity. This is a major drawback of the MCS method.

The SVM method is somewhat similar to the ANN/MLP method because of the need to have a historical set of data for the training process. Compared to ANN, the strength of the SVM method is to find a global minimum and resistance to overtraining. The disadvantage is the slow training by which calculations take a long time.

As can be seen from the above description, each of these methods has significant constraints that hinder its application in relation to cost estimation and likewise the duration of individual contracts that may be considered as separate design tasks.

In order to eliminate the disadvantage of subjectivity, present in the classical version of the MCS method, artificial intelligence can be applied in the process of estimating the probability of occurrence of individual project risks.

For companies that do not have historical data in shape that would be ready to be used to train the neural network or the SVM driver, the method based on heuristics can be implemented. One such method is Fuzzy Logic.

It can be argued that the use of hybrid system using the artificial intelligence method to determine the probability of project risks in Monte Carlo Simulation will improve the efficiency of this method. The improvement is achieved by minimizing the subjectivity of the decisions being made.

The second thesis states that determining the probability of design risks by artificial intelligence methods is more reliable than the deterministic method – based on subjective expert judgment.

2. Concept of risk management system

Table 1 shows an example of how to calculate project risks related to supply chain disruptions using Monte Carlo simulations. Column 1 contains the Risk Breakdown Structure. Column 2 lists the identified disruptions. Column 3 contains the subjective probability of occurrence of a given type of risk.

Column 4 contains the cost of risk to be incurred if it occurs. By analogy, the risk of exceeding the project completion deadline can be set, replacing the cost with time. In that case the set of risks in column 2 should also be changed.

Column 5 contains the expected value of the risk that is the product of the columns 3 and 4. The sum of the column 5 is 621.40 EUR. This is a weak spot because it is not enough to cover the cost of a single R-2 risk (900.00 PLN). Columns 6 and 7 allow running simulations of many risk variants. Column 6 uses function generating the random real numbers in the interval (0,1). Column 7 contains the following logical conditional formula: if column 3 is bigger or equal column 6 then column 7 is equal column 4.

Table 1. Risks of disruptions in supply chain

Risk Breakdown Structure (DBS)	Identified disruptions	Probability	Cost [PLN]	Calculated cost [PLN]	Random risk	Simulation results [PLN]
1	2	3	4	5	6	7
R-1	Cooperation disruptions	0.23	600.00	138.00	0,05	600.00
R-2	Damage to shipments in transit	0.09	900.00	81.00	0,64	
R-3	Dealy in transport	0.12	500.00	60.00	0,01	
R-4	Production disruptions	0.45	300.00	135.00	0,99	
R-5	Suppliers delays	0.22	160.00	35,20	0,75	
R-6	Demand fluctuations	0.36	490.00	176,40	0,27	490.00
O-1	Exchange rate differences in currency settlements	0.07	-60.00	-4,20	0,20	
Sum:				621.40		1090.00

The sum of column 7 contains the cost of risk in a simulated single case. After making 2000 simulations using the random number generator we obtain a cumulative probability graph (cumulative distribution), which is shown in Figure 2.

The horizontal axis contains risk costs for each scenario. On the vertical axis, the population of scenarios, calculated as a percentage of all possible situations. The most favorable scenario assumes that the project risk will result in additional revenue (negative cost), but the probability of such a scenario is close to zero.

When planning the cost of ordering a supply chain, two opposing goals should be considered: minimizing costs and minimizing the effects of disruptions. As shown in Figure 2, if we increase the budget by an additional PLN 2500, which we will spend on minimizing project risk, we will almost certainly be 100% sure that the project will fit in the budget. The disadvantage of such a solution is that it costs too much to make the customer to pay for them. That is why there is a need to look for compromise solutions. It can be assumed that the appropriate compromise is the risk cost probability oscillating around 80%, which corresponds to 1000 PLN additional cost associated with project risks. It can be noticed that 80% of the population of all scenarios is to the left of this amount.

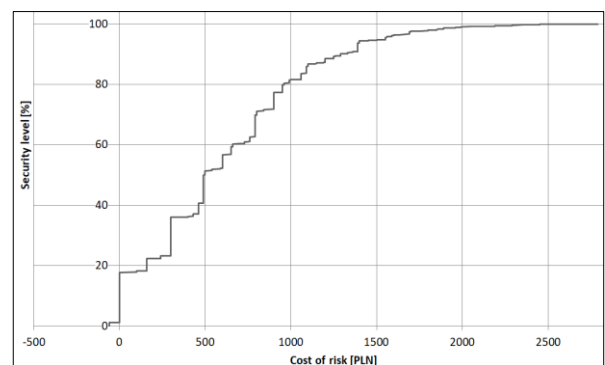


Fig. 2. Security level vs. Cost of risk

Artificial Intelligence can be used to remove the element of subjectivity in the probability selection of individual risks (tab. 1, column 3). The algorithm for designing a hybrid design risk assessment system is shown in Figure 3.

The first step in the design process is to identify all potential risks that may affect the cost and timing of business contracts. The next step is to assign the identified quantitative risk measures. They provide input for individual decision modules that determine the probability of occurrence of particular risks.

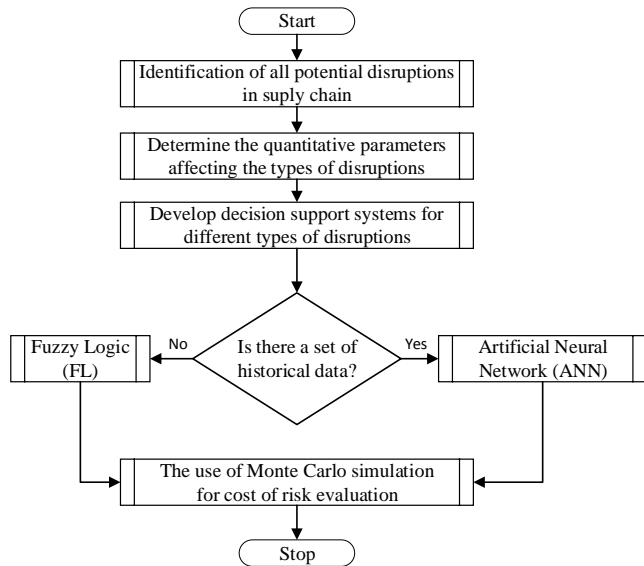


Fig. 3. Algorithm for designing an evaluation system for project risk costs calculation in supply chain management

If the system can be powered by properly prepared (tabulated) historical data, you can create an ANN based decision subsystem. Otherwise FL can be used.

The SVM method has been omitted in the present considerations because of too much computing slowness, thus failing to meet the previously defined criteria for an appropriate speed of operation and, consequently, also the ease of use criterion.

It is important to note that when determining the input vectors for each module that determines the probability of risk the availability of data should be taken into account.

For example, it can be assumed that the risk R-1 (subcontractor errors) depends on the criteria presented in Table 2 corresponding to the intelligent project risk estimation subsystem presented in Fig.4.

Table 2. Inputs features for evaluation risk of disruption R-1 "Cooperation disruptions"

IBS	Input feature name	Measure
1	2	3
Input-1	Number of tasks in the supply chain requiring external cooperation services	[pcs]
Input-2	The lowest rating of the co-operative's history among the external service providers involved in the completing of the order	[%]
Input-3	The lowest result from external audits carried out at the contractors participating in the completing of the order	[1,2,...,10]

Column 3 in Table 2 contains methods for measuring the input characteristics of the R-1 module. While the measurement of the Input-1 feature is quite obvious, the situation is getting complicated by Input-2 and Input-3.

For example, to determine the percentage value of the Input-2 it is necessary to evaluate the timeliness of all subcontractors. It is possible to set the number of all orders in the past from given subcontractor (c) and the total number of claims from given subcontractor (S_o). By setting the ratio c to S_o , we can get an Input-2 percentage.

Input-3 may take values from 1 to 10, where 1 denotes a low quality rating. Input-3 needs to have the results of audits, taking into account the quality assurance systems of each of the partners. It should be noticed that, despite the fact that the values of the Input-3 characteristics are determined by experts, they are still reliable. They are the result of the analysis of appropriate

measures defined within the internal quality systems of subcontractors. If the system is certified (eg ISO 9001), evaluation of the quality system based on the indicators is much easier. Otherwise, the evaluation requires dedicated methods of Input-3 reliable measurement.

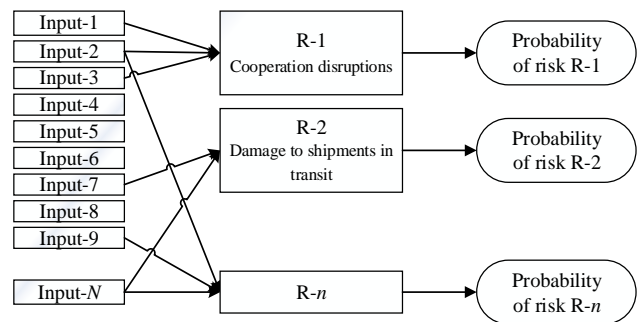


Fig. 4. Intelligent project risk estimation subsystem

Generated at the outputs of intelligent subsystems the probability values of the individual project risks are inputs to the Monte Carlo Simulation risk calculation system.

Figure 4 presents an intelligent subsystem for project risk estimation. On the left is an N -element vector of identified inputs. These are features that may affect the n -elemental set of risks. As a rule, always $N \geq n$.

As can be seen from Fig. 4, one input (e.g. Input-2) can supply two or more units for estimating probabilities of R- i risk.

Figure 5 shows a complete hybrid scheme for project risk calculations within the supply chain. It can be seen that the system consists of three main subsystems – Fuzzy Logic, Artificial Neural Networks and Monte Carlo Simulation (MCS).

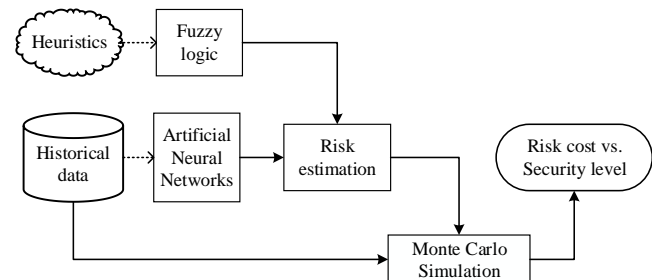


Fig. 5. Hybrid system for project risk costs calculation in supply chain management

Fig. 6 presents a model of fuzzy controller operation which objective is R-1 risk value estimation. Each of the three rows of membership functions corresponds to one fuzzification rule. The first three columns of the membership function correspond to the three input variables of the R-1 controller (see Fig. 4). The last, fourth column, reflects the output parameter which is computed through the determination of the centroid of a plane figure. It is the result of the compilation of several inference rule graphs (right bottom corner of Fig. 6). In the present example, the R-1 output variable is 0.402.

Figure 7 shows the spatial diagrams illustrating relationships between two selected input variables: Input-1 (number of tasks in the supply chain requiring external cooperation services) and Input-2 (the lowest rating of the co-operative's history among the external service providers involved in the completing of the order). The irregular shape of the surface indicates a complex function which transfer inputs into outputs. Therefore, it can be obvious that the try of describing these relationships with a mathematical formula would be very difficult. This fact explains to a high extent the sense and benefits of using fuzzy logic to solve problems connected with decision support systems and processes.

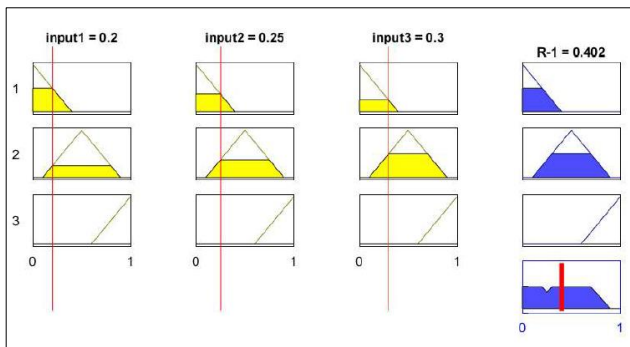


Fig. 6. Inference rules in fuzzy logic unit

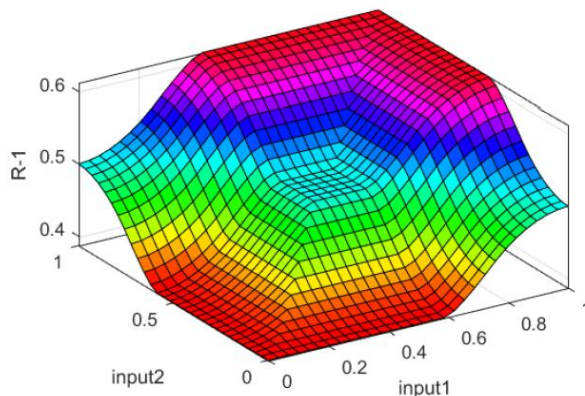


Fig. 7. Response surface of the fuzzy controller

3. Remarks and conclusion

This paper presents the way of implementation of Monte Carlo Simulation and artificial intelligence for the problem of risk calculation in supply chain management. Individual character of particular supply chain tasks allows to treat them as separated projects. A model of the hybrid decision support system, consisting of historical data, heuristics, fuzzy logic, artificial neural networks, risk assessment module and MCS cost estimation module, was proposed. An appropriate algorithm for designing an evaluation system for project risk costs calculation in supply chain management was developed.

The decision support system has a multistage structure. It means that the output of the previous module is the input of the next module. For example, the results of the fuzzy controller are input data for the subsystem for risk cost estimation with the use of Monte Carlo Simulation.

For a method to be effective and effective, it must be easy to apply and deliver results in no time. The MCS method is based on an iterative algorithm. This is the more accurate the more iteration is done by it, but subsequent iterations lengthen the calculation time. It is therefore necessary to establish a compromise between the desired accuracy of risk cost estimation and the number of computed iterations.

For ANN that require historical data, an automatic training mechanism should be included. Over time, the number of training cases increases. These data should be successively attached to the training set and participate in the network training process.

In this paper the two initially formulated, mutually complementing hypotheses stated that the use of hybrid systems based on MCS and artificial intelligence allow to get accurate results of project risk calculations. The truthfulness of the hypotheses was confirmed. It was possible by introduction of logical and coherent vision of reasoning rules, which could replace the subjective hence imperfect decisions taken by human.

References

- [1] Ameyaw E.E., Chan A.P.C: Evaluation and ranking of risk factors in public-private partnership water supply projects in developing countries using fuzzy synthetic evaluation approach. *Expert Systems with Applications* 42(12), 2015, 5102–5116 [doi: 10.1016/j.eswa.2015.02.041].
- [2] Elfaki A., Alatawi O., Abushandi E.: Using intelligent techniques in construction project cost estimation: 10-Year Survey. *Advances in Civil Engineering* 2014, Article ID 107926 [doi: 10.1155/2014/107926].
- [3] Fragiadakis N.G., Tsoukalas V.D., Papazoglou V.J.: An adaptive neuro-fuzzy inference system (ANFIS) model for assessing occupational risk in the shipbuilding industry. *Safety Science* 63/2014, 226–235.
- [4] Hu J., Shen E., Gu Y.: Evaluation of Lighting Performance Risk Using Surrogate Model and EnergyPlus. *Procedia Engineering* 2015, 522–529.
- [5] Idrus A., Nuruddin M.F., Rohman M.A.: Development of project cost contingency estimation model using risk analysis and fuzzy expert system. *Expert Systems with Applications* 2011, 1501–1508.
- [6] Klosowski G., Gola, A.: Risk-based estimation of manufacturing order costs with artificial intelligence. *Computer Science and Information Systems (FedCSIS), Federated Conference on. IEEE, 2016, 729–732.*
- [7] Paul S.K., Sarker R., Essam D.: Managing risk and disruption in production-inventory and supply chain systems: A review. *Journal of Industrial and Management Optimization* 12.3/2016, 1009–1029.
- [8] Radke A.M., et al.: A risk management-based evaluation of inventory allocations for make-to-order production. *CIRP Annals-Manufacturing Technology* 2013, 459–462.
- [9] Rudnik K., Deptula A.M.: System with probabilistic fuzzy knowledge base and parametric inference operators in risk assessment of innovative projects. *Expert Systems with Applications* 2015, 6365–6379.
- [10] Rush C., Roy R.: Analysis of cost estimating processes used within a concurrent engineering environment throughout a product life cycle. 7th ISPE International Conference on Concurrent Engineering, Lyon, France, July 17th-20th, Technomic Inc., Pennsylvania USA, 2000 58–67.
- [11] Schwarz I.J., Sandoval-Wong J.A., Sánchez P.M.: Implementation of artificial intelligence into risk management decision-making processes in construction projects, 2015, 361–362.
- [12] Sentia P. D., Mukhtar M., Shukor S. A.: Supply chain information risk management model in Make-to-Order (MTO). *Procedia Technology* 2013, 403–410.
- [13] Taroun A., Yang J. B., Lowe D.: Construction risk modelling and assessment: Insights from a literature review. *The Built and Human Environment Review* 2011, 93.
- [14] Taylan O. et al.: Construction projects selection and risk assessment by fuzzy AHP and fuzzy TOPSIS methodologies. *Applied Soft Computing* 2014, 105–116.

Ph.D. Tomasz Rymarczyk
e-mail: tomasz@rymarczyk.com

He is the director in Research and Development Center in Netrix S.A. He also is assistant professor in the University of Economics and Innovation, Lublin, Poland. His research area focuses on the application of non-invasive imaging techniques, electrical tomography, image reconstruction, numerical modelling, image processing and analysis, process tomography, software engineering, knowledge engineering, artificial intelligence and computer measurement systems.



Ph.D. Grzegorz Klosowski
e-mail: g.klosowski@pollub.pl

Assistant Professor in Department of Organization of Enterprise at the Faculty of Management of Lublin University of Technology. The research interests of the author include artificial intelligence, simulation and modeling of engineering and business processes. Leader and participant in several implementation projects. Chairman of the Board of the Special Purpose Vehicle of POLLUB-Invest Ltd., whose purpose is indirect commercialization.



otrzymano/received: 02.10.2017

przyjęto do druku/accepted: 22.11.2017

THE USE OF PETRI NETS IN DECISION SUPPORT SYSTEMS BASED ON INTELLIGENT MULTIPLY SOURCE DATA ANALYSIS

Tomasz Rymarczyk^{1,2}, Grzegorz Kłosowski³, Tomasz Cieplak³

¹Research and Development Center, Netrix S.A., Lublin, ²University of Economics and Innovation in Lublin

³Lublin University of Technology, Faculty of Management, Department of Organization of Enterprise

Abstract. *The paper deals with the design of data analysis systems for business process automation. A general scheme of decision support system was developed in which one of the modules is based on Petri Nets. The way of implementation of Petri Net model in optimization problem regarding service-oriented decision support system was shown. The Petri Net model of distribution workflow was presented and simulation experiments was completed. As a result the optimal solution as a set of parameters was emerged.*

Keywords: Petri nets, decision support systems, data analysis, business data processing

ZASTOSOWANIE SIECI PETRIEGO W SYSTEMACH WSPOMAGANIA DECYZJI OPARTYCH NA INTELIGENTNEJ WIELOŹRÓDŁOWEJ ANALIZIE DANYCH

Streszczenie. *Artykuł dotyczy problematyki projektowania zautomatyzowanych systemów analizy danych biznesowych. Opracowano ogólny model systemu wspomaganie decyzji, w którym jeden z modułów funkcjonuje w oparciu o sieci Petriego. Zaprezentowano sposób implementacji sieci Petriego do realizacji zadań optymalizacyjnych dotyczących zorientowanego na usługi systemu wspomaganie decyzji. Przeprowadzono szereg eksperymentów symulacyjnych wykorzystując model przepływu pracy utworzony na bazie sieci Petriego. Rezultatem badań było wyłonienie optymalnego zbioru parametrów procesu biznesowego.*

Słowa kluczowe: sieci Petriego, systemy wspomaganie decyzji, analiza danych, przetwarzanie danych biznesowych

1. Introduction

In this paper, there was presented the concept of an information system for analysis to preserve, optimize and generate innovative business data mining processes. Business models are based on data from external sources, data warehouses, and data from web resources. Creates a process base that is a resource for computational intelligence algorithms. The functionality of intelligent decision support and business process modelling is the management of strategic information, the analysis of information coming from the immediate and indirect business environment and influencing its strategic development. Traditional approach to systems development is concentrated on building applications, not services. Systems built that way are not flexible and are difficult to scale. Nowadays, one of major issues is that how to capture users' frequently changing needs and expectations and to support those with dynamic business processes. Moreover, analytical systems design must take into consideration that there are multiple channels of data that may need to be accessed and incorporated for further exploration [10]. One of key characteristics of cloud is on-demand and secure access to scalable data exploration resources. Recently, main players of cloud-based services market introduced wide range of tools for data scientists. They enable analytical systems to aggregate a number of services with computing algorithms that are capable to provide dynamic solutions of data analysis tasks. Cloud-based analytical systems provide unlimited access to various data types and sources. It gives us an ability to process high volume and wide variety of data with high velocity and veracity, which means Big Data solutions [4].

2. The concept of decision support system

Research based upon bibliography shows that cloud-based services are more widely adopted throughout last few years [2, 3]. Data can be analysed as a historical one, by batch processing (the oldest paradigm of data analysis). Data in constant flow are gathered as a real time insight and analyzed by stream analytics system – it's opposed to system operating with batch processing [14]. The third type of data processing is interactive analytics, where the process of data exploration is processed ad hoc – mainly for testing as well as algorithm development purposes. There are needs to combine analytical method together in one of examples of such solutions, the Lambda architecture, introduced by Nathan Marz. It is a robust framework for ingesting streams of real-time data as well as providing efficient analytics of historical data [4].

The approach of design of decision support system is focused on analytical engine, as seen in Figure 1. Every single functionality is contained within one separated microservice. They are communicating with each other and the rest of the system using message broker, which accept messages, queue them up and route them to destination(s). The core of analytical part of the system is included in Analytical System Domain. The analytical problem is formulated inside Processing Domain of Incoming Orders and then the using the third, Process Execution Domain subsystem, the final result of analytical work is exposed to the client for further processing. All of the subsystems mentioned here communicate with each other using RESTful API and data is exchanged in JSON format.

An order arriving into Processing Domain is examined and then order conditions, with combination of data from CRM, are formulated. Next, data are processed inside Analytical System Domain. The first step is determination of process' type, that is triggered by data arrival. Every type of process has defined a number of templates which describe the process workflow in detail. In Process Template Determination microservice it is decided which template to apply. This step is very important because it determines the quality and speed of decision making process. In order to pick the right template the system needs information from three subsystems: present information about company's resources, historical usage of templates for similar process type and data calculated from analytical method (e.g. Petri Net or Fuzzy logic). In the simplest case, if the present resources are sufficient and history of use is existing for similar condition of processed order, the historical template is chosen and detail information about process solution is sent to Process Execution Domain. For everyday use the system will take information about the order and present resources state and use this information as arguments for running analytical modules. The result of the analytical work is referral template, which will be used to proceed the workflow for a given process. Process Execution Domain has a task to communicate with other company's systems to conduct the chosen process template.

3. The use of Petri Nets in business process analytics

Petri Nets are a well-known method used to model discrete processes [7, 11]. A large number of approaches proposes to model a hybrid system [1]. Hybrid systems are defined as dynamic systems that include many kinds of states: continuous states,

discrete-states and event variables [12]. Hybrid systems arise in many different fields, including aerospace, embedded systems, robotics, automation, biological and chemical systems, transportation, mixed-signal (analogue-digital) integrated circuits, power systems, oil operation and transportation, process control, etc. The common Petri nets method was extended to include different features and functions for specific modelling purposes, which include time Petri nets, coloured Petri nets [6], stochastic Petri nets [8], fuzzy Petri nets [9] and object-oriented Petri nets [5]. Optimisation problems can also be solved using other techniques, such as genetic algorithms.

Figure 2 shows the general business process model that can be applied in a manufacturing enterprise. The process consists of four main parts: design, manufacturing, distribution and retail. Each of the listed parts of the main process contains many sub-processes that can be implemented through well-functioning systems. Systems consist of human, material, financial and information resources. In the Petri Net model the circles means states and the squares stand for transitions (tasks). The states are the moments in time (e.g. dates, conditions or events). The inherent feature of each transitions is time.

The considered case refers to distribution workflow. Figure 3 presents the Petri Net model of order processing within distribution workflow. The process begins when the order from customer is placed. Usually, in highly automated information

systems, these task is performed by the computer but finally an information about such fact must be carried out to proper employee. The next step is to check the payment. This task is supervised by accountant. If the payment is not make in a due time then the order must be cancelled and the suitable information should be send to the customer. In case the payment is right the next check is needed. The warehouse specialist should find out if the ordered item is in stock. If so, the next step of workflow is dispatching. Otherwise an order should be deleted and the payment must be send back to the customer bank account. Just after dispatching process is started the need of checking recipient address is occurred. If address is correct the order can be dispatched, if not the address must be corrected. For parcel delivery the outside courier company is outsourced.

In Figure 4 the way of time settings for “Order preparing for dispatch” task is presented. Two parameters should be set on each transition to specify the time its execution takes: the mean processing time and the mean deviation of its processing time. During simulation, the actual processing time is determined by these parameters (mean and deviation). If the given deviation time is bigger than zero, whenever the transition starts execution, a processing time is chosen with random value such that on average the chosen value will be the given mean, and the standard deviation from the mean will be the given deviation. This is achieved by using the gamma distribution.

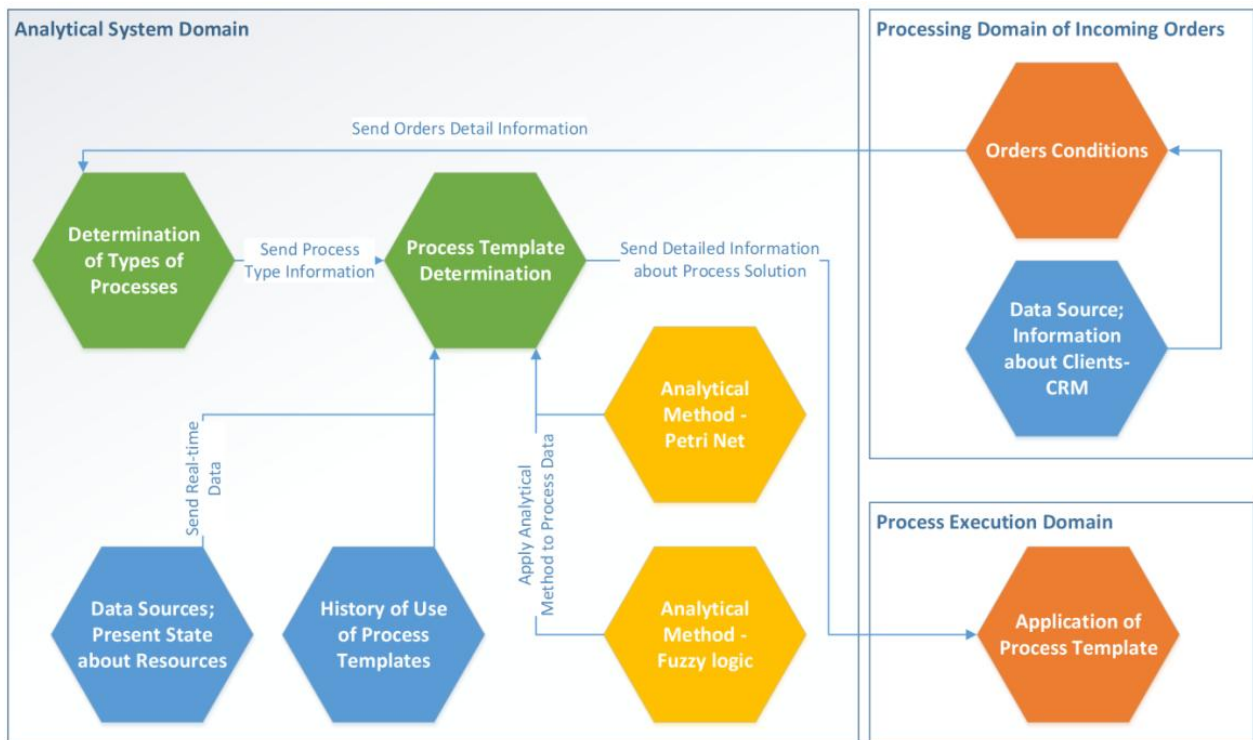


Fig. 1. Container diagram of decision support system

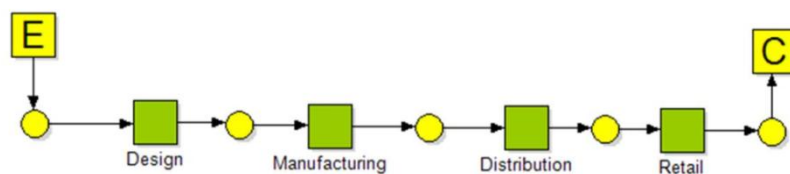


Fig. 2: Generic business process model

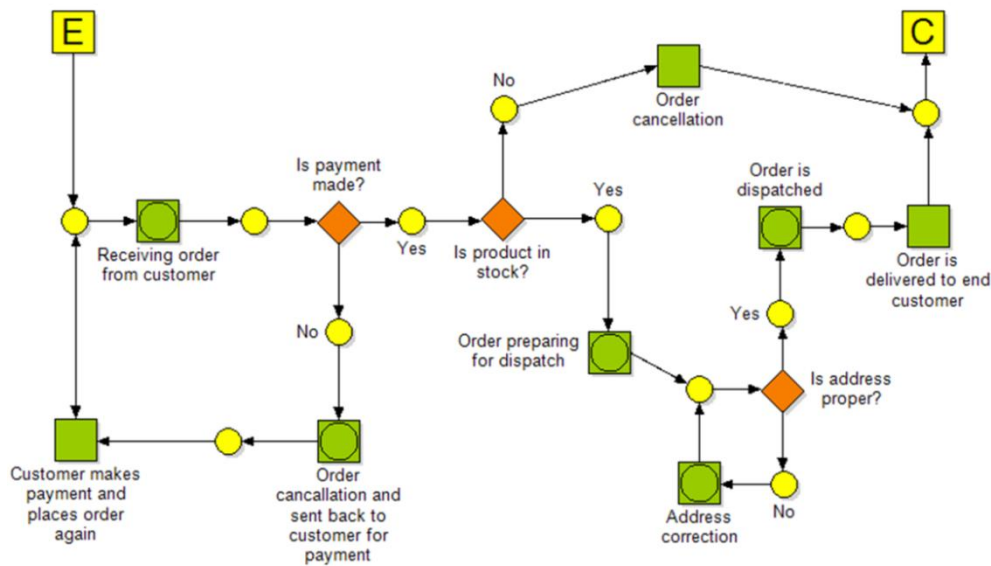


Fig. 3. Order processing within distribution workflow

Table 1 is a matrix of links the transitions (business tasks) in relation to job positions. It corresponds to the model in Figure 3. It can be noticed that the task called “Receiving order from customer” is processed by only one person employed on Sales specialist position. The task titled “Order preparing for dispatch” must be performed by two positions – Sales specialist and Warehouse specialist. For example, the task "Preparing for dispatch" shows the consistency of Fig. 3 and 4 with Table 1. In Fig. 3 the task is marked with a square with a circle, which means the activity with the given duration. The duration of the task can be seen in Fig. 4, while the names of the tasks correspond to the matrix in Table 1. Table 2 presents the results of simulation experiment. The simulation encompassed 8 hours work shift. The base time unit was minutes and the simulation time span was 480 minutes. There are four types of positions that were taken under consideration: Accountant (A), Sales specialist (SS), Warehouse specialist (WS), Courier company (CC). Ten simulation experiments were conducted. In each experiment, the number of people employed on each job was changed. From the results listed in Tab. 2 it ensure that the optimal, or rather suboptimal, solution is presented in row no. 4. It assumes three positions of SS, one position of A and two positions of WS. The most

important output information that determines the choice of variant is the number of completed (dispatched) orders (66 orders), and the average wait time (13,99 minutes). The first value should be maximized when the wait time could be minimized. SS utilization with the value of 93.75% is too high but employing another person is rather too expensive in relation to the effect.

Fig. 4. Time settings of the task titled “Order preparing for dispatch”

Table 1. Matrix of affiliation positions for tasks

task	Accountant	Sales specialist	Warehouse specialist	Courier company
Receiving order from customer	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Is payment made?	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Is product in stock?	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Order preparing for dispatch	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Is address proper?	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Order is dispatched	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Order cancellation	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Address correction	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Order is delivered to end customer	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
Order cancellation and sent back to customer for pa	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Customer makes payment and places order again	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>

Table 2. Results of simulation experiments

ID	Input [staff quantity]			Output					
	(SS)	(A)	(WS)	Cost \bar{y}_1 [PLN]	Completed y_2 [pcs]	Cycle time \bar{y}_3 [min]	Work time [min]	Wait time [min]	SS utilisation [%]
(1)	(2)	(3)	(4)	(6)	(7)	(8)	(9)	(10)	(11)
1.	1	1	1	11,03	29	195,03	23,82	171,21	100
2.	2	1	1	9,13	46	116,33	22,19	94,14	99,42
3.	2	1	2	6,53	49	112,05	18,81	93,24	99,48
4.	3	1	2	10,61	66	37,28	23,29	13,99	93,75
5.	4	1	2	10,3	66	32,04	22,77	9,27	70,73
6.	4	1	1	10,57	53	65,97	23,92	42,05	89,34
7.	3	1	3	9,69	64	31,41	23,74	7,67	84,43
8.	4	1	3	10,79	63	29,19	23,38	5,81	65,03
9.	2	2	2	12,14	56	34,81	26,38	8,43	90,67
10.	3	1	2	9,67	60	39,76	21,62	18,15	83,88

4. Remarks and conclusion

The paper referred to the problem of process optimization in service-oriented decision support systems. The container diagram of decision support system was proposed. The presented concept considered the use of Petri Net for order processing within distribution workflow. The model consisted the ordered set of transitions and states. Important transitions were parameterized with proper times and positions. The ten simulation experiments were conducted resulting with choosing the one best solution – the quantitative vector of positions. Presented case is a proof that an efficient use of Petri Nets in service-oriented system is a possible and reasonable solution.

References

- [1] Balbis L., Ordys A., Grimble M., Pang Y.: Tutorial introduction to the modelling and control of hybrid systems. *Int J Modell Ident Control*. 2(4)/2007, 259–272.
- [2] Ben-Arieh D., Kumar R.R., Tiwari M.K.: Analysis of assembly operations' difficulty using enhanced expert highlevel colored fuzzy Petri net model. *Robotics and Computer-integrated Manufacturing* 20(5)/2004, 385–403.
- [3] Dong M., Chen F.F.: Process modelling and analysis of manufacturing supply chain networks using object-oriented Petri nets. *Robotics and Computer-Integrated Manufacturing* 17(1–2)/2001, 121–129.
- [4] Heemels W., De Schutter B., Bemporad A.: Equivalence of hybrid dynamical models. *Automatica* 37(7)/2001, 1085–1091.
- [5] Jiang Z. et al.: Colored Petri nets with changeable structures (CPN-CS) and their applications in modelling one-of-a-kind production (OKP) systems. *Computers & Industrial Engineering* 41(3)/2001, 279–308.
- [6] Klosowski G., Gola A., Świć A.: Human Resource Selection for Manufacturing System Using Petri Nets. *Applied Mechanics and Materials* 791/2015, 132–140.
- [7] Kuma S. et al.: Expert enhanced coloured stochastic Petri net and its application in assembly/disassembly. *International Journal of Production Research* 41(12)/2003, 2727–2762.
- [8] Lee J., Korbbaa O.: Modeling and scheduling of ratio-driven FMS using unfolding time Petri nets. *Computers & Industrial Engineering* 46(4)/2004, 639–653.
- [9] Tüysüz F., Kahraman C.: Modelling a flexible manufacturing cell using stochastic Petri nets with fuzzy parameters. *Expert Systems with Applications* 37(5)/2010, 3910–3920.
- [10] Vatani M., Doustmohammadi A.: Decomposition of first-order hybrid Petri nets for hierarchical control of manufacturing systems. *Journal of Manufacturing Systems* 35/2015, 206–214.
- [11] Villani E., Miyagi P.E., Valette R.: *Modelling and analysis of hybrid supervisory systems – a Petri net approach*. Springer-Verlag, London 2007.
- [12] Wu N., Chu F., Chu C., Zhou M.: Hybrid Petri net modeling and schedulability analysis of high fusion point oil transportation under tank grouping strategy for crudeoil operations in refinery. *IEEE Trans. Syst. Man. Cybern.* 40(2)/2010, 159–75.

Ph.D. Eng. Tomasz Rymarczyk

e-mail: tomasz.rymarczyk@netrix.com.pl

He is the director in Research and Development Center in Netrix S.A. He also is assistant professor in the University of Economics and Innovation, Lublin, Poland. His research area focuses on the application of non-invasive imaging techniques, electrical tomography, image reconstruction, numerical modelling, image processing and analysis, process tomography, software engineering, knowledge engineering, artificial intelligence and computer measurement systems.



Ph.D. Eng. Grzegorz Klosowski

e-mail: g.klosowski@pollub.pl

Assistant Professor in Department of Organization of Enterprise at the Faculty of Management of Lublin University of Technology. The research interests of the author include artificial intelligence, simulation and modeling of engineering and business processes. Leader and participant in several implementation projects. Chairman of the Board of the Special Purpose Vehicle of POLLUB-Invest Ltd., whose purpose is indirect commercialization.



Ph.D. Tomasz Cieplak

e-mail: t.cieplak@pollub.pl

Doctor of Engineering, acting assistant professor in the Department of Enterprise Organization in the Faculty of Management, Lublin University of Technology. He has extensive experience in preparing and conducting lectures and training. What's more, he has research experience gained in the prepared doctoral dissertation at Saga University, Japan. The area of research interest is the use model of cloud computing in the enterprise, creating systems based on SOA and the cloud computing model.



otrzymano/received: 02.10.2017

przyjęto do druku/accepted: 22.11.2017

APPLICABILITY ANALYSIS OF REST AND SOAP WEB SERVICES

Tomasz Zientarski¹, Marek Miłosz¹, Marek Kamiński¹, Maciej Kołodziej²

¹Lublin University of Technology, Institute of Computer Science, ²Sii Poland sp. z o.o. – Lublin

Abstract. Web Services are common means to exchange data and information over the network. Web Services make themselves available over the Internet, where technology and platform are independent. These web services can be developed on the basis of two interaction styles such as Simple Object Access Protocol (SOAP) and Representational State Transfer Protocol (REST). In this study, a comparison of REST and SOAP web services is presented in terms of their applicability in diverse areas. It is concluded that in the past both technologies were equally popular, but during the rapid Internet development the REST technology has become the leading one in the area of access to Internet services.

Keywords: web service, soap, rest, applicability

ANALIZA STOSOWALNOŚCI USŁUG SIECIOWYCH TYPU REST I SOAP

Streszczenie. Usługi sieciowe są powszechnie stosowane do wymiany danych i informacji w Internecie. Usługi sieciowe nie zależą od użytej platformy sprzętowej oraz od oprogramowania. W niniejszym artykule zostały omówione dwie najpopularniejsze technologie tworzenia usług sieciowych: REST (ang. Representational State Transfer) i SOAP (ang. Simple Object Access Protocol). W trakcie realizacji badań przeprowadzono analizę stosowalności tych usług w różnych obszarach zastosowań. Stwierdzono że w przeszłości obie technologie cieszyły się porównywalną popularnością, lecz w momencie gwałtownego rozwoju Internetu technologia REST stała się technologią dominującą w zakresie dostępu do usług sieciowych.

Słowa kluczowe: usługi sieciowe, soap, rest, stosowalność

Introduction

Recent years, have seen a significant increase in the development of the IT industry, as well as a change in the approach to IT systems. In the past, the computer program was associated with an application that operates within a single device. All calculations were performed on one device at a rate dependent on its technical parameters. Over time, this approach has begun to change. Client-server architecture has become popular, where the core application is on the server, and the end user uses the so-called client. The client is a lightweight application with minimal hardware requirements, allowing for the use of the system through communication with the server. The architectural division did not stop on the client-server separation and the applications became more and more fragmented. Nowadays, server applications consist of many smaller parts, operating independently of each other. They are often located on many computers located in different parts of the world. These smaller parts are called network services.

Network services have become very popular in recent years. A big impact on their popularity had the development and popularisation of the Internet. Many technologies have been developed to produce network services and represent data used for network communication. Figure 1 presents conceptual diagram showing communication between client and server using Representational State Transfer Protocol (REST) and Simple Object Access Protocol (SOAP).

In the literature there have been many studies comparing SOAP with REST in various aspects [3, 6, 7, 8].

In paper [7] authors made a technical comparison between SOAP and REST. Gomez and Miguel have addressed the general issue of SOAP based web service multimedia conferencing in the IP Multimedia Subsystem. They have used SOAP to develop web interface [3].

Potti *et al.* provided a comparative performance analysis in terms of response time between SOAP and REST. Metrics such as response time have been used to compare the performance of these Web services [8]. A similar performance analysis of SOAP and RESTful web services based on different metric for the mobile environment was carried out by Mumbaikar *et al.* But most of their results were inconclusive because of too small samples used in the experiment [6].

In this study, an analysis of the applicability of existing network services based on two popular technologies for creating network services (REST and SOAP) has been done.

The paper is organised as follows: Sections 1 and 2 include comparison of the two different technologies (SOAP and REST). Section 3 discusses the results, and section 4 summarises the paper and presents conclusions.

1. Web services

The term REST was introduced by Roy Fielding in 2000 [2], but the first edition of REST was developed in 1994 while developing the HTTP/1.0 specification. REST is a client-server architecture, in which the client sends a request to the server, the server processes it, and returns a response. Requests and responses are used to send a resource representation. The resource is represented by a URI (Uniform Resource Identifier). Four operations are used to create, read, update, and delete resources: PUT, GET, POST, and DELETE [2]. These are the standard HTTP protocol (Hypertext Transfer Protocol) functions.

The REST architecture is based on six rules: client-server architecture, statelessness, cacheability, layered system, uniform interface, and code on demand. Any application that complies with the above criteria in a dispersed system will have features such as performance, scalability, simplicity, modularity, portability, and reliability.

If the service does not meet even one of the rules listed above, it can not be referred to as RESTful [9].

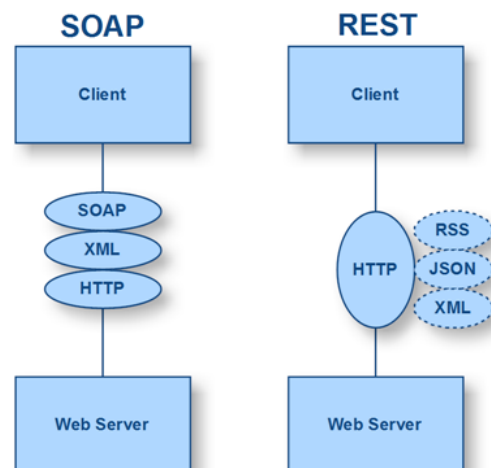


Fig. 1. Communication between client and server using REST and SOAP [10]

SOAP can be considered the main communication standard for network services. It is defined by the W3C (World Wide Web Consortium) [1]. This is a protocol for exchanging information in a decentralised and dispersed environment. It is based on XML. The SOAP specification has been widely adopted as a standard protocol for transporting messages processed by network services

[4]. Web protocols are installed and available on all major operating systems. SOAP specifies exactly how to code the HTTP header and XML file so that an application from one computer can communicate with the application on another computer and exchange data [5].

2. Advantages of REST and SOAP

Despite being a much heavier protocol, SOAP has a few advantages over REST [10]:

- it is independent in regards of platform and transport protocol (REST needs the HTTP protocol to work, which is not needed in the case of SOAP),
- it is more suitable to work on distributed systems,
- it is standardised,
- it is an integrated error detection system,
- it is supported by many programming languages, which gives additional tools to work with.

Meanwhile, REST is a more simplified technology, which has the following advantages over SOAP [10]:

- it is more efficient in terms of performance,
- it is faster in terms of request processing time,
- it has simpler implementation through using HTTP as a transport protocol by default,
- it is more suited to work with resource model of network.

Despite using two different approaches, REST and SOAP are the foundations of web services development. They differ in terms of data processing and sharing and because of that, comparing these two approaches is challenging process.

3. Results

In order to present the applicability of web services using REST and SOAP technology, there was a need to gather information about their current and past market share. The data coming from the past is going to help to determine the future trends of the technologies in question. As there is a possibility to gather current data manually, getting access to past recordings is not possible, and requires using of data collected and shared by third party services. In the case of the current study, the data used for comparison is coming from <http://programmableweb.com> website, specialised in gathering information about the use of APIs (Application Programming Interface). It should be noted, that the website collected data coming from open-access APIs only, but still managed to gather information about over 150000 services. The platform keeps detailed information about services, which include: the service name, description, category, date added, information about the technologies used, the author information, and more. The present study is based on data coming from the years 2005-2017.

3.1. Running services

In order to give an idea about the popularity of the two technologies, this section presents the data about registered services. Table 1 shows the number of services registered on the ProgrammableWeb platform in recent years.

The data shown in Table 1 are especially helpful to see, how the distribution of registered services looks during the years 2005–2009, where Figure 2 shows the distribution in graphical form.

In the beginning there is a visible and steady increase of services using both REST and SOAP in the field of communication between client and server, which is correlated to the overall growth of the Internet as the information sharing medium. The situation changed after the year 2010, when a significant boost of services using REST is visible, while the number of services using SOAP started to stabilise around the value of 2000 running services.

Table 1. Number of registered services using SOAP and REST technology

Year	No. of SOAP services	No. of REST services
2005	18	35
2006	64	105
2007	109	216
2008	193	461
2009	259	767
2010	370	1318
2011	714	2478
2012	1614	4439
2013	1980	6117
2014	2078	7861
2015	2136	9634
2016	2234	11462
2017	2262	12012

With the beginning of the year 2015, the number of REST services is five times bigger than SOAP services (see Figures 2 and 3). Thus, most of the new services have just begun to be created in the REST technology.

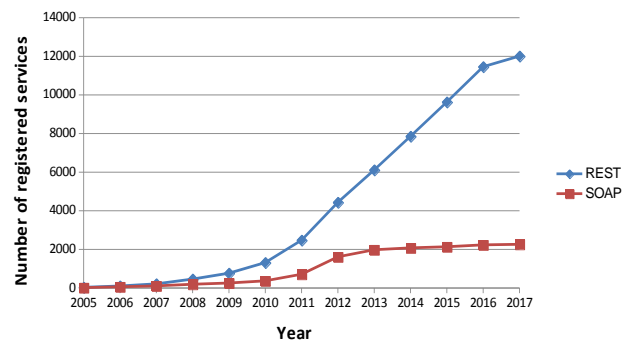


Fig. 2. Change of the number of registered services during the past years

A significant difference in favour of REST ensures wider support and troubleshooting, and gives web services programmers opportunity of access to currently running public services via a widely known interface. All of that helps in terms of the time needed to develop and deploy new services, and allows reuse of existing code.

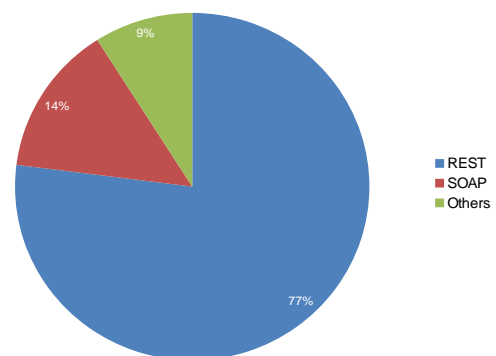


Fig. 3. Distribution of the registered services in (the year) 2017

3.2. Growth of new services

In addition to previous data regarding the cumulative number of all registered services in recent years, the decrease of the popularity of SOAP services is even more visible when comparing the number of new services registered in each year. The results are presented in Figure 4.

A peak of the highest values is observed during the year 2012. After that there is a constant decrease of registered SOAP services, while the number of REST services stays approximately the same, which may lead to the conclusion about SOAP being a dying technology.

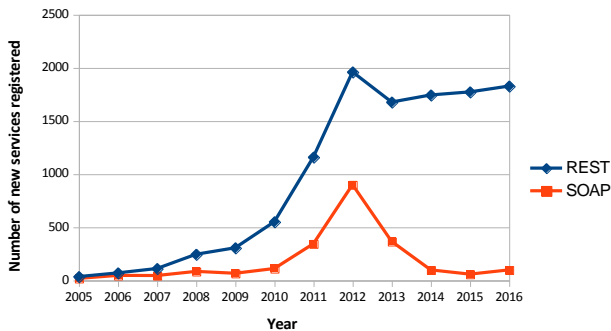


Fig. 4. Number of new services registered in recent years

Since the year 2005, each year there were more services registered in favour of the REST architecture. Until the year 2012, the two technologies were competing with each other, as there is a visible relation between the new services registered in the corresponding year. The situation changed after that year, when registration of the new REST technology services remained approximately the same, while SOAP-based services noted a big decrease. After that the decrease number of services has fluctuated around the same value throughout the recent years.

This situation is even more visible in Figure 5, which shows the ratio between the registration of new services for REST and SOAP.

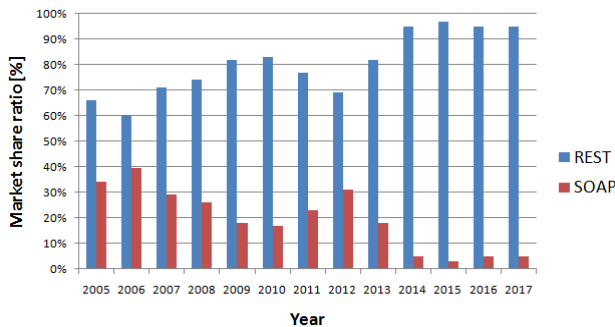


Fig. 5. Market share ratio between services using REST and SOAP technology

Having market share ratio above 90% shows that REST is far more popular technology in current days and situation does not seem to change soon. Lack of other services using SOAP makes web developers search for technologies offering more support and interchangeability of existing code.

3.3. Services in the regard of category usage

The last section compares the use of the two technologies divided into separate categories. Each registered service has at least one main category, as well as supporting categories. This study was limited to comparing the distribution of the main categories only. ProgrammableWeb publishes the information about top categories each year – in the case of this study, the state for the year 2017 is included and presented in Figure 6.

Each record presents one category with corresponding number of REST and SOAP services. Section 2.1 clearly stated, that number of services using REST is even five times bigger than SOAP, but there are categories where the gap between REST and SOAP is much smaller than that. Purpose of use is one of the factors here. Categories like: social media, music or images are dominated by REST services – the reason for that is that these services work heavily on huge amount of data gathered in the

resources. Storing and sharing videos, music, pictures is more suitable for REST architecture.

In categories like travel, cartography or finance, the number of services using SOAP has a much bigger ratio comparing to REST than other categories. These categories rely more on raw data manipulation and operations than resource-based solutions. Also, finance and cartography services had generally started to run before the enormous growth of social media services, which was the time, when SOAP was a much more popular protocol.

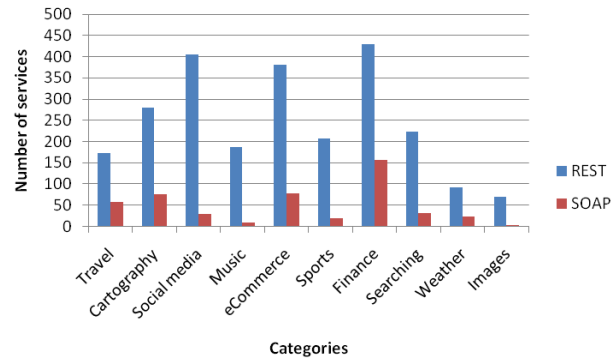


Fig. 6. List of the ten most popular categories in the year 2017

The last comparison is about gathering the top categories for each technology – Table 2 presents top categories for REST.

Table 2. List of the ten most popular categories in the year 2017, for services using REST technology

Category	Number of registered services
Tools	643
Finance	430
Social media	405
Ecommerce	381
Messaging	374
Business applications	323
Cartography	280
Government applications	279
Payments	270
Searching	223

Table 3 represents a list of categories for SOAP powered services. While SOAP services cannot compete in categories like finance or business applications sector, there are categories which heavily depend on SOAP architecture – the main example of this is the science category. Sharing data between research facilities needs a more information oriented interface than raw data access, even for an additional performance drawback.

Table 3. List of the ten most popular categories in the year 2017, for services using SOAP technology

Category	Number of registered services
Science	190
Finance	157
Business applications	110
Messaging	103
Payments	100
Tools	100
News	89
Telecommunications	82
Ecommerce	78
Cartography	75

4. Conclusions

The purpose of this paper was to analyse the applicability of REST and SOAP web services. During the study based on data coming from a third party website, three main criteria were chosen in order to find which technology is more popular and most used.

Analysis of the number of running services in recent years led to finding out that the number of services using REST was bigger than the number of services using SOAP. Increase was steady until the year 2012, when the growth of services using SOAP stopped, meanwhile the number of REST services kept increasing each year. This trend was shown in detail in the second section by presenting the growth of new services over the years. All this leads to the conclusion, that services using REST are more popular than SOAP powered services.

The third section also favoured the popularity of REST with a small exception regarding using SOAP in the science category which means, there are places where communicating using SOAP is easier, despite additional drawbacks in terms of efficiency and time needed to parse requests. As REST is light weight, it has smaller message size resulting in less parsing time required and less latency, hence it can be a better approach for the development of applications.

Overall, services using REST architecture are more common and it looks like it is not going to change anytime soon.

Besides the study on applicability presented in this paper, a study in terms of performance has been conducted. Its scope is beyond the point of interest of the present study, but the results are being processed and prepared for another paper.

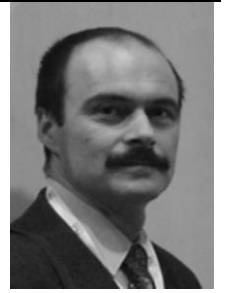
References

- [1] Davis D., Parashar M.: Latency performance of SOAP implementations. IEEE Cluster Computing and the Grid, 2nd IEEE/ACM International Symposium, 2002, 407–407.
- [2] Fielding R.T., Taylor R.N.: Principled design of the modern web architecture. ACM Transactions on Internet Technology 2(2), 2002, 115–150.
- [3] Gomez M., de Miguel T.P.: Advanced IMS multipoint conference management using web services. Communications Magazine IEEE 45(7), 2007, 51–57.
- [4] Kankanamge C.: Web services testing with SoapUI. Packt Publishing, Birmingham 2012.
- [5] Kopniak P.: SOA system integration with web services. Varia Informatica 2011, Polish Information Processing Society, 2011, 147–163.
- [6] Mumbaikar S., Padiya P., et al.: Web services based on SOAP and REST principles. International Journal of Scientific and Research Publications 3(5), 2013, 1–4.
- [7] Pautasso C., Wilde E.: Why is the web loosely coupled?: a multi-faceted metric for service design. Proceedings of the 18th International Conference on World Wide Web, ACM, 2009, 911–920.
- [8] Potti K., Ahuja S., Umamathy K., Prodanoff Z.: Comparing performance of web service interaction styles: SOAP vs. REST. Proceedings of the Conference on Information Systems Applied Research 2167, 2012, 1508–1532.
- [9] Richardson L., Ruby S.: RESTful web services. Web Services for the Real World. O'Reilly Media, 2007.
- [10] Sehrish M., Do-Hyeun K.: A Comparison of RESTful vs. SOAP web services in actuator networks, Ninth International Conference on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN), 2017, 753–755.

D.Sc., Ph.D. Tomasz Zientarski

e-mail: t.zientarski@pollub.pl

Tomasz Zientarski is Head of the Department of Computer Science and Computer Modeling at the Lublin University of Technology. He is an associate professor there. His main scientific interests include computer simulation and modeling of physico-chemical processes, industrial and mobile robotics, microelectronics, and wireless transmission.



Ph.D. Eng. Marek Miłosz

e-mail: m.milosz@pollub.pl

Dr. Marek Miłosz is a Deputy Dean for Students at the Faculty of Electrical Engineering and Computer Science at the Lublin University of Technology, and Head of Department of Software Engineering and Database Systems. He is also Head of Laboratory of Motion Analysis and Interfaces Ergonomics. He is an expert in software engineering, database management, IT solutions developing, and project management.



M.Sc. Eng. Marek Kamiński

e-mail: m.kaminski@pollub.pl

Marek Kamiński graduated from the Lublin University of Technology, where he now works as assistant in the Institute of Computer Science. His previous research is related to motion capture technology based on inertial systems. Currently, his main research topic is computer-aided medical systems. His main research interests include: software engineering, artificial intelligence, and computer-aided medical systems.



M.Sc. Eng. Maciej Kołodziej

e-mail: maciej.kolodziej@pollub.edu.pl

Maciej Kołodziej graduated from the Faculty of Electrical Engineering and Computer Science at the Lublin University of Technology. Currently he is working as a Java programmer in Sii.



otrzymano/received: 28.10.2017

przyjęto do druku/accepted: 22.11.2017

DOI: 10.5604/01.3001.0010.7252

A REVIEW OF CONTROL METHODS OF WIND TURBINE SYSTEMS WITH PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS GENERATOR

Piotr Gajewski

Wroclaw University of Technology, Department of Electrical Machines, Drives and Measurements

Abstract. The paper presents a review of control methods of the wind energy conversion systems with permanent magnet synchronous generator. The modern vector control methods for converter system of variable-speed wind energy conversion have been described. In order to improve the energy efficiency of wind turbine, the maximum power point tracking algorithm has been applied. To verify the effectiveness of the considered configuration and its control strategy, the selected simulation studies have been performed. The obtained study results showed the high effectiveness of the considered configuration and its control methods.

Keywords: wind energy, permanent magnet synchronous generator, power converter, simulation

PRZEGLĄD METOD STEROWANIA SYSTEMÓW ELEKTROWNI WIATROWYCH Z GENERATOREM SYNCHRONICZNYM O MAGNESACH TRWAŁYCH

Streszczenie. W artykule przedstawiono przegląd metod sterowania elektrowni wiatrowej z generatorem synchronicznym o magnesach trwałych. Opisano nowoczesne metody sterowania wektorowego dla przekształtnikowych układów elektrowni wiatrowych. W celu zwiększenia skuteczności przetwarzania energii wiatrowej zastosowano algorytm śledzenia mocy maksymalnej. W celu sprawdzenia skuteczności rozpatrywanej topologii i metody sterowania, wybrane badania symulacyjne zostały przedstawione i omówione. Przeprowadzone badania potwierdziły prawidłowość i dużą dokładność sterowania rozpatrywanej topologii i ich metod sterowania.

Słowa kluczowe: energia wiatrowa, generator synchroniczny PMSG, przekształtnikowe układy, badania symulacyjne

1. Introduction

The application of wind energy conversion systems (WECS) has been increased over the last decades [1, 2, 8, 17]. In WECS the mechanical energy of wind turbine is converted into electrical energy with the help of appropriate electrical generator. Recently the direct-driven permanent magnet synchronous generators (PMSG) are predominant in wind turbine systems due to the possibility of multi-pole design. Among all wind energy generators, the PMSG features with high efficiency and low maintenance cost [2, 13, 15].

In order to convert the electrical energy produced by the generator, the full-rating power converter to interface the generator with the grid must be applied. The applications of converter systems allow to control the speed and electromagnetic torque of the generator and adjust the power flow to the AC grid. Different types of power converter topologies for direct-driven PMSG were presented in the literature [2, 15].

Among the many different wind energy conversion systems, one of the most promising is the direct drive back-to-back converter system. The scheme of back-to-back converter system is presented in figure 1. In this scheme the PMSG is connected to the AC grid through a full-scale back-to-back voltage source converter. This converter system is composed of the machine side converter (MSC) and grid side converter (GSC). The application of back-to-back converter system allows to enhance the performance of the wind energy conversion system.

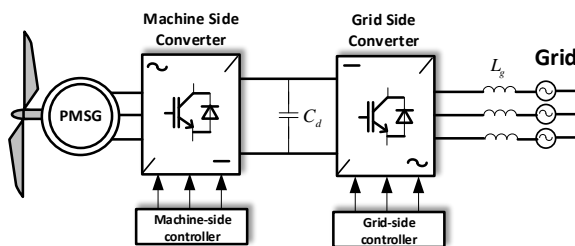


Fig. 1. Configuration of back-to-back variable speed wind energy system with direct driven PMSG

With the use of these types of power converter system, the PMSG is completely decoupled from the grid and can be operated in the wide range of wind speed changes. In this topology the both converters are separately controlled.

As alternative solution for back-to-back converter system is the application of uncontrolled diode bridge with DC/DC boost converter [13, 15]. In the scheme presented in figure 2 the machine side converter is composed of uncontrolled bridge and DC/DC boost converter. This converter system is named as Switch Mode Rectifier. In both topologies the machine side converter is controlled with using the Maximum Power Point Tracking (MPPT) algorithm. The main objective of MPPT algorithm is to maximize the power that the turbine extracts from the wind.

The control technique for the MSC is designated for decoupled control of the electromagnetic torque and stator flux of PMSG. Besides, the control technique for GSC is designated for control of instantaneous active and reactive power. The control strategy for MSC is the Rotor Field Oriented Control (RFOC) and Direct Torque Control (DTC).

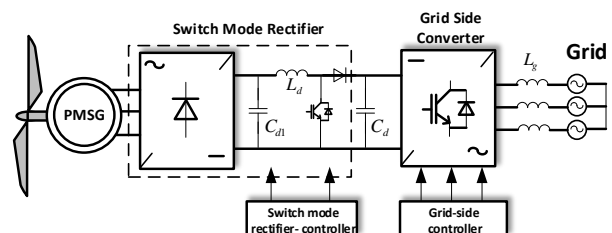


Fig. 2. Configuration of variable speed wind energy system with switch mode rectifier and direct driven PMSG

The main task of the GSC is to control the voltage in the DC-link and the active and reactive power delivered to the AC grid, respectively. The control strategies for the GSC are the Voltage Oriented Control (VOC) and Direct Power Control (DPC).

The aim of the paper is to review of the control methods of wind energy conversion system with PMSG. The paper is divided into 9 sections as follows: section 1 presents the operation of development of wind energy conversion system. Section 2 and 3 are dedicated to the description of the mathematical model of wind turbine and PMSG. The MPPT algorithm and pitch angle controller has been presented in section 4. Section 5 presents the description of the vector control system of the MSC, including RFOC and DTC. The control of SMC has been studied in section 6. The principle of vector control method for GSC has been investigated in section 7, together with VOC and DPC. The

simulation results of selected control strategies are presented in section 8. Finally, the section 9 presents the research conclusions.

2. Wind turbine model

The total mechanical power captured by the wind turbine can be expressed through the following relation [1, 3, 5, 12].

$$P_t = 0.5 \rho A C_p(\lambda, \beta) v_w^3 \quad (1)$$

where: ρ – air density; $A = \pi R^2$ – area swept by the rotor blades; R – radius of the turbine blade; C_p – power coefficient of the wind turbine; λ – tip speed ratio; β – blade pitch angle; v_w – wind speed.

While the pitch angle β is constant, the C_p is only a function of λ . The tip speed ratio is defined as a ratio of the speed of the blade tip (V_{tip}) to the wind speed v_w .

$$\lambda = \frac{V_{tip}}{v_w} = \frac{\omega_m R}{v_w} \quad (2)$$

where: ω_m – angular speed of turbine rotor.

The turbine power coefficient C_p describes the power extraction efficiency of the wind turbine. The power coefficient can be approximated by the following equation [9, 12]:

$$C_p(\lambda, \beta) = 0,5176 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0,4\beta - 5 \right) \cdot \exp\left(\frac{-21}{\lambda_i}\right) + 0,0068\lambda \quad (3)$$

$$\lambda_i = \left(\frac{1}{\lambda + 0,08\beta} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1} \right)^{-1} \quad (4)$$

Figure 3 shows the curve of power coefficient C_p as function of tip speed ratio λ and blade pitch angle β . As it can be seen, for each value of angle β the optimal tip speed ratio λ_{opt} exists at which the power coefficient C_p has the maximum value C_{pmax} .

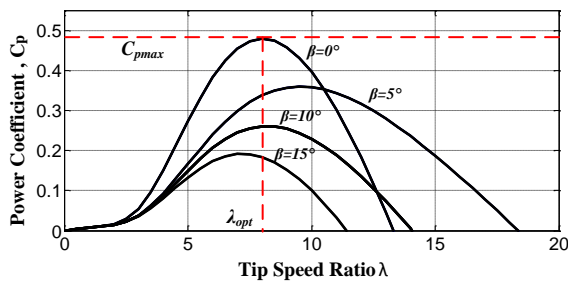


Fig. 3. Power coefficient curves of C_p for different tip speed ratio λ and pitch blade angle β

The typical power characteristics of wind turbine operating at different wind speeds have been shown in figure 4.

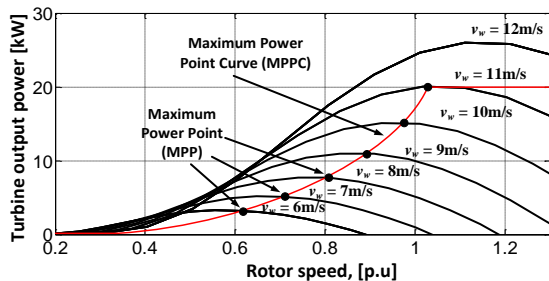


Fig. 4. Characteristics of the wind turbine power curves as function of rotor angular speed at various wind speeds

These characteristics represent the wind turbine power curves as function of rotor angular speed ω_m at various wind speeds v_w . From this figure it can be stated, that for each wind speed, there is a maximum power point, that the turbine would extract the maximum power.

3. Model of permanent magnet synchronous generator

The dynamic equations of permanent magnet synchronous generator (PMSG) can be expressed in synchronously rotating dq reference frame [4, 13, 15]. The electrical equations of the PMSG are shown in (5) and (6), the electromagnetic torque equation in (7) and the mechanical motion of the wind turbine system equation (8). Electrical and torque equations are expressed in the rotating dq frame, where the d -axis is aligning with the direction of the rotor flux vector and the q -axis is 90° ahead.

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + L_d \frac{d}{dt} i_{sd} - \omega_e L_q i_{sq} \quad (5)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + L_q \frac{d}{dt} i_{sq} + \omega_e L_d i_{sd} - \omega_e \psi_{PM} \quad (6)$$

$$T_e = \frac{3}{2} n_p [\psi_{PM} i_{sq} - (L_d - L_q) i_{sd} i_{sq}] \quad (7)$$

$$T_m + T_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + K_f \omega_m \quad (8)$$

where: v_{sd}, v_{sq} – components of the stator voltage vector in d and q axis; i_{sd}, i_{sq} – components of the stator current vector in d and q axis, R_s – stator resistance; $L_s = L_d = L_q$ – direct and quadrature stator inductances; ψ_{PM} – flux linkage established by the permanent magnets; n_p – number of pole pairs of PMSG; ω_e, ω_m – electrical and mechanical angular speed of the PMSG, T_e – electromagnetic torque, T_m – mechanical torque of wind turbine, J – moment of inertia of the system turbine and generator, K_f – friction coefficient.

A simplified cross section of PMSG have been presented in figure 5.

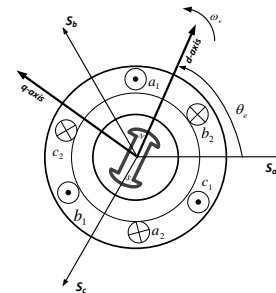


Fig. 5. Simplified cross section of PMSG

4. Maximum power point tracking algorithm and pitch angle control

The total output power from wind energy conversion system depends upon the accuracy at which the peak power point are tracked by MPPT algorithm. The main objective of MPPT algorithm is to maximize the power, that the turbine extracts at different wind speeds. Many MPPT strategies have been proposed in literature [5, 6, 10, 14, 15, 17]. The MPPT algorithm can be classified into three control methods including optimal torque, optimal tip speed ratio and power signal feedback control.

The first method of MPPT is related to the control of the optimal torque of wind turbine [1, 14, 17]. The block scheme of optimal torque control for wind energy conversion system is presented in figure 6.

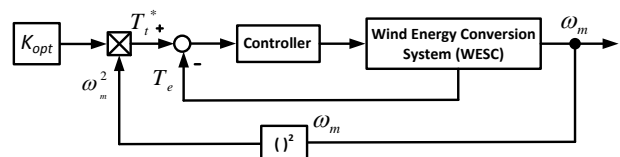


Fig. 6. The block scheme of optimal torque control MPPT method

It can be noticed, that the concept of this methods is based of adjusting the PMSG electromagnetic torque according to the optimal reference torque of wind turbine. The reference mechanical torque T_t^* can be calculated according to curve of optimal torque of wind turbine [17]:

$$T_t^* = \frac{P_{tmax}}{\omega_m} = K_{opt} \omega_m^2 \quad (9)$$

where: K_{opt} – coefficient of wind turbine, which can be calculated as:

$$K_{opt} = 0.5 \frac{C_{pmax}}{\lambda_{opt}^3} \cdot \rho \pi R^5 \quad (10)$$

According to the equation (9), it can be stated that the maximum torque of turbine is the function of the second power of the rotational turbine speed.

The second method of MPPT is related to the control of the optimal tip speed ratio. This algorithm allows to regulate the rotational speed of the generator in order to maintain the optimal tip speed ratio at reference value [5, 6, 10, 14]. For implementation of this algorithm the wind speed sensor is required. The block scheme of tip speed ratio control for wind energy conversion system is presented in figure 7.

The maximum power of wind turbine is achieved by maintaining the tip speed ratio to the optimal reference value. This condition is achieved by controlling the rotational speed of wind turbine. At optimal wind speed, the maximum power of wind turbine is produced.

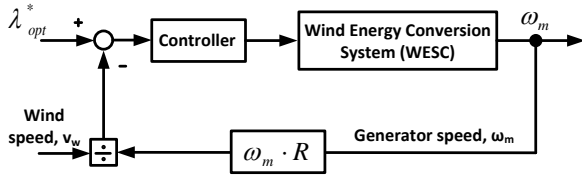


Fig. 7. The block scheme of the tip speed ratio control

The optimal tip speed ratio is constant for a given blade. The optimal speed of the turbine that produces that maximum power is related to λ_{opt} and wind speed v_w can be calculated as:

$$\omega_{opt} = \frac{\lambda_{opt}}{R} v_w \quad (11)$$

From above equation, it can be noticed, that in order to obtain the maximum power from wind, the turbine speed must be adjustable according to the wind speed. In this control method, anemometers are typically required to measure the wind speed.

The third method of MPPT is related to the characteristic of turbine power versus wind speed. This MPPT control technique is based on the knowledge of the wind turbine maximum power curve presented in figure 4 [14, 15, 17]. According to equation (1), the curve of the maximum wind turbine power versus shaft speed can be described as:

$$P_{opt} = K_{opt} \omega_{opt}^3 \quad (12)$$

Figure 8. Shows the block diagram of power signal feedback control of wind energy conversion system.

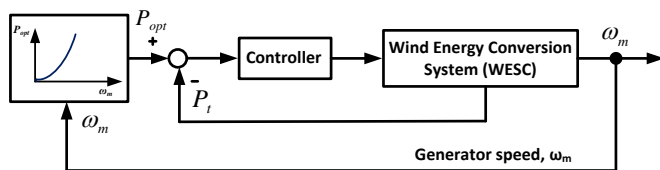


Fig. 8. The block scheme of power signal feedback control

As the wind speed increases above the rated speed the aerodynamic power control of blades is required to keep the power at the rated value. This task is performed by using the pitch angle control.

The pitch angle control is designed to limit either the active power generation or the rotor speed, when it is extremely high [8, 9, 12, 16]. When the wind speed exceeds the rated value the pitch controller will reduce the angle of blades. When the wind speed is below the rated speed, the angle of blade is kept at it optimal value. The schematic diagram of the turbine blade pitch angle controller is shown in figure 9.

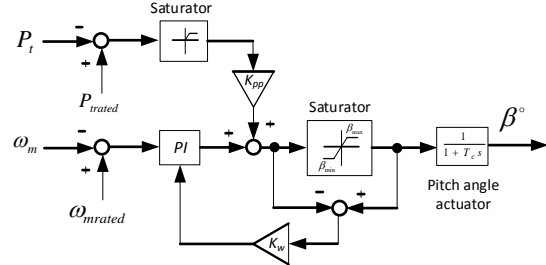


Fig. 9. Wind turbine pitch angle controller

In the pitch angle controller, the reference speed of wind turbine is compared with the measured rotor speed. The PI controller with anti-windup circuits sets the output value of the pitch angle β .

The pitch actuator is considered as first-order dynamic system with amplitude and rate limitation.

5. Control system of machine side converter

The control strategy of the machine side converter (MSC) ensures the decoupled control of the electromagnetic torque and stator flux.

The block scheme of the RFOC strategy with Space Vector Modulation (SVM) for the MSC is shown in figure 10.

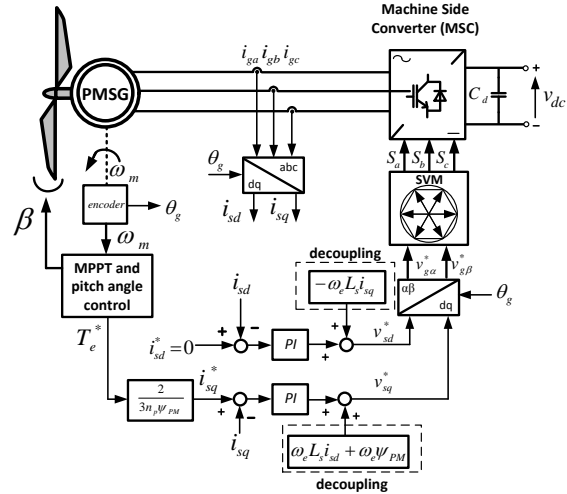


Fig. 10. Control diagram of RFOC for Machine Side Converter

The control scheme of RFOC for MSC consists of two control loops with PI controllers. Consequently, the PI controllers operate independently from each other.

The two control loops regulate the stator current vector components to follow the reference values i_{sq}^* , i_{sd}^* . The reference stator current i_{sq}^* components can be calculated as [15]:

$$i_{sq}^* = \frac{2T_e^*}{3(n_p \psi_{PM})} \quad (13)$$

where: T_e^* is reference electromagnetic torque designated from MPPT algorithm.

In order to obtain the maximum value of generator electromagnetic torque at minimum stator current, the d -axis component of the stator current i_{sd} is set to zero [1, 15]. From this dependency it is apparent, that the electromagnetic torque is controlled directly by q -axis component of the stator current i_{sq} . The resultant control signals from PI controllers are the required

dq components of stator voltages v_{sd}^* and v_{sq}^* established for MSC control. The required switching signals for machine side converter are generated through SVM. In order to improve the dynamic performance of RFOC, the decoupling circuits should be added to the control system.

Recently the Direct Torque Control (DTC) is an alternative to the RFOC method in high performance applications due to the advantages of fast response of the electromagnetic torque [4, 11]. The block scheme of the DTC strategy with Space Vector Modulation (SVM) for the machine side converter is shown in figure 11.

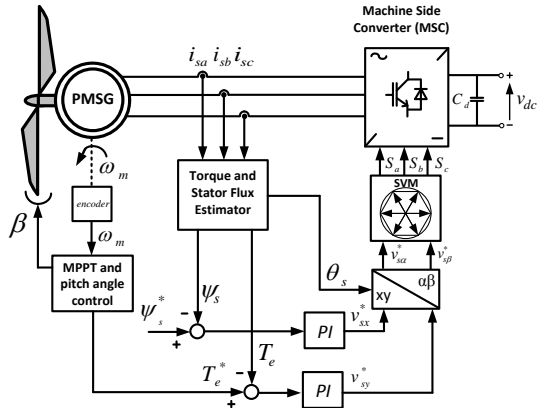


Fig. 11. Control diagram of DTC for Machine Side Converter

The DTC-SVM ensures the lower harmonic of the stator currents and allows reducing the electromagnetic torque ripples. The application of SVM allows maintaining the constant switching frequency in comparison to DTC with switching table [11].

In the DTC strategy, stator flux vector and electromagnetic torque are controlled directly and independently.

The control scheme of DTC-SVM consists of two control loops. The two control loops with PI controllers regulate the magnitude of stator flux vector ψ_s , and the electromagnetic torque T_e of the PMSG. The stator flux magnitudes and the values of electromagnetic torque can be estimated according to the mathematical model of PMSG. The magnitude of the stator flux vector can be calculated as [4, 11]:

$$\psi_s = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \quad (14)$$

where: $\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$ – stator flux vector components in $\alpha\beta$ system.

The stator flux linkages $\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$ are estimated by the following equations:

$$\psi_{s\alpha} = \int (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \quad (15)$$

$$\psi_{s\beta} = \int (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \quad (16)$$

where: $v_{s\alpha}$, $v_{s\beta}$ – components of stator voltage vector in $\alpha\beta$ system; $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ – components of stator current vector in $\alpha\beta$ system.

The magnitude of the stator flux vector ψ_s and the electromagnetic torque T_e are compared with their reference values. The both error signals are sent to two PI controllers. The resultant control signals from PI controllers determine the reference stator voltages v_{sx}^* and v_{sy}^* for the MSC. The required switching signals for machine side converter are generated through SVM.

6. Control of switch mode rectifier

To reduce the costs of wind energy conversion systems, the configuration of back-to-back voltage source converter can be replaced by uncontrolled diode bridge and DC/DC boost converter [15]. This topology is known as Switch Mode Rectifier (SMR). The diode bridge converts the generator AC voltage to DC voltage and this voltage is then boosted by DC/DC boost converter.

The SMR configuration in comparison to the back-to-back converter system is more cost-effective [6, 13]. However, the stator current is more distorted due to the diode bridge causing the torque ripple [15]. The application of DC/DC boost converter allows to the control of electromagnetic torque of PMSG with using the Maximum Power Point Tracking (MPPT) algorithm [5, 6, 13]. The block scheme of optimal torque control of DC/DC has been presented in figure 12.

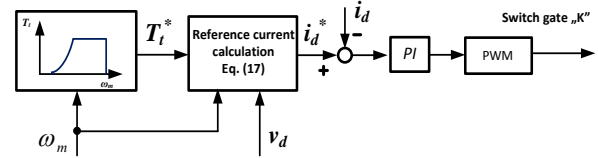


Fig. 12. The principle of Switch Mode Rectifier control strategy with optimal torque control

The reference torque of wind turbine is calculated according to equation (9). The condition of optimal torque control is fulfilled by the proper control strategy of the switch mode rectifier. The DC current of boost converter can be calculated as:

$$i_d^* = \frac{T_t^* \omega_m}{v_d} \quad (17)$$

The control deviation between the reference and measured DC current is sent to PI regulator, which is used to designate the duty cycle D of the switch K .

The another control method for DC/DC boost converter with optimal speed has been presented in figure 13 [5].

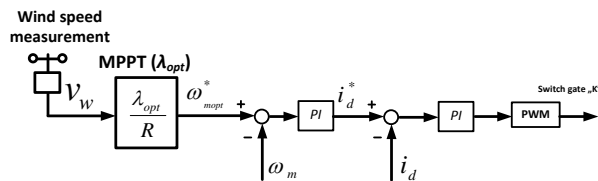


Fig. 13. The principle of Switch Mode Rectifier control strategy with optimal tip speed ratio

The control strategy consists of two control loops with PI controllers. The outer control loop regulates the speed of generator to follow the optimal speed obtained from MPPT algorithm. The output signal from PI controller is the reference value of DC current of boost converter. The inner control loop regulates the DC current. The required control signal from PI controller determines the reference duty cycle of boost converter.

7. Control system of grid side converter

The control objective for the Grid Side Converter (GSC) is to stabilize the DC-link voltage and to send the maximum power generated from wind turbine to the AC grid. One of the most often applied strategies is a Voltage Oriented Control [1, 3, 6, 15].

In the VOC system the d -axis is aligned with the grid voltage vector. The proper orientation of the reference frame according to angle position of the grid voltage vector is obtained from the PLL (Phase-Locked-Loop) block [7]. The PLL estimates the grid voltage vector, for coordinates transformation. The block scheme of PLL is presented in figure 14.

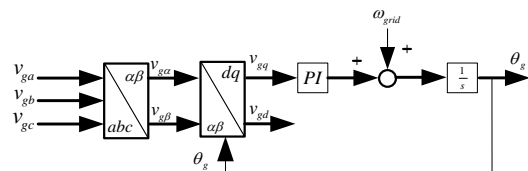


Fig. 14. Block scheme of Phase Locked Loop id dq-frame

The inputs of PLL block are the 3-phase grid voltages and the output is the angle θ_g of grid voltage vector.

The block scheme of VOC for GSC control system has been presented in figure 15. The GSC control system is based on grid voltage orientation control. The control of VOC for grid side converter consists of three control loops with PI controllers.

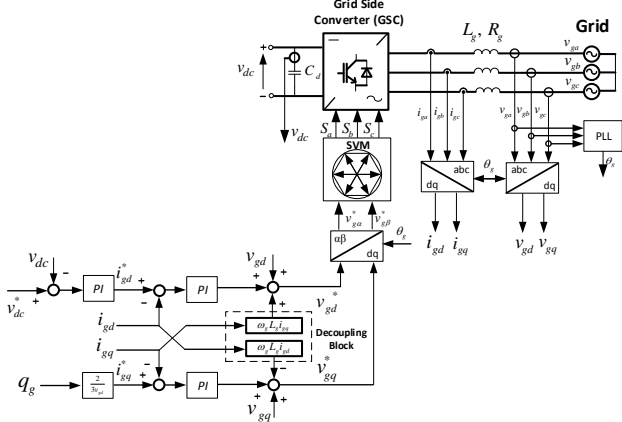


Fig. 15. Control diagram of VOC for Grid Side Converter

The outer control loop regulates the DC link voltage of GSC. The output value from this PI controller determines the reference value of grid current vector component i_{gd}^* . Two inner control loops regulate the components i_{gd} and i_{gq} of grid current vector. The reference components v_{gd}^* and v_{gq}^* of grid voltage are then transformed to system α - β and are sent to the block of SVM. The condition of unit power factor operation is achieved when i_{gq}^* is set to zero. In order to improve the dynamic performance of VOC, the decoupling circuits should be added.

However, nowadays the Direct Power Control method has gained much attention, due to its simplicity, fast response and high efficiency [6, 7].

Figure 16 shows the block scheme of Direct Power Control for GSC. The principle of Direct Power Control is controlling directly the instantaneous active and instantaneous reactive power. In order to obtain the constant switching frequency, the application of Space Vector Modulation is applied.

The control algorithm of DPC-SVM is based on the instantaneous active and instantaneous reactive power estimation as:

$$p_g = \frac{3}{2}(v_{g\alpha}i_{g\alpha} + v_{g\beta}i_{g\beta}) \quad (18)$$

$$q_g = \frac{3}{2}(v_{g\alpha}i_{g\beta} - v_{g\beta}i_{g\alpha}) \quad (19)$$

where: $v_{g\alpha}$, $v_{g\beta}$ – components of the grid voltage vector, $i_{g\alpha}$, $i_{g\beta}$ – components of the grid current vector in the stationary $\alpha\beta$ frame.

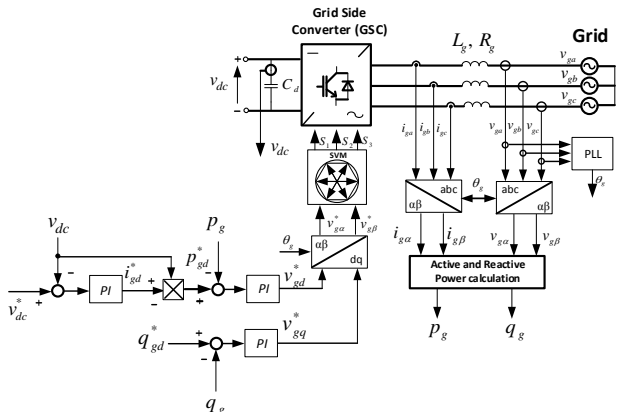


Fig. 16. Control diagram of DPC for Grid Side Converter

In the control of DPC-SVM three control loops with PI controllers have been applied. The outer control is responsible for control of DC link voltage. The active grid power reference is calculated on the base of multiplication of the measured DC voltage of the converter and the reference value of i_{gd}^* .

The two inner control loops regulate the instantaneous active and reactive grid power. The estimated values of active and reactive power are compared with the reference values. In the same way, as strategy of VOC the reactive power is set to zero to achieve the operation at unit power factor.

The output value from both PI controllers determine the reference values of voltages v_{gd}^* and v_{gq}^* for the GSC. These reference voltages are then transformed to the α - β -system and are sent to the block of SVM.

8. Simulation results

In order to evaluate of the behavior of the wind energy conversion system with PMSG, the digital simulations have been performed. The conducted simulation studies were carried out using the MATLAB/Simulink environment. The data and parameters of wind turbine and PMSG have been presented in Table 1 and Table 2.

Table 1. Data and parameters of wind turbine

Parameter	Value
Rated power; P_r	20 kW
Rotor radius; R	4.4 m
Power coefficient; C_{pmax}	0.48
Air density; ρ	1.225 kg/m ³

Table 2. Data and parameters of Permanent Magnet Synchronous Generator

PMSG parameter	Value
Rated power; P_N	20 kW
Stator resistance; R_s	0.1764 Ω
Stator dq -axis inductance; $L_{d\beta}$, $L_{q\beta}$	4.48 mH
Number of pole pairs; n_p	18
Rated speed; n_N	211 rpm
Stator rated phase current; I_{sN}	35.1 A
Total moment of inertia; J	1.8 kgm ²

For the purposes of this article in the control of MSC the Rotor Field Oriented Control has been chosen, which control structure has been presented in figure 10. In the control of GSC the Voltage Oriented Control presented in figure 15 has been studied.

The waveforms of simulation results have been presented in figures 17 and 18. The considered wind speed variation has been presented in figure 17a. Figure 17b shows the responses of generator angular speed ω_m caused by wind speed changes. The generator speed increases gradually to the established values due to rotor inertia.

Figure 17c presents the responses of the stator current vector components i_{sd} , i_{sq} caused by the variations of wind speed. The component i_{sd} of the stator current vector is kept at zero value in order to obtain the maximum electromagnetic torque of generator with minimum current. The responses of component i_{sq} of the stator current vector have similar waveforms as the variations of the wind speed. The waveforms of tip speed ratio and the pitch angle response for step changes for wind speed is shown in figure 17d. The tip speed ratio is maintained its maximum value equal to $\lambda_{opt}=8.1$. However, when the wind speed is higher than the rated wind, the proper operation of pitch angle controller can be observed. For this reason, the angle of blade is increasing causing the decrease of tip speed ratio and power coefficient.

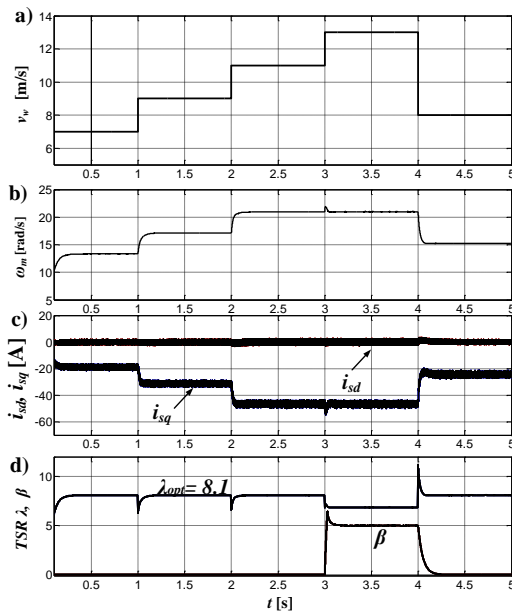


Fig. 17. Waveforms of: a) wind speed v_w ; b) measured speed ω_m of PMSG; c) stator current vector components i_{sd} , i_{sq} ; d) tip speed ratio λ and blade pitch angle β

The waveform of DC link voltage has been presented in figure 18a. The average value of DC link voltage is quite constant. Figure 18b shows the waveforms of the phase grid voltage and phase grid current. It can be stated, that the phase grid voltage and phase grid current are in phase, respectively. The waveforms of instantaneous active power p_g and reactive power q_g have been presented in figure 18c. It can be noticed, that the instantaneous reactive power is maintaining at zero values. So, only the instantaneous active power is fully delivered to the AC grid.

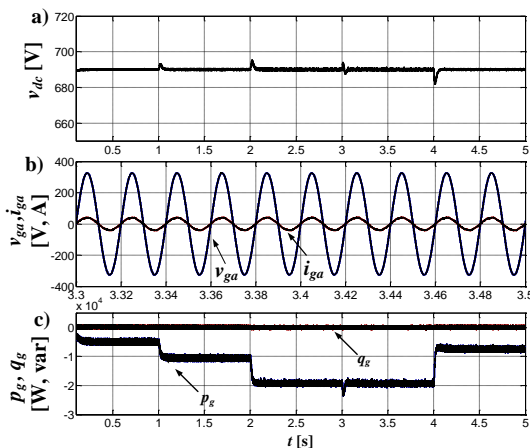


Fig. 18. Waveforms of: a) DC link voltage v_{dc} ; b) grid phase voltage v_{ga} and grid phase current i_{ga} ; c) instantaneous active p_g and instantaneous reactive q_g of grid power

9. Conclusions

This paper has presented the review of control methods of wind turbine systems with direct driven PMSG. The back-to-back converter system with machine side converter and grid side converter has been described. The uncontrolled diode bridge and DC/DC boost converter has been considered as machine side converter. The efficiency of proposed control strategy including Rotor Field Oriented Control for machine side converter and Voltage Oriented Control for grid side converter have been tested by digital simulation. The simulation results demonstrate the high accuracy of considered control strategy. The application of MPPT algorithm allows to achieve the maximum power from the wind

despite to wind speed variation. The simulation results present the tip speed ratio is kept at reference and maximum value. In order to achieve limitation of the aerodynamic power produced by the wind turbine, the pitch angle controller has been used. The application of VOC control for GSC enables to keep the DC link voltage at desired values and allows to adjust the instantaneous active and reactive power. In summary, it can be stated that the described vector methods of WECS provided the high performance of control. However, the suitable selection of control methods are descended from specific the requirements of particular applications which are needed.

References

- [1] Errami Y., Maaroufi M., Ouassaid M.: Modeling and control strategy of PMSG based variable speed wind energy conversion system. International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS), 2010, 1–6.
- [2] Freitas T.R.R., Menegaz P.J.M., Simonetti D.S.L.: Converter topologies for permanent magnetic synchronous generator on wind energy conversion system. XI Brazilian Power Electronics Conference, Praiamar, 2011, 936–942.
- [3] Gajewski P., Pięnkowski K.: Control of a variable speed wind turbine system with PMSG generator. *Maszyny Elektryczne - Zeszyty Problemowe* 3/2015, 75–90.
- [4] Innoue Y., Morimoto S., Sanada M.: Control method for direct torque controlled PMSG in wind power generation system. IEEE International in Electric Machines and Drives Conference, IEMDC '09, 2009, 1231–1238.
- [5] 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.
- [6] Malinowski M., Milczarek A., Kot R., Goryca Z., Szuster T.: Optimized energy-conversion system for small wind turbines. *Renewable Energy Sources in Modern Distributed Power Generation System*, IEEE Power Electronics Magazine 2(3)/2015, 16–30.
- [7] Malinowski M., Jasiński M., Kaźmierkowski M.P.: Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM). *IEEE Transaction on Industrial Electronics* 51(2)/2004, 447–454.
- [8] Muyeen S.M., Takahashi R., Murata T., Tamura J.: A variable speed wind turbine control strategy to meet wind farm grid code requirements. *IEEE Transactions on Power Systems* 25(1)/2010, 331–340.
- [9] Rizo M., Rodriguez A., Bueno E., Rodriguez F., Girón C.: Low voltage ride-through of wind turbine based on interior permanent magnet synchronous generators sensorless vector controlled. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Atlanta, GA, 2010, 2507–2514.
- [10] Rolak M., Kot R., Malinowski M., Goryca Z.: AC/DC converter with maximum power point tracking algorithm for complex solution of small wind turbine. *Przełąd Elektrotechniczny* 87(6)/2011, 91–96.
- [11] Sekhara R.: Space vector modulated direct torque control of IPMSM drive. *International Advanced Research Journal in Science, Engineering and Technology* 2(8)/2015, 45–49.
- [12] Slootweg J.G., Haan W.H., Polinder G., Kling W.L.: General model for representing variable speed wind turbines in power system dynamics simulations. *IEEE Transactions on Power Systems* 18(1)/2003, 144–151.
- [13] Sayeef S., Mendis N., Muttaqi K., Perera S.: Enhanced reactive power support of a PMSG based wind turbine for a remote area power system. 20th Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC), 2010, 1–5.
- [14] Thongam J.S., Ouhrouche M.: MPPT control methods in wind energy conversion systems. *Fundamental and Advance Topics in Wind Power*, Dr. Rupp Carriveau (Ed.), InTech Europe, 2011, 339–361.
- [15] Wu B., Yongqiang L., Navid Z., Samir K.: *Power conversion and control of wind energy*. John Wiley & Sons, INP., Publication 2011.
- [16] Zhang J., Cheng M., Chen Z., Fu X.: Pitch angle control for variable speed wind turbines. *Third International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies, DRPT*, 2008, 2691–2696.
- [17] Zhao Y., Wei Ch., Zhang Z., Qiao W.: A review on position/speed sensorless control for permanent-magnet synchronous machine-based wind energy conversion systems. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 1(4)/2013, 203–216.

M.Sc. Eng. Piotr Gajewski
e-mail: piotr.gajewski@pwr.edu.pl

Received his M.Sc. degree in Control Engineering and Robotics from Faculty of Electrical Engineering, Wrocław University of Science and Technology, Poland in 2013. Since 2013/2014, he has been a Ph.D. student at the Department of Electrical Machines, Drives and Measurements at the Wrocław University of Science and Technology. His research interests are focused on wind energy conversion systems with power converter circuits and control systems.



otrzymano/received: 15.06.2016

przyjęto do druku/accepted: 22.11.2017

DIRECT TORQUE CONTROL OF MULTI-PHASE INDUCTION MOTOR WITH FUZZY LOGIC SPEED CONTROLLER

Jacek Listwan

Wroclaw University of Science and Technology, Department of Electrical Machines, Drives and Measurements

Abstract. The paper presents the Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of seven-phase induction motor with Fuzzy Logic Speed Controller. The mathematical model of the seven-phase squirrel-cage induction motor and chosen methods of Space Vector Modulation have been presented. Simulation studies of the DTC-SVM with Fuzzy Logic speed controller have been carried out and the results of simulation studies have been presented and discussed. The author original contribution includes analysis and studies of considered control method of seven-phase induction motor.

Keywords: seven-phase induction motor, Direct Torque Control, Space Vector Modulation, Fuzzy Logic Control

BEZPOŚREDNIE STEROWANIE MOMENTEM WIELOFAZOWEGO SILNIKA INDUKCYJNEGO Z ROZMYTYM REGULATOREM PRĘDKOŚCI

Streszczenie. W artykule przedstawiono metodę bezpośredniego sterowania momentem siedmofazowego silnika indukcyjnego z zastosowaniem metod modulacji wektorowej i rozmytego regulatora prędkości. Przedstawiono model matematyczny siedmofazowego silnika indukcyjnego klatkowego oraz wybrane metody modulacji wektorowej. Przeprowadzono badania symulacyjne sterowania silnikiem z zastosowaniem metody DTC-SVM i rozmytego regulatora prędkości. Przedstawiono i omówiono wyniki badań symulacyjnych. Oryginalny wkład autora dotyczy analizy i badań przedstawionej metody sterowania silnikiem siedmofazowym.

Słowa kluczowe: silnik indukcyjny 7-fazowy, bezpośrednie sterowanie momentem, metody modulacji wektorowej, sterowanie rozmyte

Introduction

Nowadays, the three-phase induction motors are predominately used in the variable speed electric drives. However, due to the development of the converter systems there is a great interest in the using of the constructions of induction motors with the number of the stator winding phases greater than three. The main advantages of these types of motors are lower torque pulsations, reduction of the stator current per phase and greater motor reliability. The multi-phase induction motors may be conditionally operated at failure of one or more stator phases [3, 5, 6, 8, 11]. In this paper the seven-phase squirrel-cage induction motor is considered. The seven-phase motors can be used in high power applications and in drive systems with specific requirements for accuracy of control and reliability [1, 3].

In this paper the novel system of Direct Torque Control of seven-phase squirrel-cage induction motor with Space Vector Modulation and Fuzzy Logic speed controller has been considered and described. The Fuzzy Logic controllers have the nonlinear control surfaces and can give much better control results in comparison with the conventional linear controllers [2, 4, 10]. The aim of the Direct Torque Control method with Space Vector Modulation (DTC-SVM) is the control of the motor angular speed, the magnitude of the stator flux vector and the motor electromagnetic torque [7].

This paper has been divided into eight sections. Section 1 provides an introduction. Section 2 is dedicated to the mathematical model of the seven-phase squirrel-cage induction motor. In the section 3 the mathematical model of the seven-phase Voltage Source Inverter (VSI) is presented. The Space Vector Modulation (SVM) methods have been discussed in the Section 4 and the applied Fuzzy Logic controller is presented in the Section 5. Section 6 is dedicated to the description of the DTC-SVM control system. The results of the conducted simulation studies have been presented in the Section 7. Section 8 concludes the paper.

1. Mathematical model of seven-phase squirrel-cage induction motor

Mathematical model of the seven-phase squirrel-cage induction motor has been formulated on the basis of commonly used simplifying assumptions presented in detail in [5, 8]. The

general scheme of the stator and rotor windings of the seven-phase squirrel-cage induction motor has been presented in Figure 1.

Mathematical model of seven-phase induction motor in phase coordinate systems is described by the set of differential equations with the coefficients changing as a function of angle rotation of the rotor [3, 5, 8]. The equations of seven-phase induction motor expressed through phase variables can be transformed to equations with constant coefficients by the use of the appropriate transformation of variables.

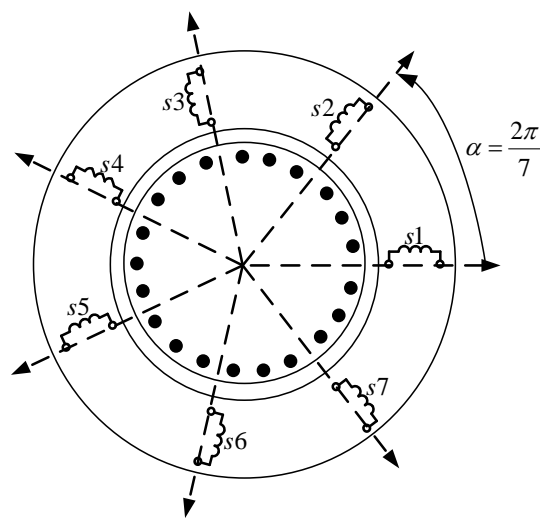


Fig. 1. General scheme of the stator and rotor windings of seven-phase squirrel-cage induction motor

The transformation of stator variables can be made by using the transformation matrixes denoted as $[C]$ and $[D_s]$ and the transformation of rotor variables can be made by using the transformation matrixes denoted as $[C]$ and $[D_r]$ [8].

After applying the transformation matrixes denoted as $[C]$ to the stator and rotor equations, the original seven-phase system can be decomposed into decoupled systems: the stationary α - β coordinate system, the additional coordinate systems z_1 - z_2 and z_3 - z_4 and the system of zero components (there is one zero component for the considered induction motor).

The transformation matrix $[C]$ for seven-phase induction motor is defined as follows [8]:

$$[C] = \frac{2}{7} \begin{bmatrix} \alpha & 1 & \cos \alpha & \cos 2\alpha & \cos 3\alpha & \cos 4\alpha & \cos 5\alpha & \cos 6\alpha \\ \beta & 0 & \sin \alpha & \sin 2\alpha & \sin 3\alpha & \sin 4\alpha & \sin 5\alpha & \sin 6\alpha \\ z_1 & 1 & \cos 2\alpha & \cos 4\alpha & \cos 6\alpha & \cos 8\alpha & \cos 10\alpha & \cos 12\alpha \\ z_2 & 0 & \sin 2\alpha & \sin 4\alpha & \sin 6\alpha & \sin 8\alpha & \sin 10\alpha & \sin 12\alpha \\ z_3 & 1 & \cos 3\alpha & \cos 6\alpha & \cos 9\alpha & \cos 12\alpha & \cos 15\alpha & \cos 18\alpha \\ z_4 & 0 & \sin 3\alpha & \sin 6\alpha & \sin 9\alpha & \sin 12\alpha & \sin 15\alpha & \sin 18\alpha \\ 0 & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

where: $\alpha = 2\pi/7$ – is the electrical angle between the axes of the machine phase windings.

The components in coordinate system α - β can be transformed to the general common x - y coordinate system, which rotates at arbitrary angular speed ω_k by using the $[D]$ transformation matrix. The elements of the $[D_s]$ and $[D_r]$ transformation matrixes are defined as follows [8]:

$$[D_s] = [D_s(\vartheta_k)] = \begin{bmatrix} \cos \vartheta_k & \sin \vartheta_k \\ -\sin \vartheta_k & \cos \vartheta_k \end{bmatrix} \text{diag}[1]_{(n-2) \times (n-2)} \quad (2)$$

$$[D_r] = [D_r(\vartheta_k - \varphi_e)] = \begin{bmatrix} \cos(\vartheta_k - \varphi_e) & \sin(\vartheta_k - \varphi_e) \\ -\sin(\vartheta_k - \varphi_e) & \cos(\vartheta_k - \varphi_e) \end{bmatrix} \text{diag}[1]_{(n-2) \times (n-2)} \quad (3)$$

where: $\vartheta_k = \int_0^t \omega_k dt$; ω_k – the arbitrary angular speed of the coordinate system relative to the stator; n – the number of the stator phases (for the considered motor $n = 7$).

The equations of seven-phase induction motor after transformations of variables have the following form [3, 5, 8]:

- the voltage equations of the stator and rotor in the x - y coordinate system:

$$u_{sx} = R_s i_{sx} - \omega_k \psi_{sy} + p \psi_{sx} \quad (4)$$

$$u_{sy} = R_s i_{sy} + \omega_k \psi_{sx} + p \psi_{sy} \quad (5)$$

$$0 = R_r i_{rx} - (\omega_k - \omega_e) \psi_{ry} + p \psi_{rx} \quad (6)$$

$$0 = R_r i_{ry} + (\omega_k - \omega_e) \psi_{rx} + p \psi_{ry} \quad (7)$$

- the stator voltage equations in the additional coordinate systems $z1$ - $z2$ and $z3$ - $z4$:

$$u_{sz1} = R_s i_{sz1} + p \psi_{sz1} \quad (8)$$

$$u_{sz2} = R_s i_{sz2} + p \psi_{sz2} \quad (9)$$

$$u_{sz3} = R_s i_{sz3} + p \psi_{sz3} \quad (10)$$

$$u_{sz4} = R_s i_{sz4} + p \psi_{sz4} \quad (11)$$

- the equation of the motor electromagnetic torque:

$$T_e = \frac{7}{2} p_b (\psi_{sy} i_{rx} - \psi_{sx} i_{ry}) \quad (12)$$

- mechanical motion equation:

$$T_e - T_m = \frac{J_m}{P_b} p \omega_e \quad (13)$$

where: u_{sx} , u_{sy} – components of the stator voltage vectors in the x - y coordinate system; u_{sz1}, \dots, u_{sz4} – components of the stator voltage vectors in the additional $z1$ - $z2$ and $z3$ - $z4$ coordinate systems; i_{sx} , i_{sy} , i_{rx} , i_{ry} – components of the stator and rotor current vectors in the x - y coordinate system; i_{sz1}, \dots, i_{sz4} – components of the stator current vector in the additional $z1$ - $z2$ and $z3$ - $z4$ coordinate systems; ψ_{sx} , ψ_{sy} , ψ_{rx} , ψ_{ry} – components of the stator and rotor flux linkage vectors in the x - y coordinate system;

$\psi_{sz1}, \dots, \psi_{sz4}$ – components of the stator flux linkage vectors in the additional $z1$ - $z2$ and $z3$ - $z4$ coordinate systems; ω_e – the electrical angular speed of the motor; R_s , R_r – stator and rotor phase resistance; p_b – the number of motor pole pairs; $p = d/dt$ – derivative operator; T_e – the motor electromagnetic torque; T_m – the load torque; J_m – the inertia of the drive system.

The values of variables considered in the additional coordinate systems $z1$ - $z2$ and $z3$ - $z4$ are not involved in the generation of the motor electromagnetic torque. However they must be considered in the analysis and minimized with the use of the appropriate control structures, because they can cause enlargement of the amplitude of the stator phase currents and power losses in the stator windings [3, 5, 8].

The values of the rotor components in the additional $z1$ - $z2$ and $z3$ - $z4$ coordinate systems and the values of stator and rotor zero sequence components are equal to zero because the rotor is short-circuited and the star connection of stator phase windings is assumed. The equations for these components are neglected in the analysis.

2. Mathematical model of the seven-phase Voltage Source Inverter

The scheme of the two-level seven-phase VSI used for control of the seven-phase induction motor is shown in Figure 2.

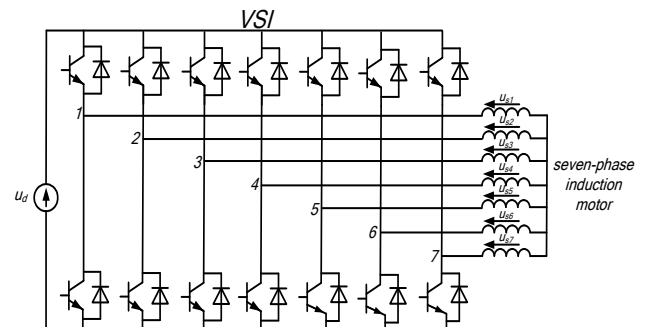


Fig. 2. Seven-phase induction motor supplied by the seven-phase VSI

Stator voltage space vectors generated by the seven-phase VSI in the stationary coordinate system α - β and additional coordinate systems $z1$ - $z2$ and $z3$ - $z4$ can be determined in general form [3]:

$$u_{s\alpha\beta} = u_{s\alpha} + j u_{s\beta} = \frac{2}{7} (S_1 + a S_2 + a^2 S_3 + a^3 S_4 + a^4 S_5 + a^5 S_6 + a^6 S_7) \cdot u_d \quad (14)$$

$$u_{sz1z2} = u_{sz1} + j u_{sz2} = \frac{2}{7} (S_1 + a^2 S_2 + a^4 S_3 + a^6 S_4 + a^8 S_5 + a^{10} S_6 + a^{12} S_7) \cdot u_d \quad (15)$$

$$u_{sz3z4} = u_{sz3} + j u_{sz4} = \frac{2}{7} (S_1 + a^3 S_2 + a^6 S_3 + a^9 S_4 + a^{12} S_5 + a^{15} S_6 + a^{18} S_7) \cdot u_d \quad (16)$$

where: $a = \exp(j2\pi/7)$; S_1, \dots, S_7 – the states of the switches of the seven-phase Voltage Source Inverter ($S_i = 0$ or $1, i = 1, \dots, 7$).

The seven-phase VSI generates $2^7 = 128$ output stator voltage space vectors. In the set of all generated voltage vectors, 126 active vectors and 2 zero vectors can be identified. The active space vectors have different magnitudes and divide the surface of voltage vectors into fourteen sectors [3].

Voltage space vectors generated by the seven-phase VSI in the coordinate system α - β are presented in Fig. 3a), voltage space vectors generated in the additional coordinate system $z1$ - $z2$ are presented in the Fig. 3b) and in the additional coordinate system $z3$ - $z4$ are presented in Fig. 3c).

All voltage space vectors presented in Fig. 3 have been identified with decimal numbers and these numbers can be converted into seven-position binary numbers. These binary numbers determine the states of the individual switches of the seven-phase VSI.

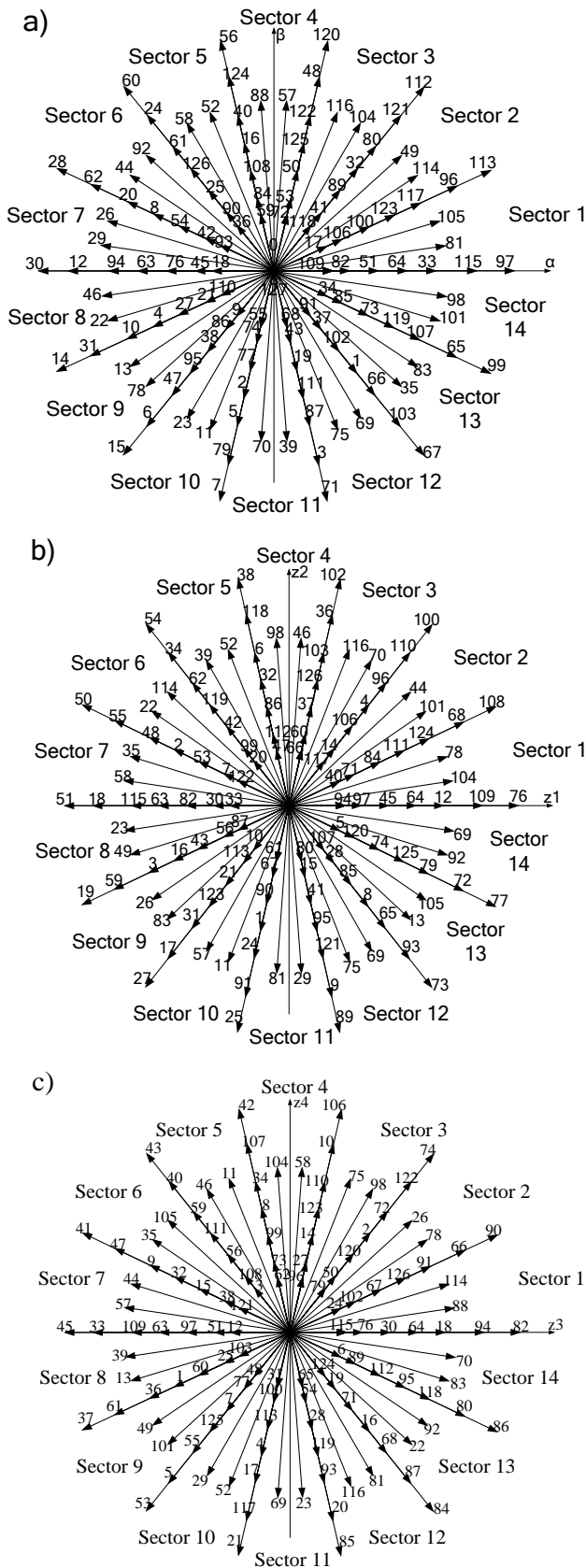


Fig. 3. Voltage space vectors generated by seven-phase VSI: a) in the stationary coordinate system α - β ; b) in the additional coordinate system $z1$ - $z2$ c) in the additional coordinate system $z3$ - $z4$

3. Space Vector modulation method

Due to a great number of voltage space vectors, the different concepts of Space Vector Modulation can be adopted for control of seven-phase Voltage Source Inverter [3]. In this article two concepts of the synthesis of the reference voltage vectors have been analyzed. In the first concept the switching times of two long voltage vectors chosen from the same sector in which the reference voltage vector is located and two zero voltage vectors have been applied. In the second concept the using of switching times of six active voltage vectors from the same sector and two zero voltage vectors have been chosen.

Graphical interpretation of the first concept of Space Vector Modulation method has been presented in Figure 4. The voltage space vectors in the α - β plane and the case when the reference voltage vector \underline{u}_{sref} is situated in Sector 1 are considered.

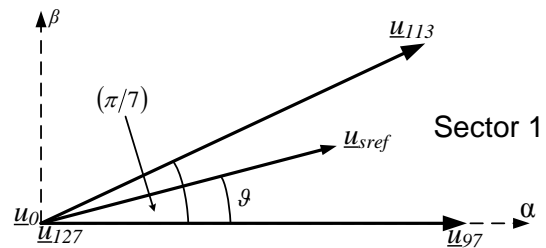


Fig. 4. The principle of determining the reference voltage vector with the choice of long voltage vectors

In this case the reference voltage vector is synthesized through using two long voltage vectors: \underline{u}_{97} , \underline{u}_{113} and two zero voltage vectors: \underline{u}_0 , \underline{u}_{127} . The principle of Space Vector Modulation method can be described by the following general equations:

$$\underline{u}_{sref} \cdot T_s = \underline{u}_{97} \cdot t_{a1} + \underline{u}_{113} \cdot t_{b1} \quad (17)$$

$$t_0 = T_s - (t_{a1} + t_{b1}) \quad (18)$$

where: t_{a1} , t_{b1} – switching times of long active voltage vectors; t_0 – switching time of zero voltage vectors; \underline{u}_{sref} – magnitude of the reference voltage vector; T_s – switching period.

Graphical interpretation of the second concept of Space Vector Modulation method has been presented in Figure 5. The voltage space vectors in the α - β plane and the case when the reference voltage vector \underline{u}_{sref} is situated in Sector 1 are considered.

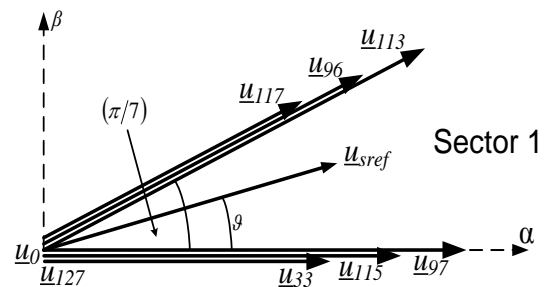


Fig. 5. The principle of determining the reference voltage vector with the choice of six active voltage vectors

In this case the reference voltage vector is synthesized by using six active voltage vectors: \underline{u}_{33} , \underline{u}_{115} , \underline{u}_{97} , \underline{u}_{117} , \underline{u}_{96} , \underline{u}_{113} and two zero voltage vectors: \underline{u}_0 , \underline{u}_{127} . This concept of Space Vector Modulation allows to achieve the reference voltage vector in the α - β plane and at the same time to achieve the zero values of vectors in the additional $z1$ - $z2$ and $z3$ - $z4$ planes [3].

The principles of Space Vector Modulation method can be described by the following general equations:

$$\underline{u}_{sref} \cdot T_s = \underline{u}_{97} \cdot t_{a1} + \underline{u}_{113} \cdot t_{b1} + \underline{u}_{115} \cdot t_{a2} + \underline{u}_{96} \cdot t_{b2} + \underline{u}_{33} \cdot t_{a3} + \underline{u}_{117} \cdot t_{b3} \quad (19)$$

$$0 = \underline{u}_{76} \cdot t_{a1} + \underline{u}_{108} \cdot t_{b1} + \underline{u}_{109} \cdot t_{a2} + \underline{u}_{68} \cdot t_{b2} + \underline{u}_{12} \cdot t_{a3} + \underline{u}_{124} \cdot t_{b3} \quad (20)$$

$$0 = \underline{u}_{82} \cdot t_{a1} + \underline{u}_{90} \cdot t_{b1} + \underline{u}_{94} \cdot t_{a2} + \underline{u}_{66} \cdot t_{b2} + \underline{u}_{18} \cdot t_{a3} + \underline{u}_{91} \cdot t_{b3} \quad (21)$$

$$t_0 = T_s - (t_{a1} + t_{b1} + t_{a2} + t_{b2} + t_{a3} + t_{b3}) \quad (22)$$

where: t_{a2} , t_{b2} , t_{a3} , t_{b3} – switching times of active voltage vectors.

Switching times of voltage vectors are calculated according to the equations (these formulas allow to ensure the average value of voltage in $z1$ - $z2$ and in $z3$ - $z4$ coordinate systems equal to zero) [3]:

$$t_{a1} = \sin(3\pi/7) \cdot \sin(s \cdot \pi/7 - \vartheta) \cdot \frac{u_{sref}}{u_d} \cdot T_s \quad (23)$$

$$t_{a2} = \sin(2\pi/7) \cdot \sin(s \cdot \pi/7 - \vartheta) \cdot \frac{u_{sref}}{u_d} \cdot T_s \quad (24)$$

$$t_{a3} = \sin(\pi/7) \cdot \sin(s \cdot \pi/7 - \vartheta) \cdot \frac{u_{sref}}{u_d} \cdot T_s \quad (25)$$

$$t_{b1} = \sin(3\pi/7) \cdot \sin[\vartheta - (s-1) \cdot \pi/7] \cdot \frac{u_{sref}}{u_d} \cdot T_s \quad (26)$$

$$t_{b2} = \sin(2\pi/7) \cdot \sin[\vartheta - (s-1) \cdot \pi/7] \cdot \frac{u_{sref}}{u_d} \cdot T_s \quad (27)$$

$$t_{b3} = \sin(\pi/7) \cdot \sin[\vartheta - (s-1) \cdot \pi/7] \cdot \frac{u_{sref}}{u_d} \cdot T_s \quad (28)$$

$$t_0 = T_s - (t_{a1} + t_{b1} + t_{a2} + t_{b2} + t_{a3} + t_{b3}) \quad (29)$$

where: ϑ – the angle position of reference voltage vector, s – the number of sector.

4. Fuzzy Logic controller

In the analyzed DTC-SVM control system the Fuzzy Logic speed controller has been applied. The block diagram of the selected Fuzzy Logic Controller (FLC) has been presented in Figure 6.

The applied FLC consists of five parts [2, 4, 10]:

- Part 1 is responsible for calculation of two control signals. The difference between the reference and calculated motor speed e is the first control signal. The time derivative of the first input signal Δe is the second control signal. The calculation of the output signals is performed with the use of the scaling factors k_e and k_{de} .
- The output signals from Part 1 are fuzzified in the Part 2. The triangle-shaped membership functions presented in Figure 7 have been used in this part of FLC.
- In Part 3 of the FLC the multiplication of the appropriate output signals from Part 2 is carried out.
- Part 4 is responsible for multiplication of the activation levels of the rules and weight coefficients. The weight coefficients were chosen as: N (negative), ZE (zero), P (positive), NB (negative big), NS (negative small), PS (positive small), PB (positive big).
- Part 5 is responsible for calculation of the output signal from FLC. The determination of the output signal is performed with the use of the scaling factor k_{du} . The output signal is calculated according to the following equation:

$$u(k) = \sum_{i=1}^n w_i a_i / \sum_{i=1}^n a_i \quad (30)$$

The scaling factors k_e , k_{de} and k_{du} of the Fuzzy Logic controller have been matched with the use of genetic algorithm. The quality index K:

$$K = \min \left[\int_0^{\infty} (\omega_e^* - \omega_e)^2 dt + \int_0^{\infty} (T_e^* - T_e)^2 dt + \int_0^{\infty} (\psi_s^* - \psi_s)^2 dt \right] \quad (31)$$

with the use of integral square error (ISE) criterion has been used in the FLC tuning procedure [10].

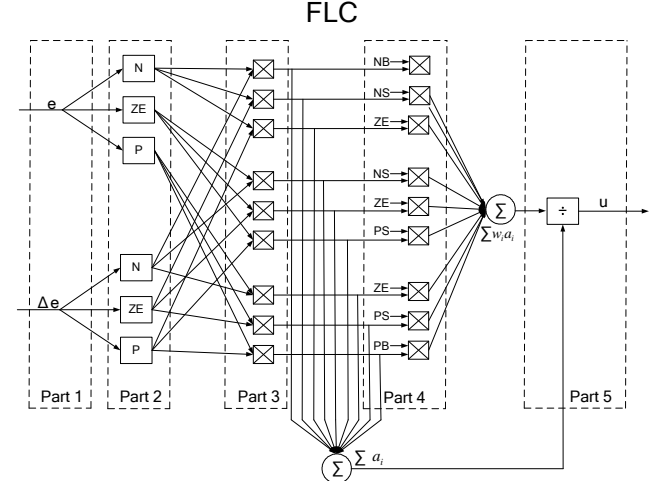


Fig. 6. The block diagram of the Fuzzy Logic speed controller

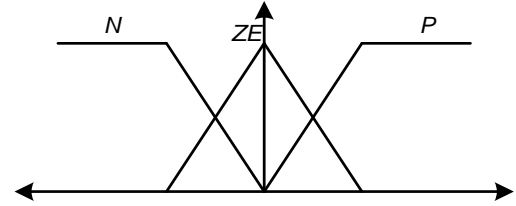


Fig. 7. The triangle-shaped membership function

5. DTC-SVM control system

The block diagram of DTC-SVM control scheme of seven-phase induction motor is shown in Figure 8.

To implement the DTC-SVM control system the estimation block has been used [9]. The estimation block determines the instantaneous magnitude of the stator flux vector ψ_s , the estimated value of the motor electromagnetic torque T_e and the instantaneous angle γ_ψ of the stator flux vector position.

In the DTC-SVM control structure three control loops are applied: the control loop of motor angular speed ω_e with Fuzzy Logic controller, the control loop of the motor electromagnetic torque T_e with PI controller and the control loop of the magnitude of the stator flux vector ψ_s with PI controller. Output signal from Fuzzy Logic controller of motor angular speed is the reference value of motor electromagnetic torque T_e^* . Output signal from electromagnetic torque controller is the reference value of the y component of the stator voltage vector u_{sy}^* . Output signal from controller of the magnitude of the stator flux vector is the reference value of the x component of the stator voltage vector u_{sx}^* . The reference values of components of the stator voltage vectors in the x - y coordinate system are transformed to the α - β coordinate system and afterwards given to the Space Vector Modulation (SVM) block. The SVM sets the switching states of the seven-phase Voltage Source Inverter.

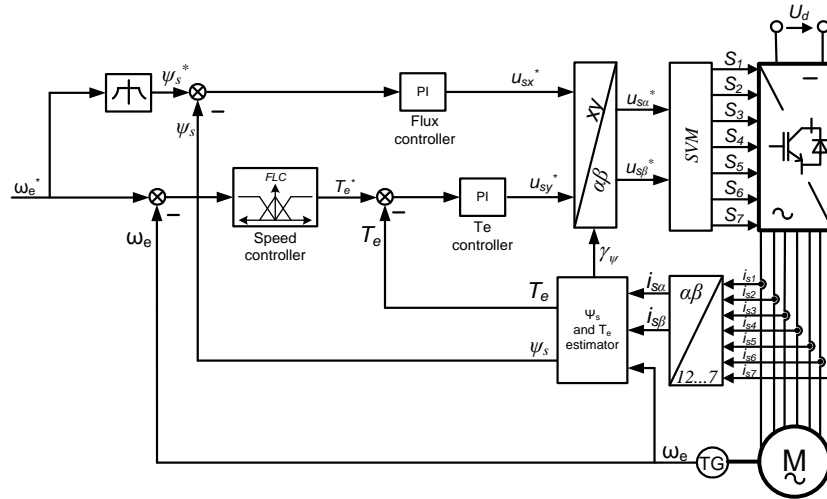


Fig. 8. DTC-SVM control system of seven-phase induction motor

6. Simulation results

Simulation studies were carried out for the seven-phase squirrel-cage induction motor with the following data: $f_N = 50$ Hz, $p_b = 2$, $R_s = 10\Omega$, $R_r = 6.3\Omega$, $L_{ls} = L_{lr} = 0.04$ H, $L_m = 0.42$ H. The simulation model of DTC-SVM control of seven-phase induction motor with Fuzzy Logic speed controller has been implemented in Matlab/Simulink® Software. The simulation studies of the considered control method were performed for the assumed trajectories of the reference motor speed and for variable values of the load torque. The second concept of the Space Vector Modulation method with the use of the six active voltage vectors and two zero voltage vectors has been applied in the simulation model.

The waveforms of the reference speed and calculated speed of the seven-phase induction motor have been presented in Figure 9. Analysis of this waveforms leads to the conclusion that the

calculated speed is with high accuracy equal to the reference speed.

The waveforms of the electromagnetic torque of the seven-phase induction motor and the load torque are presented in the Figure 10. The values of the electromagnetic torque depends on the reference trajectory of motor speed and values of the load torque.

Figure 12 shows the trajectory of the estimated values of the magnitude of the stator flux vector. It can be stated, that the magnitude of the stator flux vector is regulated at the nominal value.

The waveform of the stator phase current has been presented in Figure 11. It can be concluded, that the amplitudes of the stator phase current depend on the load condition of the drive system.

The waveforms of the stator current vector components in the $z1$ - $z2$ coordinate system are shown in Figure 13. As a result of the applied Space Vector Modulation method, these components and components in the $z3$ - $z4$ coordinate system have small amplitudes.

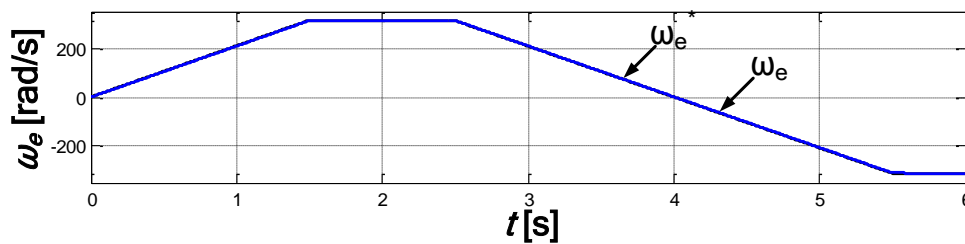


Fig. 9. The waveforms of reference and measured speeds of seven-phase induction motor for DTC-SVM with FLC

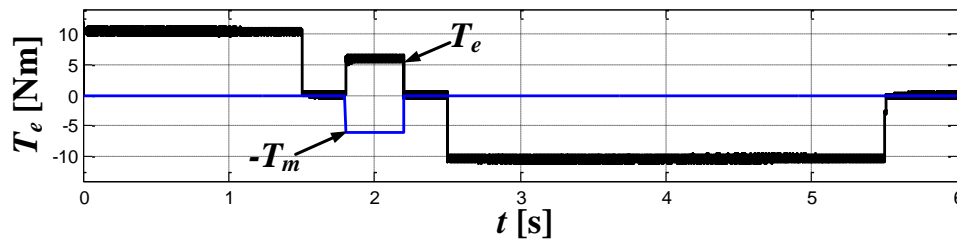


Fig. 10. The waveforms of the electromagnetic torque of seven-phase induction motor and the load torque for DTC-SVM with FLC

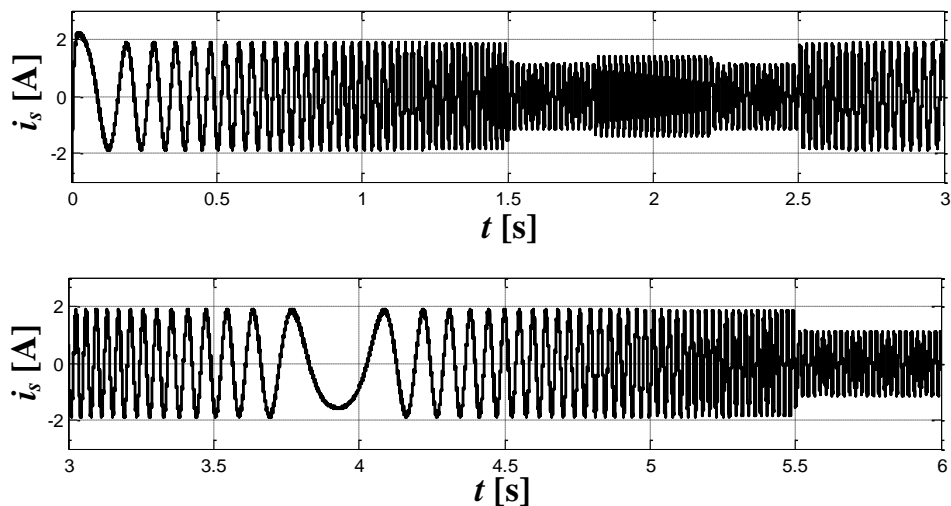


Fig. 11. The waveforms of the stator phase current of the seven-phase induction motor for DTC-SVM with FLC

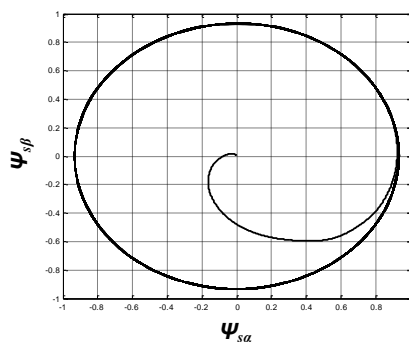


Fig. 12. Trajectory of the estimated magnitude of the stator flux vector

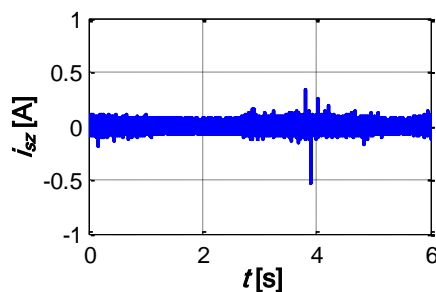


Fig. 13. The waveforms of the stator phase current vector components in the α - β additional coordinate system

7. Conclusions

The mathematical models of the seven-phase squirrel-cage induction motor and seven-phase Voltage Source Inverter have been presented. The chosen concepts of the Space Vector Modulation methods have been described, the scheme and description of the Fuzzy Logic Speed controller have been presented.

The structure of Direct Torque Control method with Space Vector Modulation with seven-phase induction motor and Fuzzy Logic speed controller has been presented and described.

Simulation studies of the considered control method were carried out and the results of the simulation studies have been presented and discussed. The analyzed control method allows for control of the given waveforms with great accuracy. The calculated motor speed is with high accuracy equal to the reference speed. The DTC-SVM system with Fuzzy Logic speed controller provides accurate control of the motor electromagnetic torque and the magnitude of the stator flux vector.

The drive system with Direct Torque Control of seven-phase induction motor and Fuzzy Logic speed controller can be used in industrial applications that require precise adjustment and reliable operation.

References

- [1] Casadei D., Mengoni M., Serra G., Tani A., Zarri L., Parsa L.: Control of a High Torque Density Seven-Phase Induction Motor with Field-Weakening Capability. IEEE International Symposium on Industrial Electronics 2010, 2147–2152.
- [2] Derugo P., Szabat K.: Adaptive neuro-fuzzy PID controller for nonlinear drive system. COMPEL: The International Journal of Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering 34(3)/2015, 792–807.
- [3] Dujic D., Jones M., Levi E.: Generalised space vector PWM for sinusoidal output voltage generation with multiphase voltage source inverters. Int. J. Industrial Electronics and Drives 1(1)/2009, 1–13.
- [4] El-Barbary Z.M.S.: Fuzzy logic based controller for five-phase induction motor drive system. Alexandria Engineering Journal 51/2012, 263–268.
- [5] Levi E., Bojoi R., Profumo F., Toliyat H.A., Williamson S.: Multiphase induction motor drives - a technology status review. IET Electr. Power Appl. 2007, 489–516.
- [6] Listwan J., Pienkowski K.: Analysis of Vector Control of Multi-Phase Induction Motor. Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej 65/2011, 305–319.
- [7] Lu S., Corzine K.: Direct torque control of five-phase induction motor using space vector modulation with harmonics elimination and optimal switching sequence. Applied Power Electronics Conference and Exposition, Dallas, 2006, 195–201.
- [8] Pienkowski K.: Analysis and Control of Multi-Phase Squirrel-Cage Induction Motor. Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej 65/2011, 305–319.
- [9] Orłowska-Kowalska T.: Sensorless Induction Motor Drive. Wrocław University of Technology Press, Wrocław 2003.
- [10] Orłowska-Kowalska T., Szabat K.: Optimization of Fuzzy-Logic Speed Controller for DC Drive System With Elastic Joints. IEEE Transaction on Industry Applications 40(4)/2004, 1138–1144.
- [11] Zhao Y., Lipo T.A.: Space vector PWM Control of Dual Three-Phase Induction Machine Using Vector Space Decomposition. IEEE Transaction on Industry Applications 31(5)/1995, 1100–1109.

M.Sc. Jacek Listwan
e-mail: jacek.listwan@pwr.edu.pl

Jacek Listwan received the M.Sc. degree in Control Engineering and Robotics from Faculty of Electrical Engineering, Wrocław University of Technology, Wrocław, Poland in 2013. He is a Ph.D. student in the Department of Electrical Machines, Drives and Measurements at the Wrocław University of Technology. His research interests include nonlinear control structures (Fuzzy Logic and Sliding-Mode) for multi-phase induction motors.



otrzymano/received: 15.06.2016

przyjęto do druku/accepted: 22.11.2017

DOI: 10.5604/01.3001.0010.7259

REKONSTRUKCJA NIEKOMPLETNYCH OBRAZÓW ZA POMOCĄ METOD APROKSYMACJI MODELAMI NISKIEGO RZĘDU

Tomasz Sadowski, Rafał Zdunek

Wydziału Elektroniki, Politechnika Wroclawska

Streszczenie. W pracy badano zadanie rekonstrukcji brakujących pikseli w obrazach poddanych losowym zaburzeniom impulsowym w kanale transmisyjnym. Takie zadanie może być sformułowane w kontekście interpolacji obrazu na nieregularnej siatce lub aproksymacji niekompletnego obrazu za pomocą modeli dekompozycji obrazu na faktory niskiego rzędu. Porównano skuteczność czterech algorytmów opartych na dekompozycjach macierzy lub tensorów: SVT, SmNMF-MC, FCSA-TC i SPC-QV. Badania przeprowadzono na obrazach niekompletnych, otrzymanych z obrazów oryginalnych przez usunięcie losowo wybranych pikseli lub linii tworzących regularną siatkę. Najwyższą efektywność rekonstrukcji obrazu uzyskano gdy na estymowane faktory niskiego rzędu narzucano ograniczenia nieujemności i gładkości w postaci wagowej filtracji uśredniającej.

Słowa kluczowe: rekonstrukcja obrazów, aproksymacja niskiego rzędu, nieujemna faktoryzacja macierzy, dekompozycja tensorowa, uzupełnianie elementów macierzy

IMAGE COMPLETION WITH LOW-RANK MODEL APPROXIMATION METHODS

Abstract. The paper is concerned with the task of reconstructing missing pixels in images perturbed with impulse noise in a transmission channel. Such a task can be formulated in the context of image interpolation on an irregular grid or by approximating an incomplete image by low-rank factor decomposition models. We compared four algorithms that are based on the low-rank decomposition model: SVT, SmNMF-MC, FCSA-TC and SPC-QV. The numerical experiments are carried out for various cases of incomplete images, obtained by removing random pixels or regular grid lines from test images. The best performance is obtained if nonnegativity and smoothing constraints are imposed onto the estimated low-rank factors.

Keywords: image completion, low-rank approximation, nonnegative matrix factorization, tensor decomposition, matrix completion

Wstęp

Zagadnienie rekonstrukcji obrazu występuje w wielu dziedzinach nauki i najczęściej jest rozumiane w sensie rekonstrukcji obrazów tomograficznych za pomocą tzw. operacji rzutowania wstecznego [17, 30]. Ten termin może być również rozumiany w szerszym kontekście, jako zagadnienie rekonstrukcji brakujących lub zaburzonych części obrazu. W takim kontekście należy też rozumieć pojęcie rekonstrukcji obrazu występujące w tytule tego artykułu. Tematyka omawiana tutaj dotyczy zadania rekonstrukcji brakujących pikseli w obrazie, nazywanego czasami zadaniem uzupełniania obrazu (z ang. *image completion*). Polega ono na estymacji wartości brakujących pikseli na podstawie pikseli dostępnych i pewnej apriorycznej wiedzy o cechach rekonstruowanego obrazu. Zwykle jest to zadanie będące częścią złożonego procesu redukcji zakłóceń lub korekcji obrazu.

Obecnie zagadnienie uzupełniania obrazu jest przedmiotem badań w wielu renomowanych ośrodkach badań naukowych, o czym świadczą najnowsze publikacje, np. [8, 14, 27, 34]. Znane są różne podejścia metodologiczne w zależności od wielkości i rozkładu zaburzeń w obrazie. Jeśli zaburzenie powstało przez wycięcie z obrazu zaburzonego pewnego spójnego obszaru/obiektu o relatywnie dużych rozmiarach, wówczas efektywne stają się statystyczne metody parametryczne [16, 28] syntetyzujące strukturę tekstury. Synteza realizowana jest na podstawie parametrycznych modeli statystycznych, które dopasowują statystykę obszaru zaburzonego do pozostałej części na podstawie analizy histogramów rozkładu kolorów w różnych rozdzielczościach lub rozkładu innych parametrów, np. współczynników falek. Takie podejście ma jednak znaczące ograniczenia, ponieważ umożliwia jedynie syntezę tekstur o dużym podobieństwie stochastycznym.

Inne, dość popularne, podejście do zadania uzupełniania obrazu wykorzystuje proces dyfuzyjny [1, 4, 9, 23, 29], w którym następuje rozpraszanie informacji propagowanej od granicy brakującego obszaru do jego wnętrza. Proces ten jest symulowany rozwiązaniem cząstkowego równania różniczkowego, które najczęściej ma postać równania Naviera-Stokesa [5], znanego głównie w dynamice płynów. Takie podejście sprawdza się dość dobrze, jeśli brakujący obszar jest spójny i dość wąski. Metoda ta w podstawowej wersji nie umożliwia syntezy struktury tekstury. Obecnie, znane są również metody hybrydowe [6], łączące proces dyfuzyjny modelujący strukturę obrazu z syntezą tekstury.

Kolejną grupę metod uzupełniania obrazu stanowią metody bazujące na archetypie (ang. *exemplar-based methods*) [1, 7, 12,

18, 22, 25, 32, 33], które wypełniają brakujący obszar kopią pewnego fragmentu obrazu niezaburzonego. Kopiowane są pojedyncze piksele lub tzw. łaty (ang. *patches*) w celu syntezy tekstury. Takie podejście jest najefektywniejsze w syntezy tekstury dużych brakujących obszarów, ale jest złożone obliczeniowo, ponieważ zwykle jest realizowane algorytmami optymalizacji heurystycznej. Zadanie modelowania obrazu łatami może być też wyrażone grafem jednokierunkowym, w którym krawędzie łączące wierzchołki grafu pokazują obszary o koherentnej teksturze. Takie podejście również związane jest z dużym nakładem obliczeniowym.

Jeśli zaburzenia w obrazie nie mają charakteru spójnego obszaru, a są np. losowo brakującymi pikselami lub rozszanym grupami pikseli, wówczas zadanie uzupełniania obrazu można sprowadzić do zadania dekompozycji obrazu zaburzonego na faktory o niskim rzędzie. Ich iloczyn aproksymuje obraz zaburzony według odpowiedniego kryterium. W literaturze można odnaleźć różne algorytmy do realizacji wspomnianego zadania, które zwykle powstały na bazie algorytmów estymacji brakujących elementów w macierzy (ang. *matrix completion*) [15, 20, 24] lub tensorze (ang. *tensor completion*) [10, 13, 26]. W przypadku uzupełniania pikseli w obrazie monochromatycznym, najczęściej stosuje się metody dekompozycji macierzy. W przypadku obrazów kolorowych, metody macierzowe można stosować oddzielnie do każdej mapy rozkładu fundamentalnego koloru (RGB) lub reprezentować obraz kolorowy za pomocą tensora i poddać go bezpośrednio dekompozycji na macierze czynnikowe o niskim rzędzie. Należy zauważyć, że takie podejście do zadania uzupełnienia obrazu jest dość elastyczne ze względu na szeroki wybór: modeli, ograniczeń narzucanych na estymowane faktory, funkcji celu wyrażającej miarę podobieństwa obrazu zaburzonego i modelu, a także algorytmu optymalizacyjnego.

Niniejszy artykuł przedstawia porównanie kilku metod, opartych na dekompozycji obrazu na faktory o niskim rzędzie, które zastosowano do zadania estymacji brakujących pikseli w obrazach o wysokim współczynniku utraty danych. Badano różne algorytmy i podejmowano różne próby ich usprawnienia. Ze względu na jakość wyników, najwięcej uwagi poświęcono jednak algorytmom, które są blisko związane z metodami dekompozycji tensorów, przedstawionymi w pracy [34]. Na podstawie tych metod, opracowano algorytm uproszczony, zakładający dekompozycję „uszkodzonego” obrazu na iloczyn nieujemnych czynników niskiego rzędu. Ze względu na ograniczenia nieujemności, takie podejście jest blisko związane

z modelem nieujemnej faktoryzacji macierzy (ang. *nonnegative matrix factorization* – NMF) [11, 35], który znalazł liczne zastosowania w wielu dziedzinach nauki i nadal jest prężnie rozwijany. Jedną z głównych zalet tego modelu jest jego duża elastyczność w wyborze charakteru pożądanego rozwiązania. Lokalna gładkość estymowanego obrazu implikuje również lokalną gładkość estymowanych czynników. Wymuszanie takiej charakterystyki czynników w modelu NMF najczęściej realizuje się dodatkowym członem kary lub regularyzacji w funkcji celu, który determinuje określony charakter rozwiązania. W tej pracy potwierdzono, że narzucanie gładkości na estymowane czynniki jest celowe, ale zadanie to zrealizowano w inny sposób niż w pracy [34]. Gładkość wymuszano w wektorach cech za pomocą funkcji wagowej filtracji uśredniającej, gdzie niskie współczynniki wagowe przypisywano tym elementom wektora cech, które postrzegane były jako elementy znacznie odstające od zakresu wariancji (ang. *outliers*).

Układ pracy jest następujący: w następnym rozdziale przedstawiono model matematyczny zadania rekonstrukcji obrazu niekompletnego. W kolejnym rozdziale scharakteryzowano wybrane metody rekonstrukcji obrazu oraz omówiono zaproponowaną metodę wygładzania czynników. Następnie przedstawiono wyniki eksperymentów numerycznych. Ostatni rozdział zawiera podsumowanie i wnioski.

1. Sformułowanie problemu

Omawiany problem można matematycznie sformułować w następujący sposób [8, 14]:

$$\min_{\mathbf{X}} \|\text{rank}(\mathbf{X})\|, \quad (1)$$

przy ograniczeniach: $(\mathbf{X})_{ij} = (\mathbf{M})_{ij}$, $(i, j) \in \Omega$, gdzie \mathbf{X} jest aproksymującą macierzą, \mathbf{M} jest oryginalną macierzą niekompletną, a Ω jest zbiorem (macierzą logiczną) indeksów niezaburzonych elementów macierzy \mathbf{M} . Założono, że zbiór Ω jest znany lub może być łatwo estymowany za pomocą metod segmentacji obrazów.

Głównym celem algorytmu uzupełniania brakujących elementów macierzy jest znalezienie takiej macierzy \mathbf{X} o minimalnym rzędzie, która w pozycjach wskazywanych zbiorem Ω ma takie same wartości elementów jak macierz \mathbf{M} . Takie algebraiczne podejście można zastosować do zadania aproksymacji brakujących pikseli w niekompletnym obrazie monochromatycznym (macierz 2D) lub kolorowym (macierz 3D lub tensor).

2. Wybrane metody rekonstrukcji obrazu

Poniżej krótko scharakteryzowano wybrane metody rekonstrukcji obrazów niekompletnych:

2.1. Metoda SVT

Metoda SVT (ang. *Singular Value Thresholding*) [8, 14] bazuje na dekompozycji macierzy względem jej wartości osobliwych. Jest stosunkowo prosta i łatwa w implementacji oraz niezwykle skuteczna w rozwiązywaniu problemów, w których optymalne rozwiązanie ma niski rząd. W metodzie tej zadanie (1) aproksymowane jest następującym zadaniem:

$$\min_{\mathbf{X}} \|\mathbf{X}\|_*, \quad \text{p.o. } P_{\Omega}(\mathbf{X}) = P_{\Omega}(\mathbf{M}), \quad (2)$$

gdzie $\|\mathbf{X}\|_*$ jest normą nuklearną macierzy \mathbf{X} . Zaczynając od dowolnej macierzy \mathbf{Y}^0 , wykonywana jest procedura iteracyjnego progowania według reguły:

$$\mathbf{X}^k = \text{shrink}(\mathbf{Y}^{k-1}, \tau), \quad (3)$$

$$\mathbf{Y}^k = \mathbf{Y}^{k-1} + \delta_k P_{\Omega}(\mathbf{M} - \mathbf{X}^k), \quad (4)$$

gdzie $\text{shrink}(\cdot)$ jest funkcją progowania z progiem τ . Reguły te zaimplementowano algorytmem iteracyjnym (Alg. 1), który wytwarza sekwencyjnie macierze $\{\mathbf{X}^k, \mathbf{Y}^k\}$ i w każdym kroku wykonuje operację „progowania” (ang. *threshold*) wartości osobliwych macierzy \mathbf{Y}^k .

Algorytm 1: SVT

Wejście: \mathbf{M} – obraz zaburzony, Ω – macierz indeksów niezaburzonych elementów w \mathbf{M} , δ – krok, ε – tolerancja, $\tau > 0$ – parametr, l – stała przyrostowa, k_{\max} – maksymalna liczba iteracji

Wyjście: \mathbf{X} – macierz estymowana

```

 $\mathbf{Y}^0 = k_0 \delta P_{\Omega}(\mathbf{M}),$ 
 $r_0 = 0$ 
for  $k = 1, \dots, k_{\max}$ 
     $s_k = r_{k-1} + 1,$ 
    repeat
         $[\mathbf{U}^{k-1}, \mathbf{\Sigma}^{k-1}, \mathbf{V}^{k-1}]_{s_k} = \text{svd}(\mathbf{Y}^k)$ 
         $s_k = s_{k-1} + l$ 
    until  $\sigma_{s_k-1}^{k-1} \leq \tau$ 
     $r_k = \max_j (\sigma_j^{k-1} > \tau)$ 
     $\mathbf{X}^k = \sum_{j=1}^{r_k} (\sigma_j^{k-1} - \tau) \mathbf{u}_j^{k-1} \mathbf{v}_j^{k-1}$ 
    if  $\frac{\|P_{\Omega}(\mathbf{X}^k - \mathbf{M})\|_F}{\|P_{\Omega}(\mathbf{M})\|_F} < \varepsilon$  then break
     $\mathbf{Y}_{ij}^k = \begin{cases} 0 & \text{if } (i, j) \notin \Omega, \\ \{\mathbf{Y}_{ij}^k - \delta(\mathbf{M}_{ij}^k - \mathbf{X}_{ij}^k)\} & \text{if } (i, j) \in \Omega \end{cases}$ 
end if
end for  $k$ 
 $\mathbf{X} = \mathbf{X}^k$ 

```

Macierze $\mathbf{U}^k = [\mathbf{u}_1^k, \dots, \mathbf{u}_{s_k}^k]$ oraz $\mathbf{V}^k = [\mathbf{v}_1^k, \dots, \mathbf{v}_{s_k}^k]$ otrzymano odpowiednio z pierwszych s lewych i prawych wektorów osobliwych macierzy \mathbf{Y}^k , a $\mathbf{\Sigma}^k$ to macierz diagonalna składająca się z s wartości osobliwych $[\sigma_1^k, \dots, \sigma_{s_k}^k]$. W implementacji algorytmu wykorzystano pakiet PROPACK. W odróżnieniu od innych pakietów do wyznaczania SVD, ten pakiet nie wyznacza automatycznie tych wartości osobliwych, które przekraczają zadany próg τ . Należy więc określić liczbę największych wartości osobliwych s_k macierzy \mathbf{Y}^{k-1} , które mają być obliczane w k -tej iteracji. Zadanie to realizowane jest według reguły przyrostowej: $s_k = r_{k-1} + 1$, gdzie $r_{k-1} = \text{rank}(\mathbf{X}^{k-1})$ jest liczbą niezerowych wartości osobliwych macierzy \mathbf{X}^{k-1} z poprzedniej iteracji. Następnie wyznacza się pierwsze s_k wartości osobliwych macierzy \mathbf{Y}^{k-1} . Jeżeli któreś z obliczonych wartości osobliwych są mniejsze niż τ , to s_k jest właściwym wyborem. W przeciwnym razie, należy zwiększyć s_k o ustaloną, całkowitą liczbę l aż wartości osobliwe będą mniejsze od τ . SVT rozpoczyna działanie z $\mathbf{Y}^0 = 0$; τ powinno być odpowiednio dużą liczbą, aby rozwiązać zadanie (1) oraz:

$$k_0 = \frac{\tau}{\delta \|P_{\Omega}(\mathbf{M})\|_2}. \quad (5)$$

Ponieważ $\mathbf{Y}^0 = 0$, to łatwo zauważyć, że $\mathbf{X}^k = 0$ oraz $\mathbf{Y}^k = k\delta P_{\Omega}(\mathbf{M})$ dla $k = 1, \dots, k_0$. Aby zwiększyć szybkość działania algorytmu, obliczanie $\mathbf{X}^1, \dots, \mathbf{X}^{k_0}$ można pominąć i zacząć od wyliczenia \mathbf{X}^{k_0+1} z \mathbf{Y}^{k_0} . Algorytm kończy pracę, gdy

$$\frac{\|P_{\Omega}(\mathbf{X}^k - \mathbf{M})\|_F}{\|P_{\Omega}(\mathbf{M})\|_F} < \varepsilon. \quad (6)$$

2.2. Metoda FCSEA

Metoda FCSEA (ang.: *FCSEA based Tensor Completion*) [19] inaczej podchodzi do zagadnienia aproksymacji obrazu, ponieważ używa tensorów zamiast macierzy. Algorytm FCSEA powstał w wyniku połączenia dwóch algorytmów: CSD (ang. *Composite Splitting Denoising*) oraz FISTA (ang. *Fast Iterative Shrinkage-Thresholding Algorithm*). Jednym z jego głównych cech jest to, że rozkłada główny problem na kilka mniejszych, które będą rozwiązywane równolegle. Jest to własność bardzo użyteczna w przypadku rekonstrukcji tensorów. Obraz kolorowy jest bowiem tensorem trójmodalnym, gdzie dwa pierwsze mody takiego tensora odpowiadają pikselom, a trzeci mod odnosi się do sygnałów R, G i B.

Problem optymalizacji w FCSA można przedstawić jako:

$$\min \frac{1}{2} \|\mathbf{P}_\Omega(\mathbf{X}) - \mathbf{M}\|_F^2 + \sum_{i=1}^m \alpha_i \|B_i \mathbf{X}\|_*, \quad (7)$$

gdzie $\mathbf{X} \in \mathbb{R}^{p \times q \times m}$ – aproksymowany tensor trójmodalny, \mathbf{M} – tensor danych niekompletnych, $B_i \mathbf{X}$ jest operacją zamieniającą tensor w macierz (ang. *unfolding*) t.j. $B_i \mathbf{X} = \mathbf{X}_i$ dla $i = 1, 2, 3$ ($\mathbf{X}_1 \in \mathbb{R}^{p \times qm}$, $\mathbf{X}_2 \in \mathbb{R}^{q \times pm}$, $\mathbf{X}_3 \in \mathbb{R}^{m \times pq}$). Funkcja $\text{prox}(g_i)(x)$ realizuje przekształcenie proksymalne i jest definiowana według zależności:

$$\text{prox}(g_i)(x) = \arg \min_u (g(u) + \frac{1}{2\rho} \|u - x\|^2). \quad (8)$$

Algorytm 2: FCSA

Wejście: $\mathbf{X}^0 = \mathbf{R}^0 = \mathbf{M}$, L – stała Lipschitza

Wyjście: \mathbf{X}

```
repeat
  for  $k = 1, \dots, K$ 
    for  $i = 1, \dots, m$ 
       $\mathbf{Y}_i^k = \text{prox}(g_i)(B_i(\mathbf{R}^{k-1} - \frac{1}{L} \nabla f_i(\mathbf{R}^{k-1})))$ ;
    end for  $i$ 
     $\mathbf{X}^k = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m B_i^{-1}(\mathbf{Y}_i^k)$ ;
     $t^{k+1} = \frac{1 + \sqrt{1 + 4t^{2k}}}{m}$ ;
     $\mathbf{R}^k = \mathbf{X}^k + \frac{t^k - 1}{t^{k+1}}(\mathbf{X}^k - \mathbf{X}^{k-1})$ ;
  end for  $k$ 
until Kryterium stopu spełnione
 $\mathbf{X} = \mathbf{X}^k$ 
```

Metoda FCSA również aproksymuje obraz zaburzony za pomocą modelu dekompozycji niskiego rzędu, jednakże w odróżnieniu od metody SVT, zadanie minimalizacji normy nuklearnej jest tutaj realizowane za pomocą członu regularyzującego w funkcji celu – zadanie (7). Funkcja $g(\cdot)$ w (8) jest zatem normą nuklearną.

2.3. Metoda SPC-QV

Algorytm SPC-QV (ang.: *Smooth PARAFAC Tensor Completion – Quadratic Version*) [34] bazuje na modelu dekompozycji tensora CANDECOMP/PARAFAC (CP) [11], który ma postać:

$$\mathbf{Z} = \sum_{r=1}^R (g_r \mathbf{u}_r^{(1)} \circ \mathbf{u}_r^{(2)} \circ \dots \circ \mathbf{u}_r^{(N)}), \quad (9)$$

gdzie $\mathbf{u}_r^{(n)}$ jest r -tym wektorem cechy wzdłuż n -tego modu tensora \mathbf{Z} , g_r jest mnożnikiem skalującym, a R jest rzędem dekompozycji. Zadanie optymalizacji dla rekonstrukcji wielomodalnego obrazu wyrażonego tensorem \mathbf{T} może być zdefiniowany jako:

$$\min_{g_r, \mathbf{u}_r^{(1)}, \dots, \mathbf{u}_r^{(N)}} \|\mathbf{X} - \mathbf{Z}\|_F^2 + \sum_{r=1}^R \rho^{(n)} \|\mathbf{L}^{(p)} \mathbf{u}_r^{(n)}\|_p^p, \quad (10)$$

gdzie $\mathbf{L}^{(p)}$ – operator pochodnej p -tego rzędu, $\|\mathbf{u}_r^{(n)}\|_2 = 1$, \mathbf{X} jest tensorem wyjściowym, \mathbf{T} jest niekompletnym tensorem wejściowym, a \mathbf{Z} jest modelem wyrażonym za pomocą (9). Zatem:

$$\mathbf{X}_{i_1, i_2, \dots, i_N} = \begin{cases} \mathbf{T}_{i_1, i_2, \dots, i_N} & (i_1, i_2, \dots, i_N) \in \Omega \\ \mathbf{Z}_{i_1, i_2, \dots, i_N} & \text{w przeciwnym razie} \end{cases} \quad (11)$$

W algorytmie SPC-QV człon kary w zadaniu (10) jest realizowany funkcją wymuszającą lokalną gładkość estymowanych czynników, gdzie współczynniki kary określono wektorem $\boldsymbol{\rho} = [\rho^{(1)}, \dots, \rho^{(N)}]^T$ dla wszystkich modów tensora. W badaniach przyjęto $p = 2$, co definiuje normę l_2 . Minimalizacja takiej normy wymusza gładkość rozwiązania i dodatkowo stabilizuje zadanie źle uwarunkowane (standardowa regularyzacja Tichonowa).

Algorytm 3: SPC-QV

Wejście: \mathbf{T} – niekompletny tensor wejściowy, Ω – tensor indeksów elementów niezaburzonych, p – parametr metryki, $\boldsymbol{\rho}$ – wektor współczynników regularyzujących, $\mathbf{L}^{(p)}$ – macierz operatora wygładzania obrazu, SDR – współczynnik definiujący maksymalny poziom mocy sygnału do zaburzeń [dB], α – długość kroku aktualizacji, ν – parametr stagnacji błędu.

Wyjście: \mathbf{X} , \mathbf{Z}

Inicjalizacja: $\mathbf{X}_\Omega = \mathbf{T}_\Omega$, $\mathbf{X}_{\bar{\Omega}} = \text{mean}(\mathbf{T}_\Omega)$, $\mathbf{u}_r \sim \mathbf{U}[0, 1]$, $R = 1$

```
 $\varepsilon = 10^{(-\frac{\text{SDR}}{10})} \|\mathbf{T}\|_F^2$ ;
 $g_r = \langle \mathbf{X}, \mathbf{u}_r^{(1)} \circ \mathbf{u}_r^{(2)} \circ \dots \circ \mathbf{u}_r^{(N)} \rangle$ ;
 $\mathbf{E} = \mathbf{X} - \sum_{r=1}^R (g_r \mathbf{u}_r^{(1)} \circ \mathbf{u}_r^{(2)} \circ \dots \circ \mathbf{u}_r^{(N)})$ ;
 $\mathbf{E}_{\bar{\Omega}} = \mathbf{0}$ ;
 $t = 0$ ;
 $\mu_t = \|\mathbf{E}\|_F^2$ ;
repeat
  for  $r = 1, \dots, R$ 
     $\mathbf{Y}_r = \mathbf{E} + g_r \mathbf{u}_r^{(1)} \circ \mathbf{u}_r^{(2)} \circ \dots \circ \mathbf{u}_r^{(N)}$ ;
    for  $n = 1, \dots, N$ 
       $\mathbf{u}_r^{(n)} = \frac{\mathbf{u}_{r-1}^{(n)} - \alpha \mathbf{v}_{r-1}^{(n)}}{\sqrt{1 - 2\alpha (\mathbf{u}_{r-1}^{(n)})^T \mathbf{v}_{r-1}^{(n)} + \alpha^2 (\mathbf{v}_{r-1}^{(n)})^T \mathbf{u}_{r-1}^{(n)}}}$ ;
    end for
     $g_r = \frac{\langle \mathbf{Y}_r, \mathbf{u}_r^{(1)} \circ \mathbf{u}_r^{(2)} \circ \dots \circ \mathbf{u}_r^{(N)} \rangle}{(1 + \sum_{n=1}^N \rho^{(n)} \|\mathbf{L}^{(p)} \mathbf{u}_r^{(n)}\|_p^p)}$ ;
     $\mathbf{E} = \mathbf{Y}_r - g_r \mathbf{u}_r^{(1)} \circ \mathbf{u}_r^{(2)} \circ \dots \circ \mathbf{u}_r^{(N)}$ ;  $\mathbf{E}_{\bar{\Omega}} = \mathbf{0}$ ;
  end for
   $\mu_{t+1} = \|\mathbf{E}\|_F^2$ ;
  if  $|\frac{\mu_t - \mu_{t+1}}{\mu_{t+1} - \varepsilon}| \leq \nu$ ;
     $R = R + 1$ 
     $\mathbf{u}_r \sim \mathbf{U}[0, 1]$ 
     $g_r = \langle \mathbf{E}, \mathbf{u}_r^{(1)} \circ \mathbf{u}_r^{(2)} \circ \dots \circ \mathbf{u}_r^{(N)} \rangle$ ;
     $\mathbf{E} = \mathbf{E} - \sum_{r=1}^R (g_r \mathbf{u}_r^{(1)} \circ \mathbf{u}_r^{(2)} \circ \dots \circ \mathbf{u}_r^{(N)})$ ;
     $\mathbf{E}_{\bar{\Omega}} = \mathbf{0}$ ;
  end if
   $t = t + 1$ ;
until  $\mu_t < \varepsilon$ 
 $\mathbf{Z} = \sum_{r=1}^R (g_r \mathbf{u}_r^{(1)} \circ \mathbf{u}_r^{(2)} \circ \dots \circ \mathbf{u}_r^{(N)})$ ;
 $\mathbf{X}_\Omega = \mathbf{Z}_\Omega$ 
```

2.4. Metoda SmNMF-MC

Metoda SmNMF-MC (ang. *Smooth NMF based Matrix Completion*) powstała na podstawie algorytmu SPC-QV. Nie wykorzystuje jednak dekompozycji CP, a jedynie model NMF. Zadanie optymalizacji ma postać:

$$\min \frac{1}{2} \|\sum_{r=1}^R \lambda_r \mathbf{u}_r \mathbf{v}_r^T - \mathbf{Y}\|_F^2 + \sum_{r=1}^R \frac{\lambda_r}{2} \|\rho_1 \|\mathbf{L}_1 \mathbf{u}_r\|_{p_1}^{p_1} + \rho_2 \|\mathbf{L}_2 \mathbf{v}_r\|_{p_2}^{p_2}\|_p^p, \quad (12)$$

gdzie \mathbf{u}_r i \mathbf{v}_r są odpowiednimi nieujemnymi wektorami cech, które odpowiadają kierunkowi pionowemu i poziomemu w obrazie \mathbf{Y} . Do rozwiązania zadania (12) wykorzystano algorytm HALS (ang. *Hierarchical Alternating Least Squares*) [11], podobnie jak w algorytmie SPC-QV. W zadaniu (12) występują również podobne funkcje wymuszające gładkość estymowanych czynników (człony kary). Oprócz nich, w tym algorytmie zaimplementowano funkcje dodatkowe. Zastosowano przesuwały się wagowy filtr uśredniający, realizowany funkcją

$smooth(\mathbf{u}, 5, 'rlowess')$ w Matlabie. Przyjmując $\mathbf{L}_1 = \mathbf{L}_2 = \mathbf{I}$, człony kary spełniają zatem funkcje stabilizujące rozwiązanie w przypadku złego uwarunkowania, a wygładzanie realizowane jest przez bezpośrednią filtrację.

Algorytm 4: **SmNMF-MC**

Wejście: $\mathbf{M} \in \mathbb{R}^{I \times J}$, Ω , R , $\theta = [(\rho_1, \rho_2), (p_1, p_2), (L_1, L_2)]$

Wyjście: \mathbf{X}^{out}

Inicjalizacja: $\lambda \in \mathbb{R}$, $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^{I \times 1}$, $\mathbf{v} \in \mathbb{R}^{1 \times J}$

$\mathbf{X} = \lambda \mathbf{u} \mathbf{v}^T$;

$\mathbf{Y} = \begin{cases} \mathbf{M} & \text{if } \Omega = 1 \\ \mathbf{X} & \text{if } \Omega = 0 \end{cases}$

$\mathbf{Z} = \mathbf{Y} - \mathbf{X}$;

while $\|E_2 - E_1\|_F \geq 10^4$

for $r = 1, \dots, R$

$E_1 = \|\mathbf{Z}\|_F$

$\mathbf{Y}_r = \mathbf{Z} + \lambda_r \mathbf{u}_r \mathbf{v}_r^T$;

$\mathbf{u}_r = (\mathbf{I}_1 + \rho_1 \mathbf{L}_1 \mathbf{L}_1^T)^{-1} \mathbf{Y}_r \mathbf{v}_r$; $\mathbf{u}_r = \frac{\mathbf{u}_r}{\|\mathbf{u}_r\|_2}$;

$\mathbf{u}_r = smooth(\mathbf{u}_r, 5, 'rlowess')$;

$\mathbf{v}_r = (\mathbf{I}_2 + \rho_2 \mathbf{L}_2 \mathbf{L}_2^T)^{-1} \mathbf{Y}_r^T \mathbf{u}_r$; $\mathbf{v}_r = \frac{\mathbf{v}_r}{\|\mathbf{v}_r\|_2}$;

$\mathbf{v}_r = smooth(\mathbf{v}_r, 5, 'rlowess')$;

$\lambda = \frac{\mathbf{u}_r^T \mathbf{Y}_r \mathbf{v}_r}{1 + \rho_1 \|\mathbf{L}_1 \mathbf{u}_r\|_{p_1}^{p_1} + \rho_2 \|\mathbf{L}_2 \mathbf{v}_r\|_{p_2}^{p_2}}$;

$\mathbf{Z} = \begin{cases} \mathbf{Y}_r - \lambda_r \mathbf{u}_r \mathbf{v}_r^T & \text{if } \Omega = 1 \\ 0 & \text{if } \Omega = 0 \end{cases}$

$E_2 = \|\mathbf{Z}\|_F$

end for

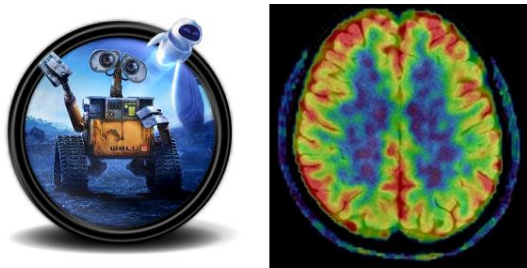
end while

3. Eksperymenty numeryczne

Testy przeprowadzono dla dwóch, kolorowych obrazów: wall-e (256×256 pikseli) oraz wybranego obrazu z pozytonowej tomografii emisyjnej (PET) o rozdzielczości 285×277 pikseli. Oba testowe obrazy pokazano na rys. 1.

Eksperymenty wykonano na komputerze o następujących parametrach: Windows 7 SP1, Intel i7-4790K 4.00 GHz, 8 GB, Matlab R2012a.

Algorytmy SVT, FCSA-TC i SPC-QV zostały pobrane ze stron autorów [36–38]. Testy algorytmów zostały przeprowadzone na niekompletnych obrazach, które wygenerowano przez usunięcie z obrazów oryginalnych: (a) losowo wybranych pikseli, odpowiednio w ilości 50%, 70% i 90%, (b) linii o szerokości pojedynczego piksela, tworzących regularną siatkę o boku 10 pikseli.

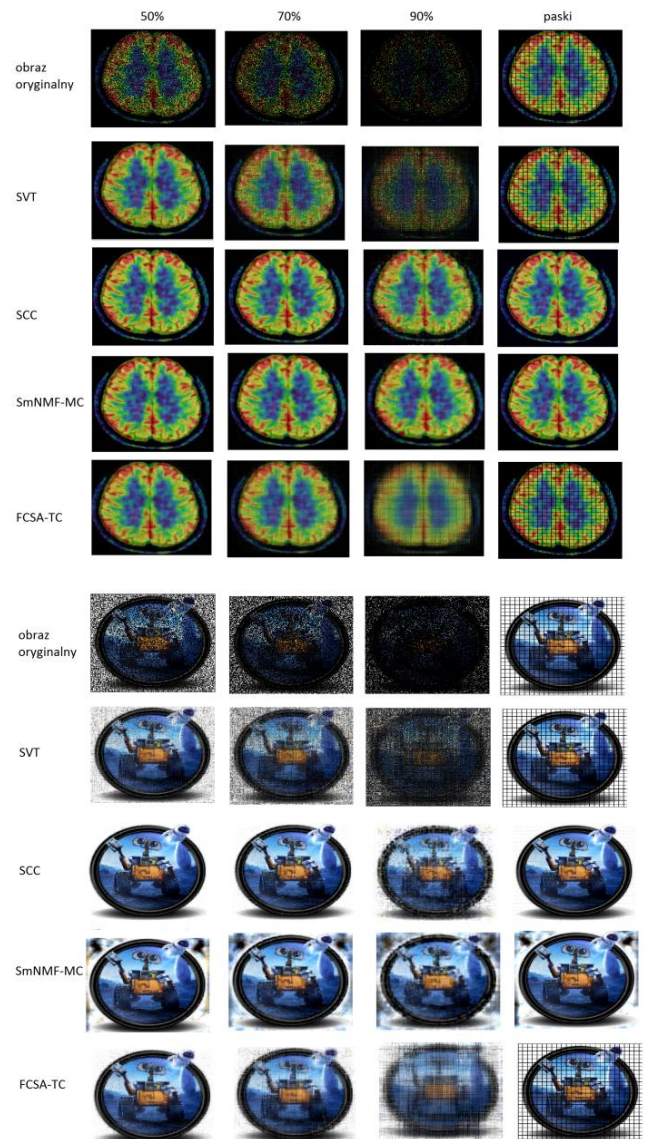


Rys. 1. Obrazy poddane testom: wall-e i PET-Scan

Oryginalne i estymowane obrazy pokazano na rys. 2. Do oceny jakości estymacji zastosowano miarę SIR (ang. *Signal-to-Interference Ratio*) [11]. Wyniki badań zaprezentowano w tabeli 1.

Wyniki badań nie pokazują jednoznacznie, która z metod jest bezwzględnie najlepsza. Metody tensorowe w większości przypadków wykazują się szybszą zbieżnością niż macierzowe. Aby uzyskać tę samą jakość rekonstrukcji, SmNMF-MC wymaga ok. 5000 iteracji, SPC-QC ok. 800, a FPCA-LRTC zaledwie 50

Metoda SmNMF-MC pozwala uzyskać rekonstrukcje obrazu „wall-e” o najwyższym współczynniku SIR. Metoda SPC-QC, która zazwyczaj jest skuteczniejsza niż SmNMF-MC dla danych silnie niekompletnych, nie radzi sobie z rekonstrukcją tą i wprowadza swoiste zakłócenia.



Rys. 2. Rekonstrukcja obrazów różnymi algorytmami

Tabela 1. Współczynniki SIR [dB] dla zrekonstruowanych obrazów

PET-Scan				
Typ obrazu	SmNMF-MC	SVT	SPC-QC	FPCA-LRTC
50%	26.11	22.81	24.43	19.83
70%	22.71	15.24	21.72	15.41
90%	15.38	7.32	17.12	9.38
siatka	11.4	-	28.46	-
wall-e				
Typ obrazu	SmNMF-MC	SVT	SPC-QC	FPCA-LRTC
50%	24.58	13.35	10.65	20.36
70%	21.41	7.23	10.10	15.70
90%	14.65	2.27	8.18	9.93
siatka	23.89	-	11.74	-

Bardzo ciekawie wygląda również test z zaburzeniami, typu siatka. Metody SVT oraz FCSA-TC nie pozwalają uzyskać zadawalających wyników dla takich obrazów. Metoda SmNMF-MC usuwa linie siatki, jednak można dostrzec ich cień na zrekonstruowanym obrazie. W przypadku SPC-QC linie zostają usunięte, lecz również zostają wprowadzone zakłócenia tła. W przypadku zaburzeń typu (a) metody SVT oraz FCSA-TC są skuteczne tylko dla obrazów o niewielkim stopniu utraty informacji.

4. Wnioski

W pracy porównano cztery metody rekonstrukcji obrazów niekompletnych. Implementacje różnią się również sposobem w jakim dany problem optymalizacji jest rozwiązywany np. użycie odpowiedniej funkcji celu, użycie różnego typu dekompozycji macierzy/ tensora, itd., co wpływa z kolei na ich wydajność. Dla zastosowanych danych testowych najlepsze wyniki uzyskano zaproponowaną metodą SmNMF-MC z wygładzaniem cech wagowymi filtrami uśredniającymi. Zaawansowane prace nad jej dalszą optymalizacją wciąż trwają. Badane metody mogą znaleźć zastosowanie i okazać się użyteczne w wielu różnych dziedzinach nauki, poczynając od kompresji czy rozpoznawania obrazów [8], przez ich rekonstrukcję, po analizę łańcuchów DNA [31].

Literatura

- [1] Ashikhmin M.: Synthesizing natural textures. I3D'01 Proceedings of the 2001 symposium on Interactive 3D graphics, 217–226, [doi: 10.1145/364338.364405].
- [2] Ballester C., Bertalmio M., Caselles V., Sapiro G., Verdera.: Filling-in by joint interpolation of vector fields and gray levels. IEEE Transactions on Image Processing 8/2001, 1200–1211, [doi: 10.1109/83.935036].
- [3] Beck A., Teboulle M.: Fast Gradient-Based Algorithms for Constrained Total Variation Image Denoising and Deblurring Problems. IEEE Trans. Image Process. 11/2009, [doi: 10.1109/TIP.2009.2028250].
- [4] Bertalmio M., Sapiro G., Caselles V., Ballester C.: Image inpainting. SIGGRAPH'00 Proceedings of the 27th annual conference on Computer graphics and interactive techniques, 2000, 417–424, [doi: 10.1145/344779.344972].
- [5] Bertalmio M., Bertozzi A., Sapiro G.: Navier-Stokes, fluid dynamics, and image and video inpainting. CVPR 1, 2001, 355–362, [doi: 10.1109/CVPR.2001.990497].
- [6] Bertalmio M., Vese L., Sapiro G., Osher S.: Simultaneous structure and texture image inpainting. CVPR 8, 2003, 707–712, [doi: 10.1109/TIP.2003.815261].
- [7] Bonet J.: Multiresolution sampling procedure for analysis and synthesis of texture images. Computer Graphics, Annual Conference Series, 1997, 361–368, [doi: 10.1145/258734.258882].
- [8] Cai J.-F., Candes E., Shen Z.: A singular value thresholding algorithm for matrix completion. SIAM J. Optim 4/2010, 1956–1982, [doi: 10.1137/080738970].
- [9] Chan T., Shen J.: Non-texture inpaintings by curvature-driven diffusions. J. Visual Comm. Image Rep. 4/2001, 436–449, [doi: 10.1006/jvci.2001.0487].
- [10] Chen Y.-L., Hsu C.-T., Liao H.-Y.: Simultaneous tensor decomposition and completion using factor priors. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence 3/2014, 577–591, [doi: 10.1109/TPAMI.2013.164].
- [11] Cichocki A., Zdunek R., Phan A., Amari S.: Nonnegative Matrix and Tensor Factorizations: Applications to Exploratory Multi-way Data Analysis and Blind Source Separation. Wiley and Sons, Chichester 2009.
- [12] Efros A., Leung T.: Texture synthesis by non-parametric sampling. Proc. IEEE Int. Conf. Comput. Vis., 1999, 1033–1038, [doi: 10.1109/ICCV.1999.790383].
- [13] Gandy S., Recht B., Yamada I.: Tensor completion and low-rank tensor recovery via convex optimization. Inverse Problems 27, 2011, 025010, [doi: 10.1088/0266-5611/27/2/025010].
- [14] Guo X., Ma Y.: Generalized Tensor Total Variation Minimization for Visual Data Recovery. IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR) 2015, 3603–3611, [doi: 10.1109/CVPR.2015.7298983].
- [15] Han X., Wu J., Wang L., Chen Y., Senhadji L., Shu H.: Linear Total Variation Approximate Regularized Nuclear Norm Optimization for Matrix Completion. Abstract & Applied Analysis 2014, 765782, [doi: 10.1155/2014/765782].
- [16] Heeger D., Bergen J.: Pyramid-based texture analysis/synthesis. SIGGRAPH'95 Proceedings of the 22nd annual conference on Computer graphics and interactive techniques, 229–238, [doi: 10.1145/218380.218446].
- [17] Herman G.: Fundamentals of computerized tomography: Image reconstruction from projection (2nd edition). Springer, New York 2009.
- [18] Hertzmann A., Jacobs C., Oliver N., Curless B., Salesin D.: Image analogies. SIGGRAPH '01 Proceedings of the 28th annual conference on Computer graphics and interactive techniques, 327–340, [doi: 10.1145/383259.383295].
- [19] Huang J., Zhang S., Dimitris Metaxas D.: Fast Optimization for Mixture Prior Models. Computer Vision – ECCV 2010. ECCV 2010. Lecture Notes

- in Computer Science 6313, 2010, 607–620, [doi: 10.1007/978-3-642-15558-1_44].
- [20] Ji H., Liu C., Shen Z., Xu Y.: Robust video denoising using low rank matrix completion. Proceedings of IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR) 2010, 1791–1798, [doi: 10.1109/CVPR.2010.5539849].
- [21] Komodakis N., Tziritas G.: Image completion using global optimization. CVPR 2006, 442–452, [doi: 10.1109/CVPR.2006.141].
- [22] Kwatra V., Schödl A., Essa I., Turk G., Bobick A.: Graphcut textures: Image and video synthesis using graph cuts. SIGGRAPH 2003, 277–286, [doi: 10.1145/1201775.882264].
- [23] Levin A., Zomet A., Weiss Y.: Learning how to inpaint from global image statistics. Proc. 9th IEEE Int. Conf. Comput. Vis. 2003, 305–312, [doi: 10.1109/ICCV.2003.1238360].
- [24] Li W., Zhao L., Lin Z., Xu D., Lu D.: Non-local image inpainting using low-rank matrix completion. Computer Graphics Forum 2014, 111–122, [doi: 10.1111/cgf.12521].
- [25] Liang L., Liu C., Xu Y., Guo B., Shum H.: Real-time texture synthesis by patch-based sampling. ACM Tran. Graph. 3/2001, 127–150, [doi: 10.1145/501786.501787].
- [26] Liu J., Musialski P., Wonka P., Ye J.: Tensor completion for estimating missing values in visual data. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence 1/2013, 208–220, [doi: 10.1145/501786.501787].
- [27] Phan A., Cichocki A., Tichavsky P., Luta G., Brockmeier A.: Tensor Completion Through Multiple Kronecker Product Decomposition. ICASSP, 2013, 3233–3237, [doi: 10.1109/ICASSP.2013.6638255].
- [28] Portilla J., Simoncelli E.: A parametric texture model based on joint statistics of complex wavelet coefficients. IJCV, 1/2000, 49–70, [doi: 10.1023/A:1026553619983].
- [29] Roth S., Black M.: Fields of experts: A framework for learning image priors. Proc. IEEE Comput. Vis. Pattern Recog., 2005, 860–867, [doi: 10.1109/CVPR.2005.160].
- [30] Sikora J., Wójtowicz S. (eds): Industrial and Biological Tomography: Theoretical Basis and Applications. Wydawnictwo Książkowe Instytutu Elektrotechniki, Warszawa 2010.
- [31] Troyanskaya O., Cantor M., Sherlock G., Brown P., Hastie T., Tibshirani R., D. Botstein, Altman R.: Missing value estimation methods for DNA microarrays. Bioinformatics 6/2001, 520–525, [doi: 10.1186/1471-2105-7-32].
- [32] Wei L., Levoy M.: Fast texture synthesis using tree-structured vector quantization. SIGGRAPH'00 Proceedings of the 27th annual conference on Computer graphics and interactive techniques, 479–488, [doi: 10.1145/344779.345009].
- [33] Wu Q., Yu Y.: Feature matching and deformation for texture synthesis. ACM Trans. Graph. 3/2004, 364–367, [doi: 10.1145/1186562.1015730].
- [34] Yokota T., Zhao Q., Cichocki A.: Smooth PARAFAC Decomposition for Tensor Completion. IEEE Transactions on Signal Processing 64(20), 2016, 5423–5436, [doi: 10.1109/TSP.2016.2586759].
- [35] Zdunek R.: Nieujemna faktoryzacja macierzy i tensorów: zastosowanie do klasyfikacji i przetwarzania sygnałów. Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2014.
- [36] http://perception.csl.illinois.edu/matrix-rank/sample_code.html#MC, [25.04.2016]
- [37] http://ranger.uta.edu/~huang/R_LSI.htm, [25.04.2016]
- [38] <https://sites.google.com/site/yokotatsuya/home/software/smooth-parafac-decomposition-for-tensor-completion>, [25.04.2016]

Mgr inż. Tomasz Sadowski
e-mail: tomasz.sadowski@pwr.edu.pl



Absolwent kierunku Advanced Applied Electronics Wydziału Elektroniki oraz Inżynierii Biomedycznej Wydziału Podstawowych Problemów Techniki Politechniki Wrocławskiej. Obecnie student studiów doktoranckich na Wydziale Elektroniki Politechniki Wrocławskiej. Zajmuje się tematyką algorytmów NMF i ich wykorzystaniem do przetwarzania obrazów.

Dr hab. inż. Rafał Zdunek, prof. PWR
e-mail: rafal.zdunek@pwr.edu.pl



Stopień doktora i doktora habilitowanego w dziedzinie nauk technicznych otrzymał na Wydziale Elektroniki Politechniki Wrocławskiej, odpowiednio w latach 2002 i 2015. W Politechnice Wrocławskiej zatrudniony od 2001 roku na stanowiskach: asystenta n-d (2001 – 2002), adiunkta (2002 – 2016), profesora nadz. (od 2016 r.). W latach 2005 – 2007 pracował w RIKEN Brain Science Institute w Japonii na stanowisku Research Scientist. Jego zainteresowania naukowe obejmują metody przetwarzania sygnałów i uczenia maszynowego. Jest autorem lub współautorem ponad 100 recenzowanych publikacji naukowych. Jego prace są cytowane w bazie WoS ponad 950 razy, a jego indeks Hirscha wynosi 14.

otrzymano/received: 15.06.2016

przyjęto do druku/accepted: 22.11.2017

DOI: 10.5604/01.3001.0010.7263

APROKSYMACJA WŁAŚCIWOŚCI ELEKTRYCZNYCH PERIODYCZNYCH MATERIAŁÓW ZŁOŻONYCH

Adam Steckiewicz, Bogusław Butryło

Politechnika Białostocka, Wydział Elektryczny, Katedra Elektrotechniki Teoretycznej i Metrologii

Streszczenie. W artykule przedstawiono przybliżony, zastępczy model elektryczny materiału warstwowego z warstwą powtarzalnych elementów przewodzących. Właściwości periodycznych elementów materiału, kształtowane są poprzez modyfikację ich geometrii. Zaproponowano i zweryfikowano konstrukcję modelu SISO, w którym dobrano postać funkcji aproksymujących właściwości elektryczne. Przedstawiono algorytm aproksymacji wielomianowej w odniesieniu do przykładowej struktury elementu oraz zaproponowano i scharakteryzowano parametry skupionego modelu elektrycznego.

Słowa kluczowe: materiały warstwowe, przewodność elektryczna, metoda elementów skończonych, struktury periodyczne

APPROXIMATION OF ELECTRIC PROPERTIES OF PERIODIC LAYERED COMPOSITE MATERIALS

Abstract. The paper presents a discussion on the approximate electrical model of a layered material with the distributed periodic structure of the predefined cells. The macroscopic properties of the material are shaped by the modification of the local geometry of the cell. The proposed SISO model with the polynomial approximation of some selected properties is verified. The algorithm of polynomial approximation is introduced and presented in relation to an exemplary fractal structure. It is also shown the lumped electric model of periodic cell with defined parameters.

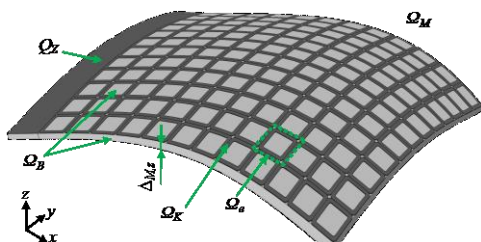
Keywords: laminar materials, electric conductivity, finite element method, periodic structures

Wstęp

Szerokie zastosowanie materiałów hybrydowych w technice, czy też specyficzne właściwości periodycznych meta-materiałów, doprowadziły do wzrostu zainteresowania sztucznymi strukturami, których zastępcze parametry mechaniczne, termiczne, czy elektryczne mogą być kształtowane w szerokim zakresie [2, 4]. Dobór parametrów materiałów złożonych możliwy jest poprzez modyfikację warstw budujących strukturę hybrydową. Modyfikacja ta dotyczyć może, np. skali elementów warstwy, materiału ją tworzącego lub geometrii wewnętrznej.

Jedną z grup materiałów hybrydowych są struktury laminarne z warstwą periodyczną tworzoną na podłożu bazowym, złożoną z powtarzalnej sieci identycznych elementów (komórek). Tego rodzaju elastyczne struktury periodyczne (rys. 1) znajdują zastosowanie zarówno jako układy aktywne z rozproszonym rozkładem obszarów generacji energii cieplnej (np. promienniki ciepła, maty ciepłne), jak i jako układy pasywne o parametrach rozłożonych (np. nagrzewnice izolowane galwanicznie) [1, 6].

Laminarne materiały warstwowe z możliwością elastycznego i szerokiego kształtowania pożądaných właściwości, są przedmiotem badań dążących do stworzenia ujednoczonych metod ich opisu oraz szacowania parametrów zastępczych. Kształtowanie ich właściwości następuje przez osadzenie i uformowanie na warstwie materiału nośnego Ω_B dobranych warstw budujących $\Omega_{K,1}, \Omega_{K,2}, \dots, \Omega_{K,n}$ o różnych właściwościach [3]. Złożona z warstw struktura tworzy materiał Ω_M , którego wypadkowe cechy bezpośrednio zależą od materiału oraz geometrii wewnętrznej warstw budujących. Ze względu na wielkość periodycznych elementów Ω_e w warstwach, tworzony materiał charakteryzuje się strukturą porowatą ze względu na zjawiska termiczne i elektryczne [4].



Rys. 1. Przykład materiału złożonego ze strukturą periodyczną

Warstwy te mogą być, np. galwanicznie połączone ze źródłem napięcia Ω_Z o stałym lub zmiennym wzdłuż osi OY rozkładzie potencjału. Obszar Ω_Z może również stanowić skupione źródło mocy cieplnej $Q = Q(t)$, a przy założeniu, że w obszarze warstwy

Ω_K nie występują rozproszone źródła ($Q_n=0$), otrzymuje się układ pasywny pracujący jako radiator cieplny.

Celem pracy było zbadanie i określenie wpływu geometrii elementów struktury periodycznej na zastępcze, określone w skali makroskopowej właściwości elektryczne elementów. Przeprowadzono analizę zmian konduktancji prostokątnej, płaskiej komórki Ω_e o proponowanej geometrii zmian profilu i wymiarów ścieżek przewodzących. W ramach pracy opracowano i poddano weryfikacji model układu, utworzony z użyciem metody elementów skończonych (MES). Na tej podstawie scharakteryzowano wpływ dwóch wybranych wymiarów elementu na jego wypadkowe parametry elektryczne. Ponadto zaproponowano metodę aproksymacji charakterystyk, a tym samym konduktancji prezentowanej struktury. Otrzymane rezultaty umożliwiają konstrukcję obwodowych schematów blokowych ze skupionymi parametrami zastępczymi dla wybranej struktury periodycznej.

1. Opis analizowanej struktury

Podstawową fazę konstrukcyjną materiału laminarnego stanowi warstwa przewodząca Ω_K , zbudowana z powtarzalnego układu elementów Ω_e o grubości $\Delta_{e,z}$. Jest ona naniesiona na fazę bazową w postaci nieprzewodzącego podłoża elastycznego Ω_B (izolator elektryczny) o grubości $\Delta_{M,z} \gg \Delta_{e,z}$. Właściwości całego układu Ω_M kształtowane są przez komórki Ω_e , zaś ich parametry są pochodną geometrii struktury wewnętrznej i rozmiarów zewnętrznych (rys. 2). Dostosowanie właściwości elementów może odbywać się na drodze doboru średnicy wycięcia wewnętrznego d_w i promienia zakrzywienia zewnętrznego wierzchołka r_z . Regulacja d_w wpływa na szerokość ścieżki d_p określonej wzorem

$$d_p = \frac{\Delta_{e,x} - d_w}{2}, \quad (1)$$

zaś modyfikacja r_z prowadzi do zmian szerokości styku d_c

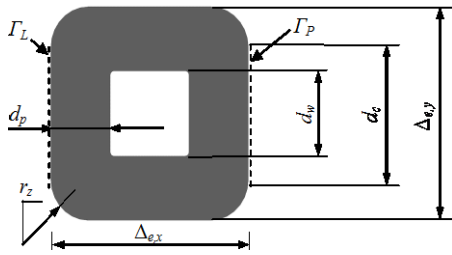
$$d_c = \Delta_{e,y} - 2r_z \quad (2)$$

między połączonymi, sąsiednimi elementami Ω_e .

Zastępczą rezystancję struktury określono na podstawie lokalnej zmiany wartości prądu elektrycznego I_e przepływającego przez element. Problem sprowadzono zatem do rozwiązania równania Laplace'a dla skalarного, stacjonarnego pola elektrycznego, zaś następnie rozkład gęstości prądu wyznaczono wykorzystując zależność

$$J = -\sigma \nabla V, \quad (3)$$

gdzie: J – gęstość prądu elektrycznego [A/m^2], σ – przewodność elektryczna [S/m], V – potencjał elektryczny [V].

Rys. 2. Budowa przewodzącej warstwy komórki Ω_e

W badanym układzie znany jest rozkład potencjału elektrycznego V , który determinował rozptył gęstości prądu J . Znajomość przekroju poprzecznego S w płaszczyźnie YZ komórki oraz zadanego na jej brzegach wymuszenia napięciowego

$$U_b = V_L - V_P \quad (4)$$

pozwołyli obliczyć zastępczą konduktancję elementu z zależności

$$G = \frac{I_e}{U_b} = \frac{\iint J(y, z) dS}{V_L - V_P} \quad (5)$$

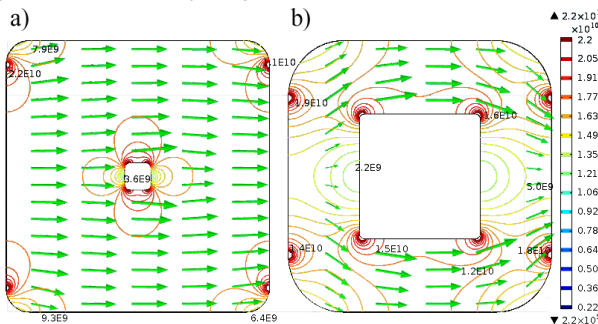
Rozwiązanie problemu rozkładu potencjału elektrycznego w układzie, otrzymano w oparciu o metodę elementów skończonych. Trójwymiarowy model struktury Ω_e poddano dyskretyzacji przy zastosowaniu h-adaptacyjnej siatki elementów trójkątnych. Na powierzchniach Γ_L i Γ_P (rys. 2) założono warunki brzegowe I rodzaju w postaci stałego potencjału: $V_L = V(\Gamma_L) = 1$ V i $V_P = V(\Gamma_P) = 0$ V. W rozważaniach pominięto przewodzenie prądu elektrycznego przez podłoże Ω_B (idealny izolator) na którym osadzona jest obliczana struktura.

W celu określenia zmienności konduktancji w funkcji parametrów geometrycznych, modyfikowano d_w i r_z , przy stałych wymiarach zewnętrznych komórki $\Delta_{e,x}$, $\Delta_{e,y}$, $\Delta_{e,z}$ wynoszących odpowiednio $5 \times 5 \times 0,05$ mm oraz przy niezmienniej przewodności elektrycznej σ_e materiału elementu (miedzi).

Tabela 1. Geometria i zastępcze właściwości elektryczne wybranych wariantów konstrukcyjnych struktur Ω_e

Nr	1	2	3	4
d_w	0,5 mm	0,88 mm	2,3 mm	3,85 mm
r_z	0,44 mm	1,6 mm	1,05 mm	0,2 mm
G	2799,61 S	1937,95 S	1578,31 S	716,22 S
R	0,357 m Ω	0,516 m Ω	0,634 m Ω	1,396 m Ω

Szeroka gama możliwych do uzyskania geometrii elementu pozwala na dowolne dopasowanie jego właściwości elektrycznych (tab. 1). W wyniku regulacji d_w i r_z konduktancja elementu zmienia się w zakresie $G \in \langle 0; G_0 \rangle$, gdzie G_0 jest konduktancją izotropowej prostokątnej struktury o wymiarach $\Delta_{e,x}$, $\Delta_{e,y}$, $\Delta_{e,z}$ i przewodności elektrycznej σ_e .

Rys. 3. Rozkład modułu gęstości prądu [A/m^2]: a) struktura nr 1; b) struktura nr 3

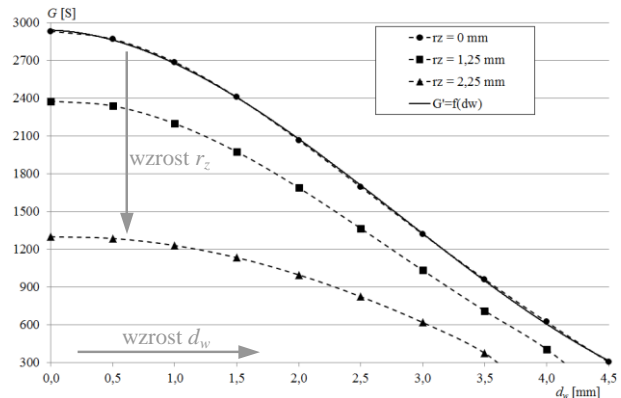
Zależność (5) łączy wartość konduktancji z natężeniem prądu elektrycznego w ramach geometrii elementu. Nieznaczne zniekształcenie jego kształtu względem struktury prostokątnej, nie

powoduje znaczących zmian w rozptywie prądu elektrycznego, którego droga w obrębie elementu pozostaje w przybliżeniu równoległa (rys. 3a). W innym przypadku (rys. 3b) ładunki elektryczne przemieszczają się po zdeformowanej, nieliniowej drodze, zaś efektywny przekrój poprzeczny S zostaje zmniejszony.

2. Analiza wpływu geometrii elementu na jego zastępczą konduktancję elektryczną

Przedstawioną strukturę elementu (rys. 2) poddano analizie numerycznej, aby określić zmienność konduktancji w funkcji wybranych parametrów geometrycznych. Przy założonych, stałych wymiarach komórki $\Delta_{e,x}$, $\Delta_{e,y}$, $\Delta_{e,z}$ i przewodności elektrycznej σ_e warstwy Ω_K , modyfikowano stopniowo średnicę wycięcia d_w i promień r_z . Wyznaczone z uwzględnieniem zjawisk polowych zastępcze wartości konduktancji ilustrują rys. 4 i 5. Wykonane próby charakteryzacji próbki materiału przeprowadzono najpierw zmieniając d_w przy r_z wynoszącym 0, 1,25, 2,25 mm. W osobnych testach identyczną procedurę powtórzono dla promienia r_z przy d_w wynoszącym kolejno 0, 1,75, 3,5 mm. Otrzymane w wyniku prób wartości przewodności $G = f(d_w, r_z)$ aproksymowano wielomianami. Postać wielomianową dobierano przy uwzględnieniu kryterium najmniejszego błędu średniokwadratowego. Na wykresy (rys. 4 i 5) dodatkowo naniesiono krzywe interpolacyjne $G' = f(d_w)$ i $G'' = f(r_z)$ aproksymujące przebiegi $G = f(d_w, 0)$ oraz $G = f(0, r_z)$ wielomianem stopnia $n = 3$.

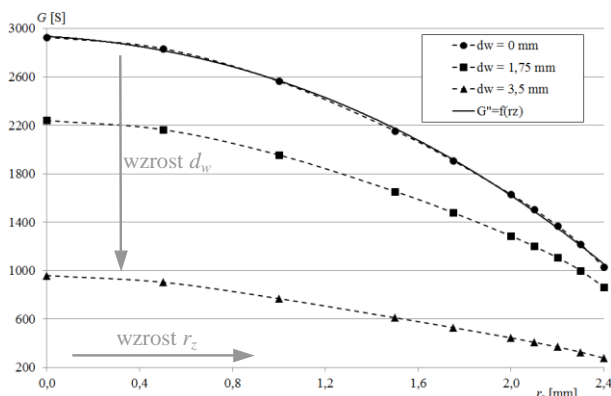
Aproksymacja wybranych charakterystyk wielomianem, umożliwia stworzenie przybliżonego opisu analitycznego właściwości elementu. Krzywe G' i G'' z rys. 4 i 5 określono zakładając eliminowanie wpływu drugiej zmiennej nieliniowej (np. $G' = f(d_w)$ przy $r_z = 0$ mm). Tak otrzymane krzywe wykorzystano do późniejszego sformułowania metody aproksymacji zastępczej konduktancji elementu.

Rys. 4. Zmiany konduktancji $G = f(d_w)$ w funkcji średnicy wycięcia wewnętrznego d_w przy różnych r_z oraz przebieg funkcji aproksymującej $G' = f(d_w)$ przy $r_z = 0$ mm

Konduktancja komórki nie zależy liniowo od d_w , sukcesywnie malejąc przy wzroście tego parametru. Związane jest to z deformacją geometrii elementu, a co za tym idzie – redukcją szerokości ścieżki przewodzącej d_p . Rozptyw prądu w elemencie zmienia się (rys. 3b) również ze względu na wydłużenie drogi przepływu prądu. Oba efekty, czyli redukcja zastępczego przekroju i wydłużenie drogi przepływu prądu elektrycznego, prowadzą do spadku konduktancji. Szerokość ścieżki d_p jest wyznaczana w płaszczyźnie poziomej osi symetrii elementu, zatem w ogólności szerokość drogi dla prądu elektrycznego, w dowolnym przekroju elementu, zależy także od promienia zakrzywienia r_z .

Czynnikiem zwiększającym rezystancję elementu jest także szerokość kontaktu d_c , wpływającego na rezystancję styku pomiędzy połączonymi elementami. Z (2) wynika, iż wzrost r_z prowadzi do redukcji kontaktu d_c . Zgodnie z rys. 4 konduktancja maleje przy coraz większym r_z . Potwierdzają to charakterystyki $G = f(r_z)$ z rys. 5. Kształtowanie zastępczej konduktancji w funkcji promienia zakrzywienia zewnętrznego przebiega płynnie i nie

występuje tam punkt przegięcia, jak w przypadku charakterystyki $G = f(d_w)$. Zależność ta jest jednak także nieliniowa. Wartość przewodności szybko maleje do zera po przekroczeniu $r_z = 2,1$ mm. Efekt ten wynika ze zmniejszenia efektywnej powierzchni styku między sąsiednimi elementami, na skutek zwiększenia promienia profilu wierzchołka r_z .



Rys. 5. Zmiany konduktancji $G = f(r_z)$ w funkcji promienia zakrzywienia zewnętrznego r_z przy różnych d_w oraz przebieg funkcji aproksymującej $G'' = f(r_z)$ przy $d_w = 0$ mm

Modyfikacja geometrii struktur periodycznych umożliwia kształtowanie zastępczych właściwości elektrycznych. Te same rezultaty uzyskać można dla różnych konfiguracji elementarnego segmentu Ω_e , np. $G = 600$ S uzyskuje się przy $d_w = 3$ mm i $r_z = 2,25$ mm (rys. 4) lub przy $d_w = 3,5$ mm i $r_z = 1,54$ mm (rys. 5). Różnica geometrii w obu przypadkach nie wpływa na wartość przepływającego prądu elektrycznego, ale modyfikuje kształt powierzchni elementu.

Ponadto charakterystyka materiału periodycznego w funkcji jego parametrów geometrycznych, umożliwia ilościową optymalizację struktury. Przytoczone przykłady elementów (dla $G = 600$ S) odznaczają się różną objętością materiału użytego do ich budowy. Efektywniejsza pod tym względem jest druga struktura ($d_w = 3,5$ mm; $r_z = 1,54$ mm), która wykorzystuje ponad 7,5% mniej materiału.

Analiza zagadnień termicznych związanych ze strukturą periodyczną wykaże, że kształt geometrii wpływa bezpośrednio na rozkład źródeł ciepła w elemencie. Możliwe staje się zatem uzyskanie innego rozkładu wewnętrznych, rozproszonych źródeł ciepła w elemencie, przy identycznych warunkach (napięciu i prądzie) zasilania elektrycznego i tym samym identycznej wydzielanej mocy cieplnej.

3. Metoda wielomianowej aproksymacji zastępczej konduktancji elementu

Funkcje nieokresowe na określonym przedziale domkniętym $[a;b]$ przybliżać można wielomianem, który im jest wyższego rzędu, tym dokładniej odwzorowuje rzeczywistą charakterystykę [5]. Aproksymacja taka jest konieczna, ze względu na niemożliwe utworzenie dokładnego analitycznego opisu i lokalne zjawiska polowe. Proponowana metoda aproksymacji właściwości elementu, z wykorzystaniem konduktancji opisanej funkcją uwikłaną, ma za zadanie uwzględnienie wpływu wielkości od których konduktancja zależna jest liniowo i nieliniowo. Jednym z założeń jest także wprowadzenie jawnej separacji poszczególnych czynników, wpływających na wypadkową wartość przewodności.

Rozważmy schemat blokowy układu SISO (rys. 6). Niech wymuszeniem będzie napięcie U , a odpowiedzią natężenie prądu I . Transmitancja układu równa jest konduktancji G . Ta z kolei jest zależna od p liniowych parametrów w_1, \dots, w_p oraz od r funkcji nieliniowych $f(x_1), \dots, f(x_r)$, gdzie x_1, \dots, x_r są zmiennymi funkcji. Na postawie reguł opisu schematów blokowych zapisać można ogólny wzór

$$G(w_1, \dots, w_p, x_1, \dots, x_r) = w_1 \cdot \dots \cdot w_p \cdot f(x_1) \cdot \dots \cdot f(x_r) \quad (6)$$

Założmy, że funkcje nieliniowe będą opisane wielomianem stopnia n , czyli

$$f(x_j) = a_{j,n} \cdot x_j^n + a_{j,n-1} \cdot x_j^{n-1} + \dots + a_{j,1} \cdot x_j + 1, \quad (7)$$

gdzie: $a_{j,0}, \dots, a_{j,n}$ – współczynniki wielomianu j -tej zmiennej.

Wprowadźmy wektory współczynników wielomianu w postaci

$$\mathbf{a}_j = [a_{j,n} \ \dots \ a_{j,1} \ 1], \dim(\mathbf{a}_j) = (n+1) \times 1, a_{j,n} \in \mathfrak{R} \quad (8)$$

oraz wektory zmiennych wielomianu n -tego stopnia jako

$$\mathbf{x}_j = [x_j^n \ \dots \ x_j \ 1], \dim(\mathbf{x}_j) = (n+1) \times 1, x_j^n \in \mathfrak{R}. \quad (9)$$

Wówczas każdą z funkcji nieliniowych opisuje równanie

$$f(x_j) = \mathbf{a}_j \mathbf{x}_j^T. \quad (10)$$

Wstawiając (10) do (6) otrzymujemy zależność opisującą konduktancję elementu aproksymowanego wielomianem stopnia n

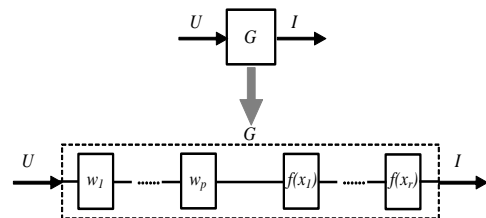
$$G(w_1, \dots, w_p, x_1, \dots, x_r) = \prod_{i=1}^p w_i \cdot \prod_{j=1}^r (\mathbf{a}_j \mathbf{x}_j^T) + \varepsilon, \quad (11)$$

gdzie: i – numer parametru liniowego, j – numer zmiennej nieliniowej, ε – błąd aproksymacji. Rozwiązanie równania (11) obejmuje znalezienie takich wektorów \mathbf{a}_j przy określonym rzędzie n wielomianów aproksymujących, aby błąd aproksymacji ε był jak najmniejszy ($\varepsilon = \varepsilon_{\min}$). W przypadku idealnej aproksymacji $\varepsilon = 0$. Rozwikłanie tego problemu jest utrudnione ze względu na występujący dla $r > 1$ naprzemienny iloczyn wektora współczynników \mathbf{a}_j i wektora \mathbf{x}_j zawierającego wszystkie potęgi x_j .

Jedną z metod rozwiązania jest eliminowanie z zależności (11) wszystkich zmiennych w równaniach nieliniowych poza tą zmienną x_j , dla której poszukujemy odpowiadającego jej wektora \mathbf{a}_j . Zatem poszukując rozwiązania dla x_1 zakładamy, że $x_2 = 0, \dots, x_r = 0$. Wówczas przy założonych stałych w_1, \dots, w_p i znanym przebiegu funkcji $G_1 = f(w_1, \dots, w_p, x_1)$ zgodnie z (11) mamy

$$G_1(w_1, \dots, w_p, x_1) = \prod_{i=1}^p w_i - \mathbf{a}_1 \mathbf{x}_1 = \varepsilon_1. \quad (12)$$

Poszukiwany wektor \mathbf{a}_1 dla zmiennej x_1 jest rozwiązaniem (12), gdy $\varepsilon_1 = \varepsilon_{1,\min}$. Znalezienie \mathbf{a}_1 można zrealizować, np. w oparciu o numeryczne algorytmy wyliczeniowe. W podany sposób znajduje się wektory \mathbf{a} dla kolejnych zmiennych x .



Rys. 6. Ideowy schemat modelu zastępczego SISO dla elementu o konduktancji G

W rozpatrywanym przypadku niejednorodnego elementu Ω_e poszukiwano zależności określającej wartość zastępczej konduktancji G_e dla $p = 2$ parametrów liniowych:

- $w_1 = \sigma_e$ – przewodność elektryczna warstwy Ω_K ,
- $w_2 = \Delta_{e,z}$ – wysokość (grubość) warstwy Ω_K ,

oraz $r = 2$ parametrów opisanych funkcjami wielomianowymi:

- $x_1 = d_w$ – średnica wycięcia wewnętrznego elementu Ω_e ,
- $x_2 = r_z$ – promień zakrzywienia zewnętrznego wierzchołka Ω_e .

Konduktancja $G_e = f(\sigma_e, \Delta_{e,z}, d_w, r_z)$ przedstawiona może być w postaci schematu blokowego (rys. 7), a na podstawie (6) zależność na zastępczą konduktancję elementu przyjmijmy postać

$$G_e = \sigma_e \cdot \Delta_{e,z} \cdot f(d_w) \cdot f(r_z). \quad (13)$$

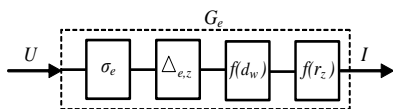
Natomiast wzory opisujące funkcje $f(d_w)$ i $f(r_z)$ wielomianami stopnia $n = 3$ mają postać

$$f(d_w) = a_{1,3} \cdot d_w^3 + a_{1,2} \cdot d_w^2 + a_{1,1} \cdot d_w + 1 = \mathbf{a}_1 \mathbf{d}_w^T, \quad (14)$$

$$f(r_z) = a_{2,3} \cdot r_z^3 + a_{2,2} \cdot r_z^2 + a_{2,1} \cdot r_z + 1 = \mathbf{a}_2 \mathbf{r}_z^T. \quad (15)$$

Podstawiając (15) i (14) do (13) przy znanym σ_e i $\Delta_{e,z}$ możemy wykorzystując wzór (12) wyznaczyć wektor \mathbf{a}_1 opisujący współczynniki funkcji $f(d_w)$, gdzie $G_1 = f(\sigma_e, \Delta_{e,z}, d_w, 0)$.

Identycznie wyznaczany jest wektor \mathbf{a}_2 dla $G_2 = f(\sigma_e, \Delta_{e,z}, 0, r_z)$. Zależności G_1 i G_2 zaprezentowano w postaci charakterystyk $G = f(d_w)$ dla $r_z = 0$ na rys.4 oraz $G = f(r_z)$ dla $d_w = 0$ na rys. 5. Charakterystyki te aproksymowano wspomnianymi krzywymi G' i G'' .



Rys. 7. Zredukowany schemat blokowy konduktancji dla elementu Ω_e .

Zastosowanie wyszukiwania metodą najmniejszych kwadratów do poszukiwania optymalnego rozwiązania równania (13), skutkowało znalezieniem współczynników dla wielomianów o kilku wybranych stopniach (Tab. 2). Są to parametry jednoznacznie identyfikujące wpływ wybranych parametrów geometrycznych dla proponowanej struktury elementu. Coraz wyższe stopnie wielomianu pozwalają dokładniej aproksymować rzeczywistą charakterystykę, bowiem błąd przybliżenia maleje wraz ze wzrostem stopnia wielomianu.

Tabela 2. Współczynniki wielomianów aproksymujących stopnia $n \in \{3, 4, 5\}$

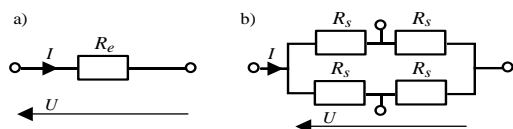
Funkcja	$f(d_w)$			Funkcja	$f(r_z)$		
Rząd n	3	4	5	Rząd n	3	4	5
$a_{1,5}$	0	0	-0,0004	$a_{2,5}$	0	0	-0,0335
$a_{1,4}$	0	-0,0014	0,0026	$a_{2,4}$	0	-0,0341	0,1802
$a_{1,3}$	0,0104	0,0228	0,0071	$a_{2,3}$	-0,0149	0,1570	-0,3267
$a_{1,2}$	-0,0880	-0,1232	-0,0981	$a_{2,2}$	-0,0526	-0,3226	0,1233
$a_{1,1}$	-0,0126	0,0184	0,0048	$a_{2,1}$	-0,0589	0,0707	-0,0661

Przeprowadzone testy wykazały, że wyznaczone charakterystyki mogą być aproksymowane wielomianami co najmniej rzędu 3. Średniokwadratowy błąd przybliżenia spada wówczas poniżej 3,5%, przy odchyleniu standardowym nie przekraczającym 0,5%.

Tabela 3. Porównanie wartości rezystancji dla dwóch metod obliczeniowych

d_w [mm]	r_z [mm]	R_2 [mΩ]	ΔR_2 [%]	R_4 [mΩ]	ΔR_4 [%]	R_5 [mΩ]	ΔR_5 [%]
0,5	2,25	0,81	4,36	0,80	2,72	0,79	1,98
4,5	0,25	3,25	-3,26	3,19	-5,01	3,24	-3,75
2,5	1,25	0,72	-1,64	0,73	-0,71	0,73	-0,98
2,2	1,89	0,87	2,92	0,86	2,10	0,86	2,70
1,1	0,43	0,40	2,27	0,39	0,37	0,39	1,19
1,9	2,00	0,85	4,52	0,84	3,12	0,84	3,35

Zależność (13) wraz ze znanymi współczynnikami wielomianów stopnia $n \in \{3, 4, 5\}$, posłużyła do oszacowania rezystancji zastępczej R_n kilku elementów o różnych d_w i r_z (Tab. 3). Określono dla nich błąd względny ΔR_n , porównując je z wartościami uzyskanymi na bazie obliczeń metodą elementów skończonych. Błąd ten z reguły nie przekraczał 5%, co świadczy o dostatecznej dokładności proponowanej metody wielomianowej do estymacji rezystancji. Wartości błędów dla poszczególnych wielomianów aproksymujących są zbliżone, więc za zadowalające można uznać wyniki uzyskane już dla wielomianu stopnia 3-ego.



Rys. 8. Schemat elektryczny elementu Ω_e : a) w postaci pojedynczej rezystancji zastępczej; b) w postaci czterech rezystancji składowych

Znajomość konduktancji G_e pozwala zbudować schemat elektryczny komórki Ω_e , modelowanej w postaci pojedynczej rezystancji R_e (rys. 8a). Ze względu na symetrię, komórka Ω_e o rozpatrywanej geometrii styka się z czterema sąsiednimi elementami. Stąd bardziej adekwatny jest schemat zastępczy z czterema węzłami (rys. 8b), w którym rezystancje cząstkowe R_s mają jednakowe wartości. Sprawdzając schemat z rys. 8b do rezystancji zastępczej otrzymujemy

$$\frac{1}{R_e} = \frac{1}{R_s + R_s} + \frac{1}{R_s + R_s} = \frac{1}{R_s} \Rightarrow R_e = R_s \quad (16)$$

Wypadkowa rezystancja zastępcza R_e , w przypadku symetrycznego elementu Ω_e , odpowiada rezystancji cząstkowej R_s .

Przedstawiona metoda aproksymacji, bazująca na obliczeniach połowych, pozwala na określenie zastępczych właściwości elementu konstrukcyjnego. Na tej podstawie możliwe jest analizowanie układów złożonych z rozpatrywanych elementów. Makroskopowe, zastępcze parametry elektryczne układów jednorodnych wprost wynikają z właściwości elementów składowych. Właściwości układów złożonych są determinowane przez zróżnicowanie struktury połączeń elementów i skalę układu, tzn. liczbę elementów i sposób ich połączenia.

Podsumowanie

W artykule przybliżono problem wyznaczania i aproksymacji właściwości elektrycznych materiałów laminarnych z warstwą periodyczną. Określono zależność zastępczej konduktancji od wybranych parametrów geometrycznych dla proponowanej struktury elementu. Wykazano nieliniową zależność konduktancji w funkcji zmian geometrii komórki, przybliżoną wielomianami odpowiednio wysokiego stopnia. Otrzymane charakterystyki wskazują także na możliwość uzyskania jednakowych właściwości elektrycznych przy odmiennej budowie elementu.

Zaprezentowano metodę aproksymacji konduktancji w funkcji kilku zmiennych, w tym zmiennych nieliniowych opisujących parametry strukturalne elementu. Otrzymana zależność umożliwia separację poszczególnych czynników wpływających na zastępczą przewodność komórki. Omówiono algorytm szacowania współczynników wielomianów aproksymujących i wpływ stopnia wielomianów na dokładność aproksymacji rezystancji struktury.

Badania zostały zrealizowane w ramach pracy S/WE/1/2013 i sfinansowane ze środków na naukę MNIŚW.

Literatura

- [1] Blanc M., Touratier M.: A constrained discrete layer model for heat conduction in laminated composites. Computers and Structures 83/2005, 1705–1718.
- [2] Gerenrot D., et al.: Random network model for heat transfer in high contrast composite materials. IEEE Trans. on Advanced Packaging 2003, 410–416.
- [3] Korzeniewska E., Jakubas A.: Pomiar rezystancji powierzchniowej warstw cienkich o dowolnych kształtach wytworzonych na podłożach elastycznych. Przegląd Elektrotechniczny 12/2014, 233–236.
- [4] Pal R.: Electromagnetic, mechanical, and transport properties of composite materials. CRC Press, 2014.
- [5] Pleśniak W.: Czebyszew, Weierstrass, Jackson, Bernstein i ich kontynuatorzy. Roczniki Polskiego Towarzystwa Matematycznego, Seria II Wiadomości Matematyczne XL 2004, 97–106.
- [6] Taya M.: Electronic composites. Cambridge University Press, 2005.
- [7] Tian J., et al.: Cross flow heat exchange of textile cellular metal core sandwich panels. Int. Journal of Heat and Mass Transfer 50/2007, 2521–2536.

Mgr inż. Adam Steckiewicz

e-mail: a.steckiewicz@doktoranci.pb.edu.pl

Absolwent Wydziału Elektrycznego Politechniki Białostockiej w dyscyplinie naukowej Elektrotechnika. Obecnie doktorant w Katedrze Elektrotechniki Teoretycznej i Metrologii. W swojej pracy zajmuje się teoretycznym opisem zjawisk elektrycznych i termicznych w złożonych materiałach periodycznych oraz układach elektrycznych.



Dr hab. inż. Bogusław Butryło

e-mail: b.butrylo@pb.edu.pl

Adiunkt na Wydziale Elektrycznym Politechniki Białostockiej. Zajmuje się problematyką analizy pól elektromagnetycznych w układach złożonych, w tym zawierających materiały o właściwościach dyspersyjnych. Prowadzone prace dotyczą szerokopasmowego sformułowania i realizacji metody elementów skończonych i różnic skończonych oraz zastosowania metod przetwarzania rozproszonego w analizie pól.



otrzymano/received: 15.06.2016

przyjęto do druku/accepted: 22.11.2017

DOI: 10.5604/01.3001.0010.7264

QUASI-REZONANSOWY PRZEKSZTAŁTNIK PODWYŻSZAJĄCY NAPIĘCIE DO ZASTOSOWAŃ W FOTOWOLTAICE

Michał Harasimeczuk

Politechnika Białostocka, Katedra Automatyki i Elektroniki

Streszczenie. W artykule został zaprezentowany quasi-rezonansowy przekształtnik podwyższający napięcie przeznaczony do obsługi paneli fotowoltaicznych. Przekształtnik jest zasilany prądowo, co umożliwia realizację algorytmu MPPT. Wykorzystanie obwodu rezonansowego pozwala na przełączanie tranzystorów przekształtnika przy zerowym prądzie. Została opisana praca przekształtnika w układzie z tranzystorami przełączanymi ze stałą i ze zmienną częstotliwością. W artykule zaprezentowano wyniki badań symulacyjnych przeprowadzone za pomocą programu PSpice oraz porównano sprawność układów przy różnych mocach wyjściowych. W przekształtniku z tranzystorami przełączanym ze stałą częstotliwością wykorzystanie dodatkowego tranzystora załączającego pojemność rezonansową umożliwiło uzyskanie lepszej sprawności dla niewielkich mocy wejściowych niż w przekształtniku z tranzystorem przełączanym ze zmienną częstotliwością.

Słowa kluczowe: panel fotowoltaiczny, przekształtnik quasi-rezonansowy, przełączanie przy zerowym prądzie

BOOST QUASI-RESONANT CONVERTERS FOR PHOTOVOLTAIC SYSTEM

Abstract. This paper presents PWM quasi-resonant boost converter for photovoltaic systems. The use of a resonant circuit enabled switching transistor in zero current (ZCS). Continuous conduction mode (CCM) with current control has been achieved. This allows to implement MPPT algorithm. The use of transistor switching resonant capacity allowed source (PV) current ripple with constant frequency and high efficiency in different load current. In the article has been discussed principle of operation the converter. Simulation converter in PSpice have been presented.

Keywords: DC/DC converters, photovoltaic systems, quasi-resonant (QR), zero current switching (ZCS), maximum power point tracking (MPPT)

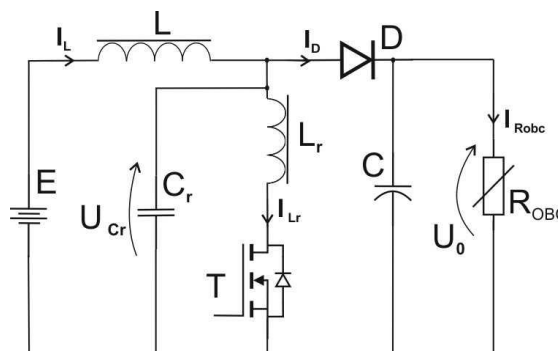
Wstęp

Efektywne wykorzystanie panelu fotowoltaicznego wymaga od przekształtnika odpowiedzialnego za jego obsługę realizację algorytmu MPPT oraz dopasowanie napięcia wyjściowego do napięcia wejściowego falownika [5]. Przekształtnik MPPT ma za zadanie utrzymanie stałego prądu wyjściowego panelu fotowoltaicznego charakteryzującego się niewielkimi punktieniami w celu utrzymania pracy panelu w maksymalny punkt mocy. Ponadto zmienność warunków atmosferycznych powoduje że wymagane jest aby przekształtnik realizujący algorytm MPPT zachowywał wysoką sprawność przy różnym prądzie wejściowym. Konwencjonalny quasi-rezonansowy przekształtnik podwyższający napięcie z tranzystorem przełączanym ze zmienną częstotliwością charakteryzuje się niewielką sprawnością przy małych prądach wejściowych. Dodanie do tego przekształtnika dodatkowego tranzystora odpowiedzialnego za załączenie pojemności rezonansowej poprawia jego sprawność oraz umożliwia przełączanie jego tranzystorów ze stałą częstotliwością [1, 3].

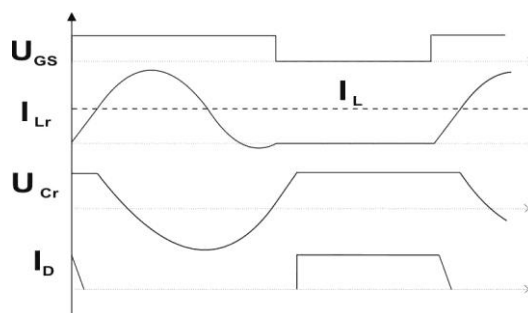
1. Quasi-rezonansowy przekształtnik podwyższającego napięcie z tranzystorem sterowanym ze zmienną częstotliwością

Na rysunku 1 został przedstawiony schemat quasi-rezonansowego przekształtnika podwyższającego napięcie pracujący w układzie pełnofalowym i z tranzystorem przełączanym przy zerowym prądzie [4]. W trakcie załączenia tranzystora T energia ze źródła napięciowego E jest gromadzona w polu magnetycznym dławika L oraz przekazywana za pośrednictwem diody D do obciążenia R_{obc} i kondensatora C. Rozpoczyna się proces przyjmowania prądu diody przez dławik L_r . Tranzystor jest załączany przy zerowym prądzie. W momencie przejścia całkowitego prądu diody przez dławik L_r następuje rezonansowa praca elementów C_r i L_r . Tranzystor zostaje wyłączony w momencie przewodzenia jego diody zwrotnej. Dlatego w celu zachowania miękkiego przełączania maksymalny prąd dławika L musi być mniejszy od prądu powstałego na skutek rezonansu kondensatora C_r i dławika L_r . Warunek wyłączenia tranzystora T przy zerowym prądzie został opisany zależnością 1.

$$I_L \leq \frac{U_0}{\sqrt{L_r / C_r}} \quad (1)$$



Rys. 1. Schemat przekształtnika quasi-rezonansowego przełączanego przy zerowym prądzie i ze stałym czasem załączenia tranzystora



Rys. 2. Przebiegi napięć i prądów quasi-rezonansowego przekształtnika przełączanego przy zerowym prądzie i ze stałym czasem załączenia tranzystora

W momencie wyłączenia tranzystora T następuje stałoprądowe ładowanie kondensatora C_r prądem I_{L1} do napięcia U_0 . Następnie następuje spolaryzowanie diody D w kierunku przewodzenia. Energia uprzednio zgromadzona w dławiku L zostaje przekazana do kondensatora C i obciążenia R_{obc} .

Czas załączenia tranzystora T w analizowanym przekształtniku jest stały i uzależniony od częstotliwości rezonansowej obwodu $C_r - L_r$. Napięcie wyjściowe jest regulowane poprzez czas wyłączenia tranzystora T, a w związku tym poprzez zmianę częstotliwości sygnału sterującego tym tranzystorem. Charakterystykę regulacyjną przekształtnika przy założeniu że układ jest bezstratny oraz traktując kondensator C jako idealne źródło napięciowe, a dławik L jako idealne źródło prądowe możemy opisać zgodnie z zależnościami 2 – 5 [2].

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (2)$$

$$\psi = \frac{I_L \sqrt{L_r / C_r}}{U_0} \quad (3)$$

$$k_u = \frac{1}{1 - \frac{2\pi - \arcsin(\psi) + \frac{\psi}{2} + \frac{1}{\psi}(1 - \sqrt{1 - \psi^2})}{2\pi} \frac{f_s}{f_R}} \quad (4)$$

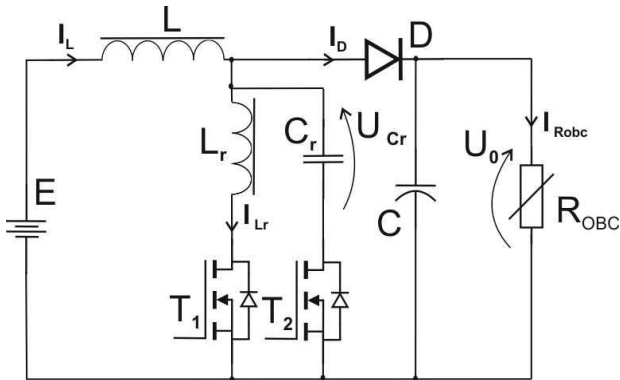
$$k_u \approx \frac{1}{1 - \frac{f_s}{f_R}} \quad (5)$$

gdzie: k_u – wzmacnienie napięciowe, f_s – częstotliwość sterowania tranzystorem T_1 , f_r – częstotliwość rezonansowa.

Prądy powstałe na skutek rezonansu dławik L_r i kondensator C_r sprawiają że przekształtnik ten charakteryzuje się niską sprawnością przy niewielkich prądach wejściowych. Poprawić sprawność można poprzez dodanie tranzystora załączającego pojemność rezonansową C_r . Umożliwi to skrócenie trwania rezonansu w stosunku do okresu sygnału sterującego tranzystorem T .

2. Quasi-rezonansowy przekształtnik podwyższającego napięcie sterowany ze stałą częstotliwością

Na rysunku 3 został przedstawiony schemat przekształtnika quasi-rezonansowego z tranzystorami przełączanymi przy zerowym prądzie ze stałą częstotliwością.



Rys. 3. Schemat quasi-rezonansowego przekształtnika przełączanego przy zerowym prądzie ze stałą częstotliwością

Kondensator C_r i dławik L_r tworzą układ rezonansowy zapewniający przełączanie tranzystorów T_1 i T_2 przy zerowym prądzie. Tranzystor T_1 jest sterowany techniką modulacji impulsu ze zmiennym współczynnikiem wypełnienia uzależnionym od wymaganego współczynnika wzmacnienia. Tranzystor T_2 jest przełączany ze stałą częstotliwością i stałym wypełnieniem. Okres pracy przekształtnika możemy podzielić na sześć charakterystycznych przedziałów, zgodnie z rysunkiem 4. W ramach przeprowadzonej analizy dławik L jest traktowany jako idealne źródło prądowe, a źródło E i kondensator C jako idealne źródła napięciowe.

• Czas t_1

Załączenie tranzystora T_1 . Prąd diody D jest przejmowany przez dławik L_r . Energia ze źródła E jest magazynowana w polu magnetycznym dławika L , dławika L_r oraz przekazywana do

obciążenia i kondensatora C . Czas ten możemy opisać zgodnie z zależnością 6.

$$t_1 = \frac{I_L \cdot L_r}{U_0} \quad (6)$$

• Czas t_2

Rezonansowa praca dławika L_r i kondensatora C_r . Przez pół okresu rezonansu prąd dławika narasta sinusoidalnie natomiast napięcie kondensatora maleje. Energia ze źródła E jest magazynowana w dławiku L . Dioda D jest spolaryzowana w kierunku zaporowym. Energia zgromadzona w polu elektrycznym kondensatora C zostaje przekazywana do obciążenia. Czas t_2 możemy opisać zgodnie z zależnością 7.

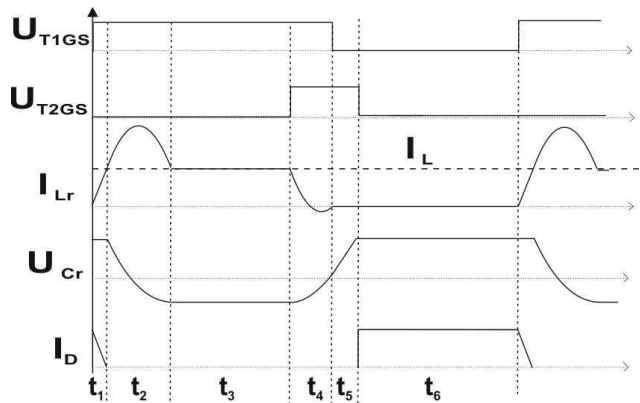
$$t_2 = \pi\sqrt{L_r C_r} \quad (7)$$

• Czas t_3

Czas uzależniony od wypełnienia sygnału sterującego tranzystorem T_1 . Czas ten musi być dłuższy niż suma czasów t_2 i t_4 . Można go opisać zgodnie z zależnościami 8 – 9.

$$t_3 = T_{T1on} - t_2 - t_4 \quad (8)$$

$$t_3 = T_{T1on} - \left(\pi - \arcsin \left(I_L \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{U_0} \right) \right) \cdot \frac{1}{\omega_0} - \pi\sqrt{L_r C_r} \quad (9)$$



Rys. 4. Przebiegi napięć i prądów quasi-rezonansowego przekształtnika przełączanego przy zerowym prądzie ze stałą częstotliwością

• Czas t_4

Załączenie tranzystora T_2 . Następuje rezonansowa praca kondensatora C_r i dławika L_r . Prąd dławika maleje sinusoidalnie natomiast napięcie kondensatora rośnie. Prąd dławika możemy opisać zgodnie z zależnością 10. Czas t_4 został opisany zgodnie z zależnością 11. Wyłączenie tranzystora T_1 następuje w momencie przewodzenia jego diody zwrotnej (brak strat związanych z wyłączeniem tranzystora).

$$i_L(t) = I_L + \frac{U_0}{\sqrt{L_r / C_r}} \sin(\pi + t \cdot \omega_0) \quad (10)$$

$$t_4 = \left(\pi - \arcsin \left(I_L \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{U_0} \right) \right) \cdot \frac{1}{\omega_0} \quad (11)$$

• Czas t_5

Liniowe przeładowanie kondensatora C_r do napięcia U_0 prądem stałym I_L . Napięcie na kondensatorze na początku czasu t_4 możemy opisać zgodnie z zależnością 12. Czas t_5 został opisany zgodnie z zależnością 13.

$$U_C = U_0 \cos(\omega_0(t_2 + t_4)) \quad (12)$$

$$t_5 = \frac{U_0(1 - \cos(\omega_0(t_2 + t_4)))}{I_L} C_r \quad (13)$$

- Czas t_6

Wyłączenie tranzystora T_2 . Przewodzi dioda D. Energia zgromadzona w polu magnetycznym dławika L jest przekazywana do kondensatora C i obciążenia R_{OBC} . Czas t_6 możemy opisać zgodnie z zależnościami 14 i 15.

$$t_6 = T_{T1} - t_1 - t_2 - t_3 - t_4 - t_5 \quad (14)$$

$$t_6 = T_{T1} - T_{T1on} - \frac{I_L \cdot L_r}{U_0} - \frac{U_0(1 - \cos(\omega_0(t_2 + t_4)))}{I_L} C_r \quad (15)$$

W celu wyznaczenia prądu obciążenia można obliczyć średni prąd diody zgodnie z zależnością 16.

$$I_{Robc} = \frac{I_L}{T_{T1}} \left(T_{T1} - \frac{I_L \cdot L_r}{2U_0} - T_{T1on} - \frac{U_0(1 - \cos(\omega_0(t_2 + t_4)))}{I_L} C_r \right) \quad (16)$$

Wprowadzając parametr ψ (wzór 3), wzmocnienie prądowe przekształtnika można zapisać zgodnie ze wzorem 17. Wzmocnienie napięciowe jest to odwrotność wzmocnienia prądowego zgodnie z wzorem 17–20.

$$\frac{I_{Robc}}{I_{L1}} = 1 - \left(\frac{\frac{\psi}{2} + \frac{1}{\psi}(1 - \cos(2\pi - \arcsin \psi))}{2\pi} \right) \frac{T_R + T_{T1on}}{T_{T1}} \quad (17)$$

$$k_u = \frac{1}{1 - \left(\frac{\frac{\psi}{2} + \frac{1}{\psi}(1 - \cos(2\pi - \arcsin \psi))}{2\pi} \right) \frac{T_R + T_{T1on}}{T_{T1}}} \quad (18)$$

$$D = \frac{T_{T1on}}{T_{T1}} \quad (19)$$

$$k_u \approx \frac{1}{1 - D} \quad (20)$$

Charakterystyka regulacyjna quasi-rezonansowego przekształtnika podwyższającego napięcie i przełączanego ze stałą częstotliwością jest uzależniona od wypełnienia sygnału sterującego tranzystorem T_1 i nie jest zależna od częstotliwości rezonansowej.

3. Analiza symulacyjna przekształtników

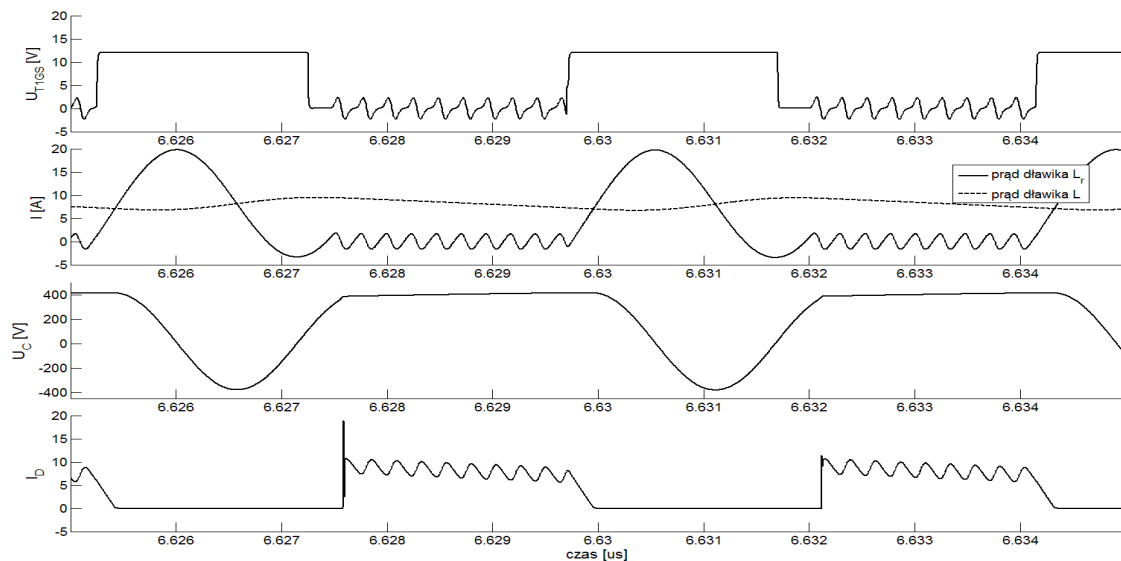
Została przeprowadzona analiza symulacyjna pracy dwóch zaprezentowanych przekształtników w programie PSPice. Do symulacji użyto model diody STPSC1206 oraz model tranzystora CDM22011 o rezystancji drenu $R_{DSon} = 360 \text{ m}\Omega$ i maksymalnym napięciu dren – źródło wynoszącym $U_{DSmax} = 600 \text{ V}$. Indukcyjność wejściowa została ustalona na 200 uH . Symulacja została przeprowadzona dla napięcia wejściowego 200 V , napięcia wyjściowego 400 V i maksymalnej mocy wyjściowej $2,5 \text{ kW}$.

a) Analiza symulacyjna przekształtnika z tranzystorem przełączanym ze zmienną częstotliwością

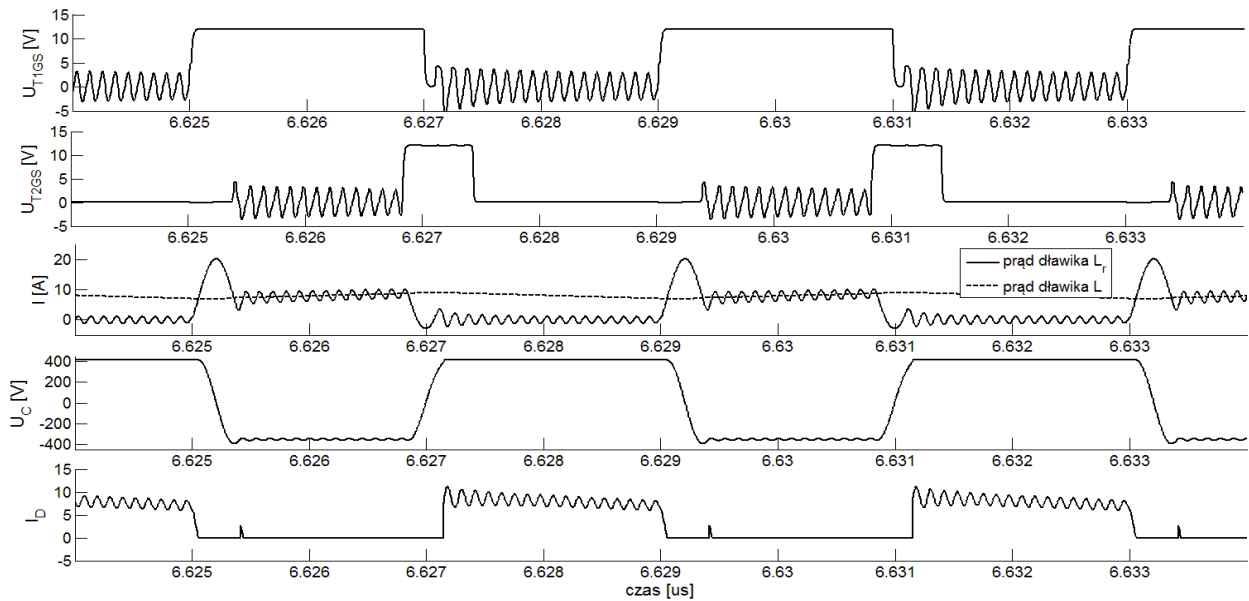
Częstotliwość rezonansowa została ustalona na 420 kHz . Dla zadanej częstotliwości rezonansowej oraz zachowania miękkiego przełączania tranzystora przy maksymalnej mocy wyjściowej pojemność oraz indukcyjność rezonansowa obliczona zgodnie z wzorami 1 i 2 wynosi kolejno $C_r = 12 \text{ nF}$ i $L_r = 12 \text{ uH}$. Na rysunku 5 przedstawiono przebiegi wybranych napięć i prądów uzyskane w wyniku przeprowadzonej symulacji przekształtnika. Oscylacje widoczne na uzyskanych przebiegach są efektem pasożytniczych pojemności oraz indukcyjności elementów półprzewodnikowych.

b) Analiza symulacyjna przekształtnika z tranzystorem przełączanym ze stałą częstotliwością

Częstotliwość pracy przekształtnika została ustalona na 250 kHz . Częstotliwość obwodu rezonansowego na $1,75 \text{ MHz}$. Dla zadanej częstotliwości rezonansowej oraz zachowania miękkiego przełączania tranzystora przy maksymalnej mocy wyjściowej pojemność oraz indukcyjność rezonansowa obliczona zgodnie z wzorami 1 i 2 wynosi kolejno $C_r = 1,5 \text{ nF}$ i $L_r = 1,5 \text{ uH}$. Na rysunku 6 zostały przedstawione najważniejsze przebiegi napięć i prądów. Oscylacje przedstawionych przebiegów są spowodowane indukcyjnościami oraz pojemnościami pasożytniczymi elementów półprzewodnikowych. Skrócenie trwania rezonansu zapewniło mniejsze straty związane z przepływem prądów rezonansowych. Na rysunku 7 oraz w tabeli 1 przedstawiono sprawność przekształtników jaka uzyskana w wyniku przeprowadzonej symulacji. Sprawność została wyznaczona dla różnych rezystancji obciążenia R_{obc} .



Rys. 5. Przebiegi napięć i prądów quasi-rezonansowego przekształtnika z tranzystorem przełączanym przy zerowym prądzie ze zmienną częstotliwością

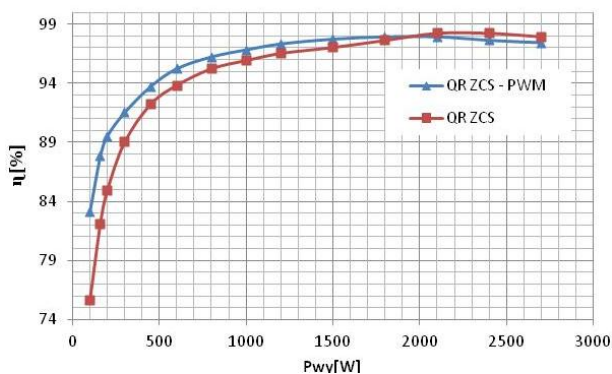


Rys. 6. Przebiegi napięć i prądów quasi-rezonansowego przekształtnika z tranzystorem przełączanym przy zerowym prądzie ze stałą częstotliwością

Tabela 1. Sprawność przekształtnika przy różnych mocach wyjściowych

Robc	Pwy	sprawność [%]	
		QR – ZCS PWM	QR – ZCS
1600	100	83,1	75,6
1000	160	87,8	82,1
800	200	89,5	84,9
533	300	91,5	89,0
356	450	93,7	92,2
267	600	95,2	93,8
200	800	96,2	95,2
160	1000	96,8	95,9
133	1200	97,3	96,5
107	1500	97,7	97,0
89	1800	97,9	97,6
76	2100	97,9	98,2
67	2400	97,6	98,2
59	2700	97,4	97,9

Przekształtnik quasi-rezonansowy z tranzystorem przełączanym ze stałą częstotliwością (QR ZCS – PWM na rys. 7) charakteryzuje się lepszą sprawnością w stosunku do tradycyjnego quasi-rezonansowego przekształtnika podwyższającego napięcie (QR ZCS na rys. 7) przy mocy wyjściowej znacznie mniejszej od nominalnej mocy obydwu przekształtników.



Rys. 7. Charakterystyki sprawności przekształtnika quasi-rezonansowego przełączanego ze stałą częstotliwością i przekształtnika przełączanego ze stałym czasem otwarcia tranzystora

Wraz ze wzrostem mocy przenoszonej przez przekształtniki sprawność obu układów rośnie. Przy mocy wyjściowej 2,1 kW sprawność przekształtnika przełączanego ze zmienną częstotliwością jest większa niż sprawność przekształtnika przełączanego ze stałą częstotliwością. Jest to spowodowane zwiększającym się udziałem strat przewodzenia w tranzystorze T_2 w przekształtniku przełączanym ze stałą częstotliwością.

4. Podsumowanie

W artykule został przedstawiony oraz opisany quasi-rezonansowy przekształtnik podwyższający napięcie z tranzystorem przełączanym ze stałą częstotliwością i przy zerowym prądzie. Porównano sprawności zaprezentowanego przekształtnika z podstawowym quasi-rezonansowym przekształtnikiem podwyższającym napięcie z tranzystorem przełączanym przy zerowym prądzie ze stałym czasem przewodzenia tranzystora i ze zmienną częstotliwością. Przekształtnik przełączany ze stałą częstotliwością charakteryzuje się lepszą sprawnością przy niewielkiej mocy wyjściowej oraz niewiele mniejszą sprawnością przy mocy nominalnej. Zwiększenie częstotliwości rezonansowej pozwoliło również na zmniejszenie wielkości elementów rezonansowych przy zachowaniu zbliżonej częstotliwości sygnału sterującego tranzystorami przekształtnika.

Badania zostały zrealizowane w ramach pracy MB/WE/3/2015 i sfinansowane ze środków na naukę MNiSW.

Literatura

- [1] Bellini A., Bifaretti S.: A quasi-resonant ZCS Boost DC-DC Converter for Photovoltaic Applications. International Symposium on Industrial Electronics IEEE 2007, 815–820.
- [2] Citko T., Tunia H., Winiarski B.: Układy rezonansowe w energoelektronice. Białystok, 144–148.
- [3] Hua G., Lee F. C.: Soft-switching techniques in PWM converters. Transactions on Industrial Electronics IEEE 1995, 595–603.
- [4] Lee F. C.: High-frequency quasi-resonant converter technologies. Proceedings of the IEEE 1988, 377–390.
- [5] Yeong-Chau K., Tsorng-Juu L., Jiann-Fuh C.: Novel maximum-power-point-tracking controller for photovoltaic energy conversion system. Transactions on Industrial Electronics IEEE 2001, 594–601.

Mgr inż. Michał Harasimczuk

e-mail: m.harasimczuk@doktoranci.pb.edu.pl

Urodzony w Białymstoku. Ukończył studia magisterskie na Wydziale Elektrycznym Politechniki Białostockiej. Obecnie jest uczestnikiem studiów doktoranckich. W zakres jego zainteresowań badawczych wchodzi przekształtniki quasi-rezonansowe, pozyskiwanie oraz magazynowanie energii z paneli fotowoltaicznych, dwukierunkowy przesył energii elektrycznej.



otrzymano/received: 15.06.2016

przyjęto do druku/accepted: 22.11.2017

DOI: 10.5604/01.3001.0010.7265

BADANIA OPLYWU WYBRANYCH PROFILI SOND DLA POTRZEB W METROLOGII STRUMIENI

Piotr Zgolak

Politechnika Opolska, Wydział Mechaniczny, Katedra Techniki Ciepłej i Aparatury Przemysłowej

Streszczenie. W pracy przedstawiono wyniki wizualizacji opływów wybranych profili sond spiętrzających przepływ. Określono częstotliwość odrywania się wirów za sondą. Przeprowadzono szereg badań eksperymentalnych mających na celu określenie oraz analizę zjawisk zachodzących w rozpatrywanym obszarze badawczym. Dzięki wykorzystaniu metody anemometrii obrazowej uzyskano rozkłady prędkości w otoczeniu badanych profili. Sformulowano wnioski natury metrologicznej.

Słowa kluczowe: cyfrowe kamery do zdjęć, pomiar przepływu płynu, pomiar prędkości, dynamika płynów

RESEARCH OF FLOW AROUND SELECTED SENSORS PROFILES FOR METROLOGY FLOWS

Abstract. The paper presents results of flow around visualization in selected sensors profiles of the pitot probe. Vortices detachment frequency from the probe was defined. A series of experimental research to identifying and determining analysis the phenomena occurring in the area of research were done. By using Particle Image Velocimetry methods (PIV) velocity distribution around the analyzed profiles were obtained. Metrological type conclusions were formulated.

Keywords: imaging digital cameras, fluid flow measurement, velocity measurement, fluid dynamics

Wstęp

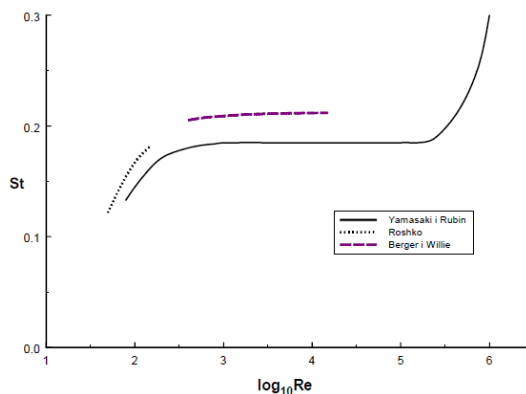
Spośród różnych typów przepływomierzy istotną rolę odgrywają przepływomierze z sondami uśredniającymi ciśnienie dynamiczne. Konstrukcje znane od lat, są obecnie często stosowane dzięki możliwości precyzyjnych pomiarów różnic ciśnień. Mierzona różnica ciśnień w wybranych miejscach na ścianach sondy umożliwia związanie jego wartości ze strumieniem masy. Dzięki łatwości montażu i względnie małej masie przepływomierze te stosowane są często w rurociągach o dużych średnicach.

Jednym z problemów jaki się pojawia podczas eksploatacji są drgania sond. Spowodowane są okresowo generowanymi przez nie wirami. Jeśli częstotliwość ich generacji jest bliska częstotliwości drgań własnych przepływomierza, łatwo może on zostać uszkodzony. Stąd też informacje o częstotliwości odrywania wirów w przypadku różnych profili sond ma istotne znaczenie praktyczne.

Pierwsze badania zostały prowadzone nad wyżej wymienionym problemem, zostały opublikowane w roku 1911 przez von Karmana, który zajmował się badaniem generacji wirów [3]. Sformułował on wniosek, iż generacja wirów ma charakter regularny, a częstotliwość ich powstawania można zapisać równaniem:

$$f = S_T \frac{w}{d} \quad (1)$$

gdzie: d – wymiar charakterystyczny dla przeszkody [m], w – prędkość przepływającego płynu [m/s], S_T – liczba Strouhala (liczba kryterialna podobieństwa w warunkach ruchu nieustalonym).

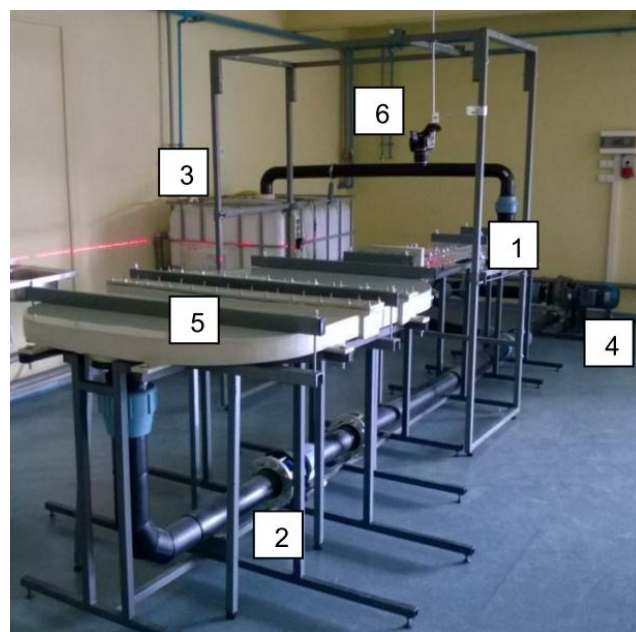


Rys. 1. Zależność liczby Strouhala od liczby Reynoldsa [5]

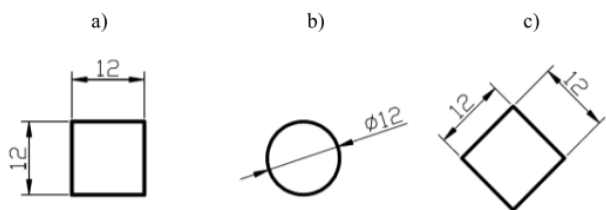
Ważnym parametrem tego zjawiska jest fakt, iż częstotliwość wirów generowanych na przeszkodzie nie zależy od właściwości fizycznych płynu, a jedynie od jego prędkości. Zatem wynik pomiaru prędkości nie zależy od takich parametrów jak np. temperatura, czy skład chemiczny medium [1]. Wyrażenie (1) posiada decydujący wpływ na liniowość zjawiska, którego ma stałą wartość liczby S_T . Równanie jest zależne od prędkości przepływu oraz lepkości płynu, którym była przedmiotem wielu badań opisanych w publikacjach. Przedstawiono także, iż liczba Strouhala jest niezmienna w bardzo szerokim zakresie liczb Reynoldsa. Wyraźnie przedstawiono na rysunku 1 zależność liczby Strouhala od liczby Reynoldsa zaczerpnięto z literatury Yamasaki i Rubina dla opływu walca [5].

1. Stanowisko i procedura badawcza

Stanowisko, którego zdjęcie przedstawiono poniżej (rys. 2), składa się z przezroczystego tunelu wodnego (1) połączonego zespołem rurociągów (2) ze zbiornikiem (3), pompą (4) i prostownicą strumienia (5). W tunelu umieszcza się badane sondy (rys. 3), dla których prowadzone są badania (6) [7].



Rys. 2. Stanowisko pomiarowe do badań opływu wybranych profili sond

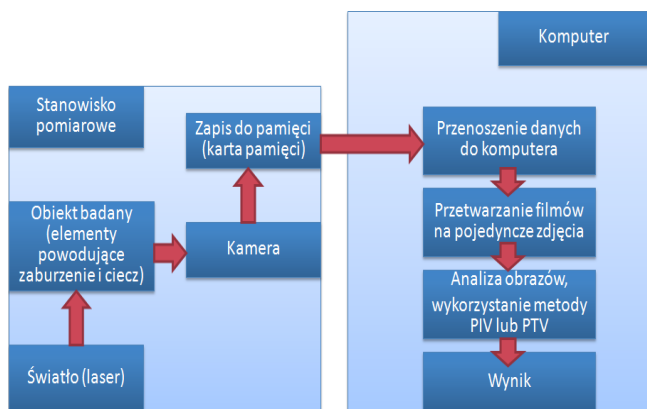


Rys. 3. Badane profile o podstawie: a) kwadratu, b) koła, c) kwadratu obróconego pod kątem 45°

Przy pomocy kamery Nikon D5100 prowadzono rejestrację zmian zachodzących w płynie podczas przepływu płynu w analizowanym obszarze. Źródłem światła zastosowanym podczas badań były lasery liniowe koloru czerwonego, które przestrzeń pomiarową przecinały światłem w postaci noża świetlnego.

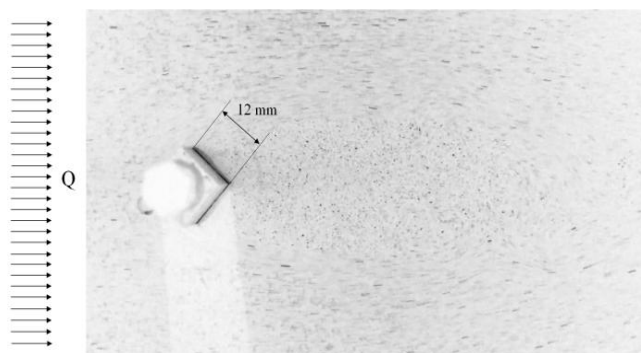
W badaniach zastosowano znaczniki z tworzywa sztucznego (Poliamid) o gęstości zbliżonej do wody i granulacji od 0,1 do 1 mm. Znaczniki koloru czarnego posiadają powierzchnię gładką. Powierzchnia tego materiału umożliwia na odbicie światła w kierunku kamery. Podczas badań wykorzystano wodę jako medium przepływowe.

Na rysunku 4 przedstawiono przebieg czynności wykonywania badań doświadczalnych oraz analizy wyników w zależności od stosowania dostępnych metod. Uzyskane obrazy wykorzystano do analizy przy metodzie anemometrii obrazowej (z j. angielskiego *Practicle Image Velocimetry* – PIV).



Rys. 4. Schemat ideowy procesu realizacji przebiegu badań i opracowywania wyników

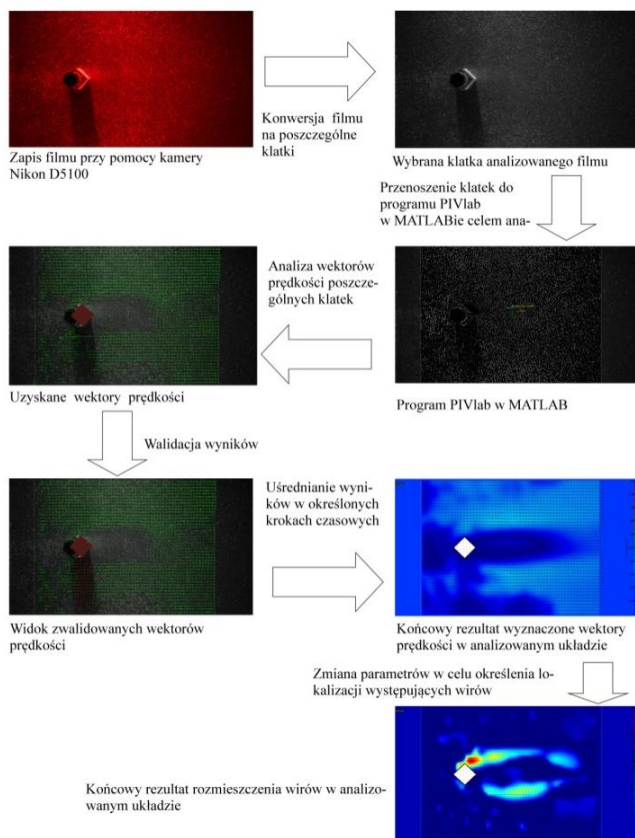
Na rysunku 5 przedstawiono zdjęcie i wielkość analizowanego obszaru oraz umiejscowienie wybranych profili sond [8]. Przedstawiono poglądowy widok z punktu widzenia kamery i kierunku przepływu płynu wody wraz ze znacznikami. Dzięki zastosowanej kamerze zarejestrowano obraz o wysokiej jakości (Full HD) o rozmiarze obrazu 1920×1080 pikseli i prędkości 25 klat/s. Wymiary analizowanego obszaru wynoszą 0,18 m na 0,1 m.



Rys. 5. Podglądowy widok analizowanego profilu i kierunku przepływu płynu

W programie PIVlab pomniejszono obszar analizowany do wymiaru 1280×1080 pikseli (0,13 m na 0,1 m) w celu uniknięcia mocno występowania cienia, lub słabo doświetlonych miejscach, w których mogą występować błędne wartości. Do analizy wykorzystano, przy wyznaczaniu wektorów prędkości szybkiej transformacji Fouriera (FFT) [6]. W tej metodzie wykorzystano powierzchnię fragmentów zdjęć o wymiarach 48×48 pikseli do wyznaczania kierunków i wielkości przesunięcia wektorów prędkości w analizowanych obrazach.

Na (rys. 6) przedstawiono schemat postępowania w programie PIVlab. Wyniki uzyskano przy pomocy omawianego programu, który został napisany w programie MATLAB przez autorów: dr William Thielicke i prof. dr Eize J. Stamhuis [4].



Rys. 6. Kolejność wykonywania analizy wyników od momentu zapisu filmu w kamerze do uzyskania wyników badań eksperymentalnych

2. Wyniki

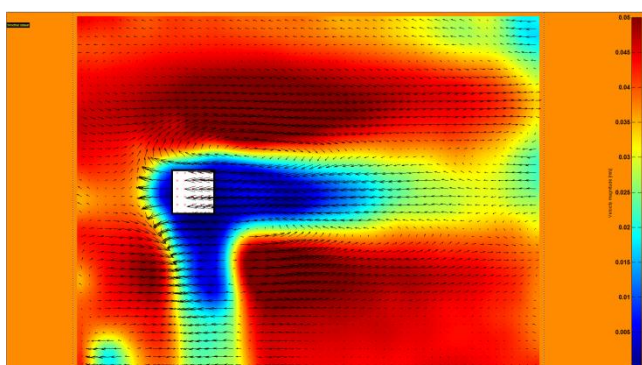
Podczas przeprowadzonych badań zastosowano dwa różne strumienie płynu podczas opływu omawianych profili sond. Dzięki metodzie PIV wygenerowano składowe wektory prędkości, kierunek wektorów prędkości, wartość wektorów oraz lokalizacje wirów za badany element. Poniżej w podrozdziałach są omawiane uśrednione prędkości oraz lokalizacje wirów powstałych za przeszkodą. Dzięki metodzie PIV wygenerowano wartości prędkości uśrednionych przepływu płynu w tunelu w granicach od 0,032 do 0,043 m/s dla pierwszego zakresu strumieni i od 0,0071 do 0,013 m/s dla drugiego przedziału przepływu cieczy. Wyniki przedstawione poniżej zostały zsumowane i uśrednione z krokiem czasowym do 8 sekund.

2.1. Rozkład prędkości w analizowanych obszarach

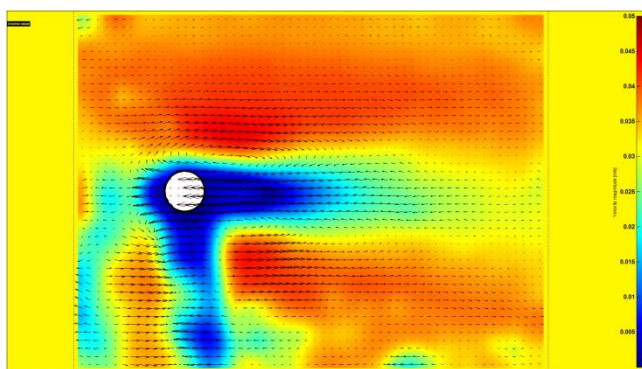
Na rysunkach 7–9 przedstawiono rozkłady wektorów prędkości w analizowanym obszarze dla pierwszego zakresu przepływu cieczy. Zauważono, iż w każdym rozkładzie prędkości występują pewne asymetrie. W tych miejscach były gorzej doświetlone, przez to powstało mniejsze wartości prędkości lub inny kierunek wektorów [2]. Kształty badanych profili wpływały

na występowanie cieni. Powodem występowania w miejscach niedoświetlonych są profile, którego przez nie światło zostało zatrzymane lub uległo odbiciu w innym kierunku. Na tych rozkładach wektorów prędkości uzyskanych za pomocą metody PIV omawianą „cienią” są nieco szersze od średnicy walca lub szerokości boku podstawy kwadratu. W przypadku prostopadłościąnu o podstawie kwadratu obróconego pod kątem 45° jest to przekątna kwadratu.

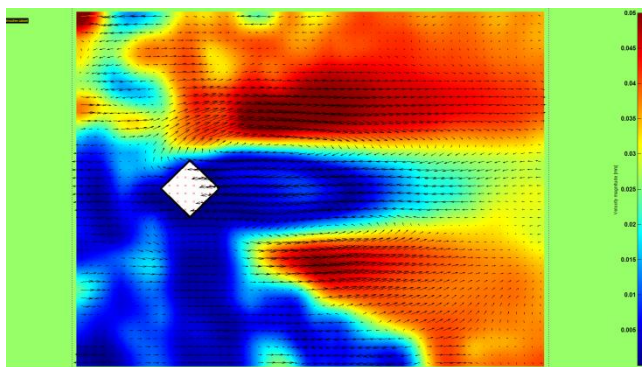
Jak widać na rysunkach 7, 8 i 9 różne kształty elementów mają istotny wpływ na rozkład prędkości przepływu płynu w analizowanych obszarach. Na rysunku 7 przedstawiono za elementem, w odległości 4 krotności szerokości boku następujące wyrównanie rozkładu prędkości. W przypadku wyrównania profilu prędkości znajdującego na rysunku nr 9 jest podobnie jak w rysunku 7. Różnica jest taka, że dla wartości krotności 4 przekątnej podstawy graniastosłupa czworokątnego obróconego pod kątem 45° . Na rysunku 8 przedstawiono mniejszy rozkład prędkości za elementem niż na rysunkach 7 i 9. Ten profil wektorów prędkości dopiero wyrówna się w odległości 5 średnic walca.



Rys. 7. Rozkład wektorów prędkości analizowanego obszaru opływu dla sondy o przekroju kwadratu



Rys. 8. Rozkład wektorów prędkości analizowanego obszaru opływu dla sondy o przekroju cylindrycznym

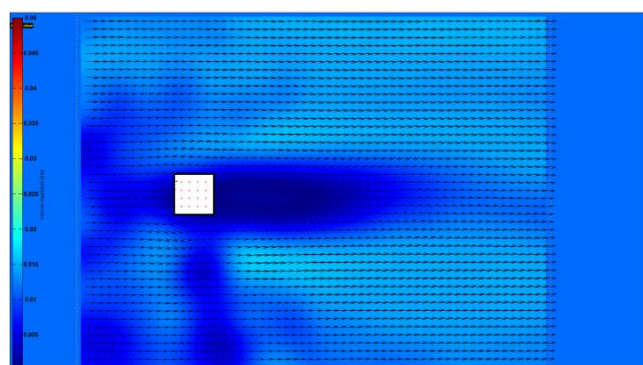


Rys. 9. Rozkład wektorów prędkości analizowanego obszaru opływu dla sondy o przekroju kwadratu obróconego pod kątem 45°

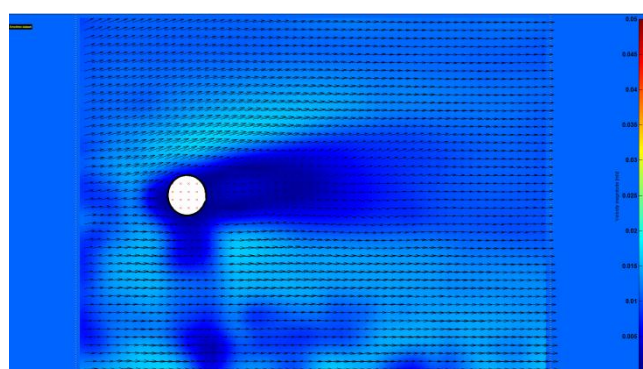
Na rysunkach 10–12 przedstawiono rozkład wektorów prędkości w analizowanym obszarze dla drugiego strumienia wody. Można zauważyć, iż w każdym rozkładach prędkości występują podobne asymetrie jak w przypadku pierwszego zakresu strugi cieczy. Jak widać na rysunkach 10, 11 i 12 istotny wpływ mają różne kształty elementów na rozkład prędkości przepływu płynu w analizowanych obszarach. Na rysunku 10 za elementem o podstawie kwadratu w pewnej odległości następuje szybsze wyrównanie prędkości niż w przypadku elementu znajdującego na rysunku nr 12.

Zauważono również, że rozkład wektorów prędkości dla profili o podstawie kwadratu (rys. 7 i 10), są bardzo podobne. Jedyną różnicą pomiędzy nimi jest wartość prędkości. Podobnie również wygląda sytuacja na pozostałych rysunkach.

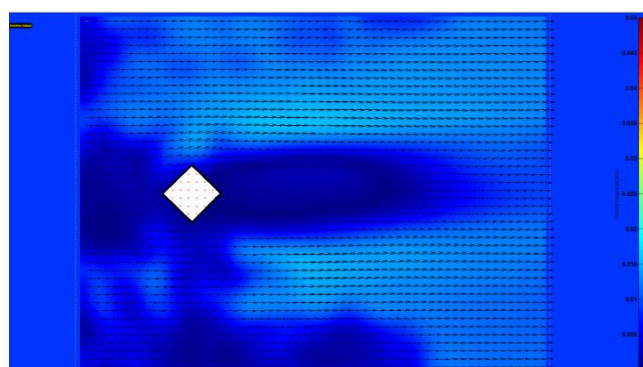
Na rysunkach 9 i 12 przedstawiono większe obszary wektorów prędkości równej 0 lub są skierowane w przeciwnym kierunku, spowodowane tym, że zostało słabo doświetlone w tym obszarze lub powstał większy cień. Dlatego program PIVlab nie wykonał prawidłowej analizy na tym fragmencie obszaru.



Rys. 10. Rozkład wektorów prędkości analizowanego obszaru opływu dla sondy o podstawie kwadratu



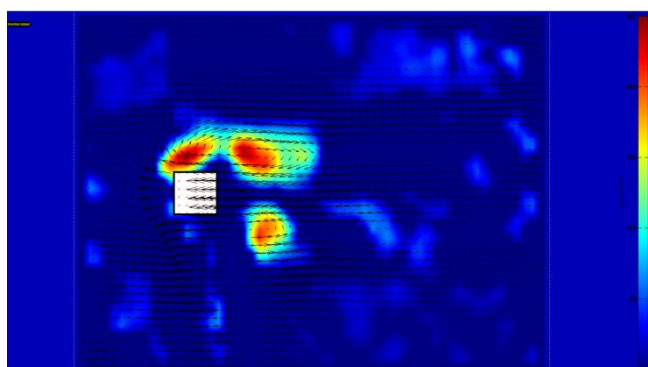
Rys. 11. Rozkład wektorów prędkości analizowanego obszaru opływu dla sondy o kształcie cylindrycznym



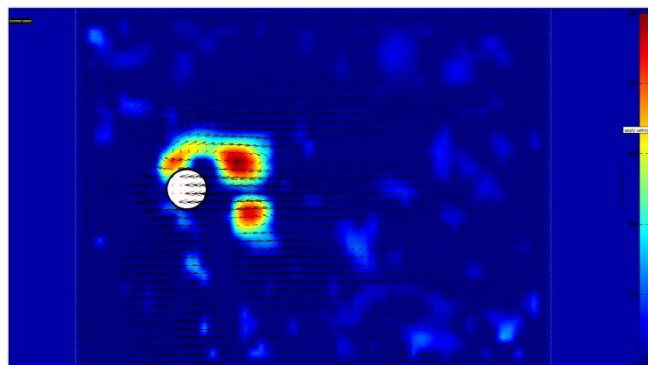
Rys. 12. Rozkład wektorów prędkości analizowanego obszaru opływu dla sondy o podstawie kwadratu obróconego pod kątem 45°

2.2. Lokalizacje wirów powstałych za profilami sond

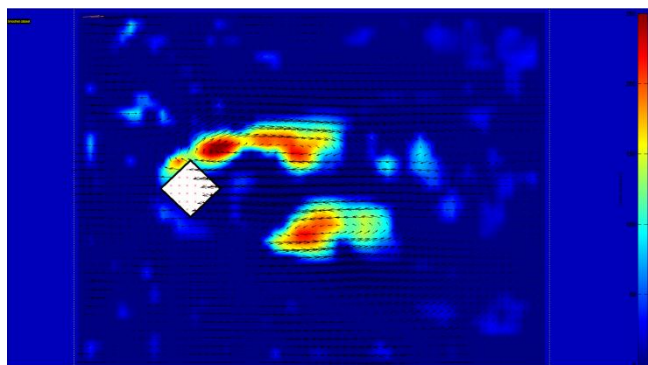
Na rysunkach 13–15 przedstawiono lokalizację wirów uśrednionych w analizowanym obszarze dla pierwszego zakresu przepływu cieczy. Natomiast na kolejnych rysunkach 16–18 przedstawiono lokalizacje wirów dla drugiego zakresu strumieni. Zauważono, iż na rysunkach 13 i 16, wielkość i kształt powstawania wirów za prostopadłością są bardzo zbliżone do siebie pomimo to, że są różne prędkości przepływu. Kształty powstawania wirów na rysunkach 14 i 17 są bardzo podobne dla opływu walca. Podobnie również występuje na rysunkach 15 i 18 dla prostopadłością o podstawie kwadratu obróconego pod kątem 45° . Na wielkość i kształt powstawania tych wirów wpływają kształty opływanych profili sond. Te kształty mają wspólny wymiar 12 mm. Ostatni z badanych profili był to kwadrat obrócony pod kątem 45° zauważono, że wiry pojawiają się w innych miejscach niż w przypadku kwadratu o ustawieniu prostopadłym do kierunku przepływu.



Rys. 13. Lokalizacja wirów powstałych za opływającą sondą o podstawie kwadratu



Rys. 14. Lokalizacja wirów powstałych za opływającą sondą o kształcie cylindrycznym



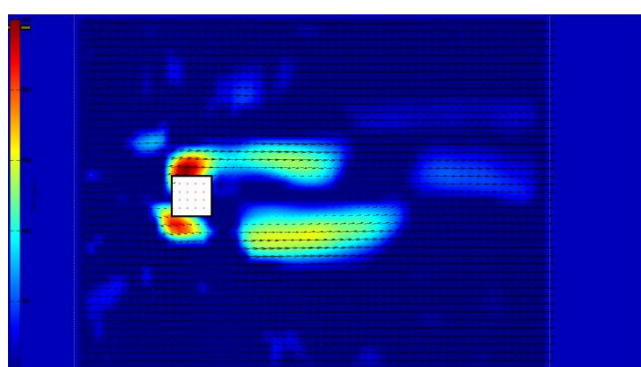
Rys. 15. Lokalizacja wirów powstałych za opływającą sondą o podstawie kwadratu obróconego pod kątem 45°

Wyznaczono również wartość częstotliwości powstawania wirów za elementem zaburzającym. Ta wartość jest parametrem do wyznaczania liczby Strouhala. Przez ten parametr można uzyskać charakterystykę dla poszczególnych profili. Zauważono, iż niezależnie od prędkości przepływu, które były badane, kształt i wielkość wirów jest taka sama lub są bardzo zbliżone. Dla przepływu zakresu pierwszego uzyskano następujące czasy generacji wirów:

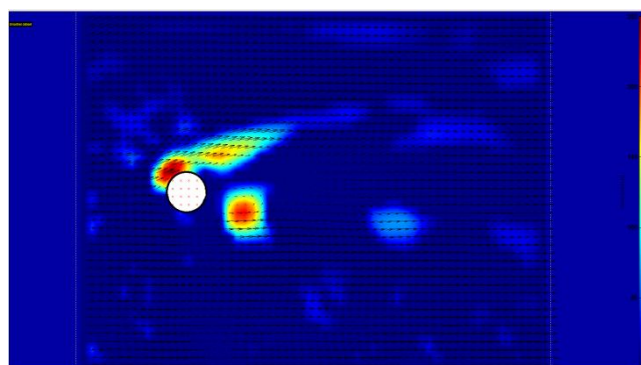
- dla sondy o przekroju kwadratu – 1,28 s,
- dla sondy o przekroju walca – 1,6 s,
- dla sondy o przekroju kwadratu obróconego pod kątem 45° – 1,09 s.

W przypadku dla drugiego zakresu przepływu uzyskano następujące czasy generacji wirów opływanych elementów:

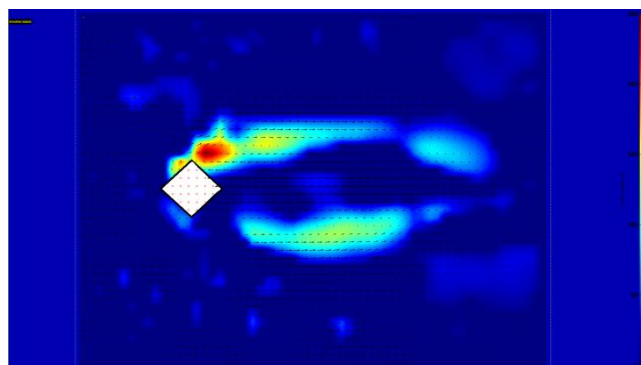
- dla sondy o podstawie kwadratu – 4,25 s,
- dla sondy o kształcie walca – 4,03 s,
- dla sondy o podstawie kwadratu obróconego pod kątem 45° – 6,32 s.



Rys. 16. Lokalizacja wirów powstałych za sondą o podstawie kwadratu



Rys. 17. Lokalizacja wirów powstałych za opływającą sondą o kształcie cylindrycznym



Rys. 18. Lokalizacja wirów powstałych za opływającą sondą o podstawie kwadratu obróconego pod kątem 45°

Zauważono podczas analizy wyników, że kształt profili znacznie wpływają na czas oderwania wirów od krawędzi elementów badanych sond. Występuje bardzo wyraźna zbieżność pomiędzy czasem oderwania dla I przedziału przepływu, a II zakresu dla sondy o przekroju kwadratu obróconego pod kątem 45°.

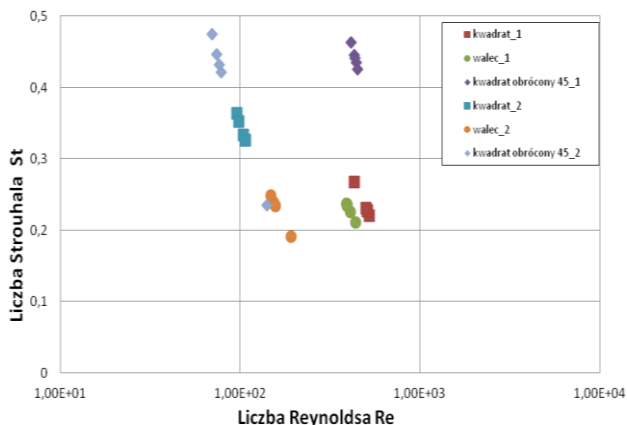
Biorąc pod uwagę wartości częstotliwości powstawania wirów oraz prędkości przepływu płynu i wymiaru charakterystycznego dla przeszkody wyznaczono liczby Strouhala (wzór 1). Na podstawie właściwości parametrów fizycznych i prędkości przepływu wyznaczono również charakterystykę przepływu płynu opływających badane sondy w analizowanym obszarze dla dwóch zakresach przepływu:

$$Re = \frac{w \cdot d}{\nu} \quad (2)$$

gdzie: d – wymiar charakterystyczny dla przeszkody [m], w – prędkość przepływającego płynu [m/s], Re – liczba Reynoldsa, ν – współczynnik kinematyczny lepkości płynu [m²/s].

Na podstawie uzyskanych wartości liczb S_T i Re sporządzono charakterystyki zależności dla dwóch różnych badanych profili sond. Na rysunku 19 przedstawiono rozkład uzyskanych wyników eksperymentalnych w zależności $S_T = f(Re)$. Można stwierdzić, że wyniki przeprowadzonych dla 2 różnych zakresów strumieni znacznie się różnią od siebie. Dla pierwszego zakresu ruchu cieczy w tunelu czyli większy strumień miał opływ walca i graniastosłupa czworokątnego. Mają również zbliżony charakter przepływu, oraz częstotliwość generacji wirów za profilem. W przypadku częstotliwości odrywania wirów za profilami jest większy dla opływu o podstawie kwadratu.

Natomiast w drugim zakresie opływ badanych profili sond znacznie uległ zmianie. Opływ sondy o podstawie kwadratu, częstotliwość powstawania wirów i wartość liczby S_T znacznie odbiega do opływu walca. Najbardziej wyróżniającym od pozostałych jest opływ profilu o podstawie kwadratu obróconego pod kątem 45°. Co jest spowodowane tym że wymiar charakterystyczny jest większy od pozostałych profili.

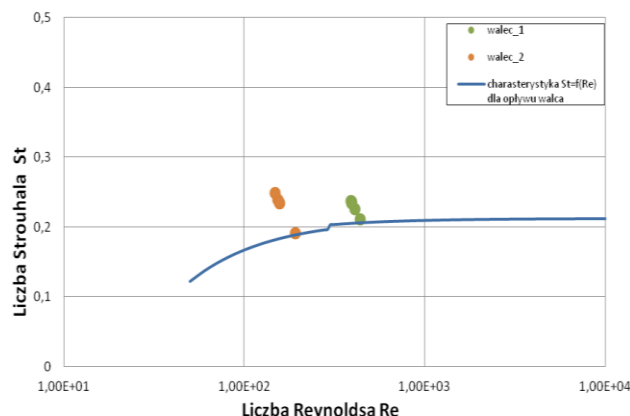


Rys. 19. Wyniki eksperymentalne charakterystyki przepływu płynu zbadanych profili sond

Na rysunku 20 przedstawiono rozkład uzyskanych eksperymentalnych wyników liczby kryterialnej S_T o funkcji Re dla opływu walca. Do charakterystyki dołączono zależność liczby S_T do Re opisaną w literaturze [5] oraz porównano z wynikami doświadczalnymi. Analizując omawiany wykres można stwierdzić, iż uzyskane wartości doświadczalne przy technice anemometrii obrazowej (PIV) są zbliżone do wartości literaturowych zależności $S_T = f(Re)$ dla opływu profilu o kształcie cylindrycznym.

Obliczone wartości liczby Strouhala zależą od prędkości przepływu płynu w zakresie 0,0071 do 0,043 m/s, liczba Strouhala zmienia się w przedziale 0,22 do 0,36 dla opływu profili

o podstawie kwadratu, liczba Strouhala dla cylindra zawiera się w przedziale 0,19 do 0,25, natomiast dla profili o podstawie obróconego kwadratu pod kątem 45° znajduje się w zakresie 0,23 do 0,47.



Rys. 20. Wyniki eksperymentalne opływu walca wraz z charakterystyką literaturową

3. Podsumowanie

Dzięki zastosowaniu metody anemometrii obrazowej uzyskano rozkłady prędkości w otoczeniu analizowanych sond. Przedstawiono rozkłady prędkości w analizowanych obszarach. Określono częstotliwość odrywania wirów i wyrażono ją w postaci liczby podobieństwa Strouhala. Opracowano zależności $S_T = f(Re)$ dla analizowanych profili. Charakterystyka zachowania płynu podczas opływu poszczególnych profili są bardzo zróżnicowane.

Mogą one stanowić silną przesłankę do wykorzystania metody PIV do dalszych badań doświadczalnych, nad innymi kształtami sond.

Literatura

- [1] Kulińczak A., Pankanin G.: Modelowanie ścieżki wirowej von Karmana przy użyciu pakietu ANSYS FLUENT. Przegląd Elektrotechniczny 90(8), 2014, 195–198.
- [2] Suchecki W., Alabrudziński S.: Metoda korekty wykresów pól prędkości w cyfrowej anemometrii obrazowej. Inż. Ap. Chem. 42(3), 2003, 13–20.
- [3] von Karman T.: Über den Mechanismus des Widerstandens, den ein bewegter Körper in einer Flüssigkeit erzeugt. Nachr. Ges. Wiss. Göttingen, Math. Phys. Klass., 1911, 509–517.
- [4] www.pivlab.blogspot.com [14.04.2016].
- [5] Yamasaki H., Rubin M.: The vortex flowmeter. Flow its Measurement and Control in Science and Industry. USA 1974, 975–985.
- [6] Zając D., Ulbrich R.: Nieinwazyjne metody badań przepływów dwufazowych gaz-ciecz. Wydawnictwo Politechniki Opolskiej, Opole 2005.
- [7] Zgolak P.: Koncepcja badań wizualizacji przepływu cieczy newtonowskich i nienewtonowskich. Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej 102, 2013, 191–194.
- [8] Zgolak P.: Wizualizacja przepływu cieczy w kanale metodą PIV. Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej 105, 2015, 233–236.

Mgr inż. Piotr Zgolak

e-mail: p.zgolak@doktorant.po.edu.pl

Doktorant Politechniki Opolskiej, Wydziału Mechanicznego, Katedry Techniki Ciepłej i Aparatury Przemysłowej zajmujący się badaniami w dziedzinie Mechaniki płynów oraz przetwarzanie obrazu.



otrzymano/received: 20.06.2016

przyjęto do druku/accepted: 22.11.2017

DOI: 10.5604/01.3001.0010.7507

MAXIMUM SUBARRAY PROBLEM OPTIMIZATION FOR SPECIFIC DATA

Tomasz Rojek

Cracow University of Technology, Faculty of Mechanical Engineering, Institute of Applied Informatics

Abstract. The maximum subarray problem (MSP) is to find maximum contiguous sum in an array. This paper describes a method of Kadane's algorithm (the state of the art) optimization for specific data (continuous sequences of zeros or negative real numbers). When the data are unfavourable, the modification of the algorithm causes a non significant performance loss (1% > decrease in performance). The modification does not improve time complexity but reduces the number of elementary operations. Various experimental data sets have been used to evaluate possible time efficiency improvement. For the most favourable data sets an increase in efficiency of 25% can be achieved.

Keywords: Algorithm design and analysis, maximum subarray problem, Kadane's algorithm, optimization

OPTIMALIZACJA PROBLEMU NAJWIĘKSZEJ PODTABLICZY DLA SPECYFICZNYCH DANYCH

Streszczenie. Problem największej podtabliczy to inaczej znalezienie podciągu, którego suma ma największą wartość. Artykuł opisuje optymalizację algorytmu Kadane dla specyficznych danych (z powtarzającymi się ciągami zer lub liczb negatywnych). W przypadku niekorzystnych danych wejściowych zaproponowana modyfikacja nieznacznie spowalnia działanie algorytmu (mniej niż 1% szybkości działania). Ulepszenie algorytmu nie zmienia rzędu asymptotycznego tempa wzrostu, lecz zmniejsza ilość elementarnych operacji. Eksperymenty wykazały, że dla sprzyjających danych możemy zmniejszyć efektywny czas działania algorytmu o 25%.

Słowa kluczowe: analiza i projektowanie algorytmów, problem maksymalnej podtabliczy, algorytm Kadane, optymalizacja

Introduction

The maximum subarray problem was described by U. Grenander at Brown University in 1977 during his study on the pattern recognition field. There are numerous algorithms which solve the problem in range from brute force method with time complexity $O(n^2)$ to Kadane's algorithm with time complexity $O(n)$. Maximum subarray problem solutions are used in data mining [10], pattern recognition [5, 9], biological sequence analysis [6, 1, 11], computer vision [2] etc.

The maximum subsequence problem for a one-dimensional array is to find a contiguous subarray which has the largest sum of elements. At least one element of the array should be a positive real number. If the array elements are all non-negative, the solution is the whole array. When all the numbers are negative then the maximum subarray is the empty array.

Example. We are given a zero-indexed array X, such that:

$$X = [5, 4, 1, 6, 3, 1, 5, 5, 6].$$

Maximum subarray sum is 10, the beginning of this subarray is on index 4, and the end is on index 8.

Kadane's algorithm [3] finds maximum contiguous subsequence in one-dimensional array. The input is an array X consisting of N real numbers. The output is the maximum sum found in any contiguous subarray of the input array. Its running time is linear ($O(n)$). The algorithm uses the dynamic programming approach. Kadane's algorithm scans the whole array from left ($X[0]$) to right ($X[N-1]$) and keeps track of the maximum sum subarray seen so far. Its pseudocode is given below.

ALGORITHM 1: Kadane's algorithm with complexity

```

Input: array - consisting of N real numbers
Output: maxSum - maximum contiguous sum
currentMax, maxSum = array[0]; // 2
for i ← 1 to n; // 1 + n + (n - 1)
do
  if currentMax < 0; // n - 1
  then
    currentMax := array[i]; // n-1
  else
    currentMax += array[i]; // n-1
  end
  if currentMax >= maxSum; // n - 1
  then
    currentSum := currentMax; // n - 1
  end
end
return maxSum;

```

On the right side of pseudocode are numbers (after //) represent the number of elementary operations which are done to execute certain line of code.

Below we describe in detail Kadane's algorithm analysis. The runtime complexity of Kadane's algorithm is $O(n)$. This description focuses on number of elementary operations not asymptotic notation. Elementary operation is defined as one of the arithmetic operations (addition, subtraction, multiplication, division), comparisons (between two real numbers), assignments [7]. Let $T(n)$ be the number of units of time taken for any input array size of n , required to solve the maximum subarray problem. For simplicity's sake, one can assume that all elementary operations take the same time. The analysis is given for the worst-case running time. Second line (for $i \leftarrow 1$ to n) takes $1 + n + (n - 1)$ due to: 1 for assignment operations ($i = 1$), n for checking condition ($i < n$) and $(n - 1)$ for incrementing i . According to the above pseudocode one has:

$$T(n) = 2 + 1 + n + (n - 1) + (n - 1) + \left(\frac{n-1}{2}\right) + \left(\frac{n-1}{2}\right) + (n - 1) + (n - 1)$$

$$T(n) = 6n - 2$$

1. Materials and methods

In this section we describe improvement of Kadane's algorithm and explain for what kind of data it can be effectively used. Then we present test results for random generated data. Finally we demonstrate how much faster can be modified algorithm during searching specific regions on images.

1.1. Algorithm optimizing

Idea of optimizing Kadane's algorithm for specific data is based on the observation that the searched interval (containing solution) always starts and ends with a positive real number. All numbers before(after) first(last) positive should be negative or equal to zero.

For example, for a given zero-indexed array B consisting of $N=11$ real numbers:

$$B = [2, -3, 0, 1, 5, 2, -1, 7, -8, 1, 0].$$

It can be noticed that the array containing the solution is between 4 (index) and 9 because all real numbers with an index less than 4 and greater than 8 are negative or equal to 0.

We can exclude part of the array which we know that there is no solution. In order to eliminate further calculations, we can search for the first positive real number from left/right side.

To find the interval with the solution, the algorithm scans the whole array from the left until it finds real number x , where $x > 0$ and returns its index. This operation works analogously for the other side of the input array. The returned indices determine the range in which the array will be analyzed by the classic Kadane's algorithm. The pseudocode of improved version of the algorithm is shown below.

ALGORITHM 2: Improved Kadane's algorithm with complexity

Input: array - consisting of N real numbers
Output: maxSum - maximum contiguous sum
currentMax, maxSum = array[0]; begin = 0, end = n; // 2 + 2
for $i \leftarrow 1$ **to** n ; // $\frac{1+n+(n-1)}{2}$
do
 if $array[i] > 0$; // $\frac{n-1}{2}$
 then
 | $begin = i$; // 1
 end
end
for $i \leftarrow n$ **to** 0; // $\frac{1+n+(n-1)}{2}$
do
 if $array[i] > 0$; // $\frac{n-1}{2}$
 then
 | $end = i$; // 1
 end
end
for $i \leftarrow begin$ **to** end **do**
 if $currentMax < 0$ **then**
 | $currentMax := array[i]$
 else
 | $currentMax += array[i]$
 end
 if $currentMax \geq maxSum$ **then**
 | $currentSum := currentMax$
 end
end
return $maxSum$;

In order to explain how improvement version works, we should analyze number of elementary operations. Every negative number in series from left/right side decrease number of elementary operations which should be performed by 1. Using the improved version of Kadane's algorithm one can assume that additional code (searching interval which contains solution) takes:

$$T(n) = 2 + 2 * \left(\frac{1+n+(n-1)}{2} + \frac{n-1}{2} + 1 \right) = 3n + 3$$

Productivity growth relative to the classical algorithm. From line (2) one can conclude that a loop-cycle costs 4 elementary operations, line (3) shows that a reduction in the range of one real number takes 3 elementary operations. Constants are not taken into account because they are negligible for a large n . From this one can conclude that finding a real number, which is not in the solution interval, allows to reduce the number of operations (by 25%) required to solve the MPS problem.

In the worst case (the first and the last real number in the array are positive) the improved version of Kadane's algorithms will perform 10 more elementary operations (for checking the first and last real number and for two assignments) than the classical algorithm. In the most favourable situation (all real numbers in the array are negative) the improved version of Kadane's algorithm will perform 4/3 elementary operations of the classical algorithm.

Correctness of the results over the classical algorithm. The improvement of the classical algorithm does not change the result which can be achieved by running it. Even in the case of ambiguous solutions, for example in a zero indexed array, such that:

$$C = [-1, 2, 1, -3, 1, 2, -1]$$

where there is one result in the situation of the maximum sum which is 3 and there are 3 possible results in the context of intervals ([1, 2], [1, 5], [4, 5]). The result interval is [1, 5] in both versions of the algorithms.

1.2. Performance tests

Tests were performed on isolated virtual machine. The hardware used for testing was: Intel(R) Core(TM) i5-3320M, 8GB RAM with Debian 64-bit system. There were two environments used to further confirm the results: compiled and interpreted. The following platforms, on which performance was tested, had identical code in terms of semantics:

- C++ (compiler g++ version 4.8.2),
- Ruby (interpreter version 2.1.1p76).

Data for tests were created using standard Ruby "Random" class. Generated integers were saved to text file. One file consists of one data set as follow:

- positive integers: range from 0 to 10,
- negative integers: from -10 to 0,
- mixed integers: from -10 to 10.

The number of integers in sets for C++ and Ruby are different due to how fast the programs written in certain programming languages are. They are as follows:

- C++:
 - 50 000 000 mixed,
 - 12 500 000 negative and 37 500 000 positive,
 - 25 000 000 negative and 25 000 000 positive,
 - 37 500 000 negative and 12 500 000 positive;
- Ruby:
 - 1 000 000 000 mixed,
 - 250 000 000 negative and 750 000 000 positive,
 - 500 000 000 negative and 500 000 000 positive,
 - 750 000 000 negative and 250 000 000 positive.

It is important to notice that in case of negative data we mean negative in series at the begin or/and end of series. For example set of 4 negative and 8 positive can be [-4, -1, -5, -3, 3, 2, 1, 1, 4, 9, 3, 9] or [-2, -9, 3, 1, 6, 7, 4, 3, 2, 9, -1, -3] and can't be [-1, -3, 3, 9, 1, -9, 1, 1, 2, 3, 6, -1].

In this section test results for C++ implementation are presented. Running times of two versions of the algorithm on the same data sets are shown on the graph below (Fig. 1):

- mixed data – decrease in performance by 0,37% ,
- 25% of negative and 75% of positive integers – increase in performance by 8.29%,
- 50% of negative and 50% of positive integers – increase in performance by 23.37%,
- 75% of negative and 25% of positive integers – increase in performance by 28.06%.

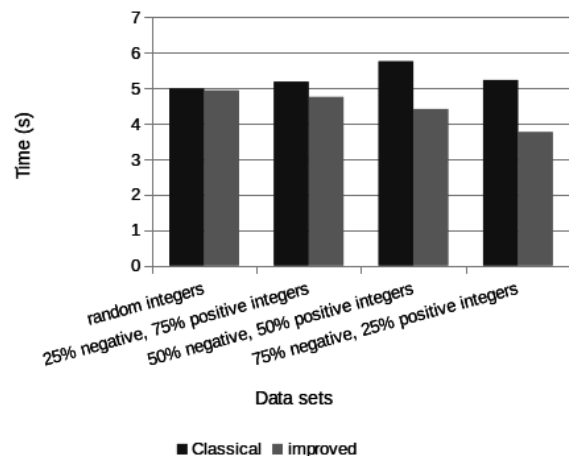


Fig. 1. Classical and improved algorithm run time (C++ implementation) for different data set

Ruby test results were performed in the same manner. They are presented on Fig 2:

- mixed data – decrease in performance by 0,53%,
- 25% of negative and 75% of positive integers – increase in performance by 6.97%,
- 50% of negative and 50% of positive integers – increase in performance by 11.98%,
- 75% of negative and 25% of positive integers – increase in performance by 20.6%.

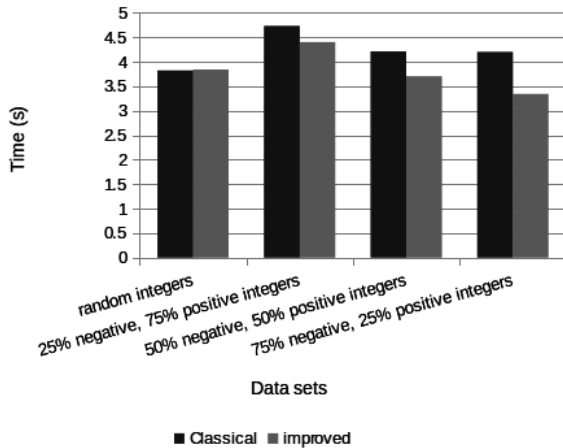


Fig. 2. Classical and improved algorithm run time (Ruby implementation) for different data set

In relation to the results of the performance tests above, the increase can be estimated as shown on Fig. 3. It also converges with the algorithm analysis.

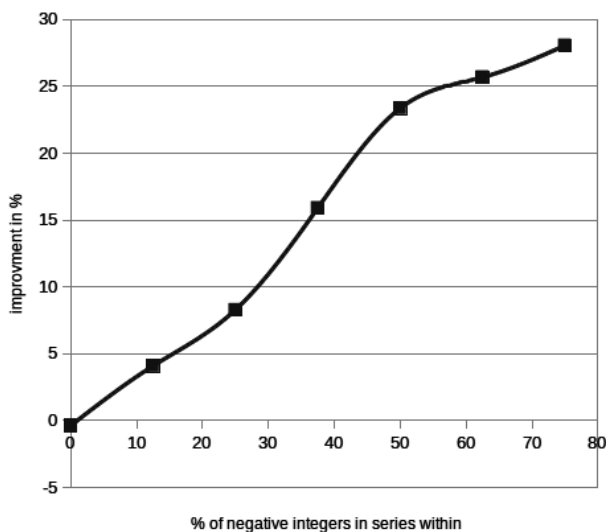


Fig. 3. Estimated improvement

2. Result

In previous section we showed that modified version of Kadane's algorithm increase its performance. Data for test were generated to analyze theoretical improvement. In this section we present that there are some applications of proposed improvement. Among others Kadane's algorithm in two dimensional version is used to find brightest region or region with specific features (dominant color – red, green or blue maximum likelihood estimator of a certain kind of pattern in digital image) is time consume problem. Example of that kind of task is finding brightest (stars) regions on the sky or warmest/coolest place on thermo-graphic image.

To find brightest region on an image, it should be represented as a two dimensional array, where each pixel is luminance values. As a luminance one can assume that this is (for 24-bit images) according to formula [4]:

$$Y = 0.2126R + 0.7152G + 0.0722B$$

Then we should find the area (rectangle) where sum of all pixels is the highest. We can reduce this problem to the maximum subarray problem (MSP) for two dimensional space. For examples if we are given a two-dimensional array $a[0..m][0..n]$, where upper-left corner has coordinates (0,0). The maximum subarray in the following examples is the part of the array with coordinates $a[0..1][1..2]$, which sum is 15.

$$A_{m,n} = \begin{bmatrix} -3 & 2 & -1 & -4 \\ -8 & 7 & 4 & -1 \\ 0 & -1 & 1 & 5 \\ 0 & -2 & -12 & 7 \end{bmatrix}$$

The area with maximum sum is row (0,1) and column (1,2).

The best known algorithms which solves MSP is Kadane's algorithm do it in $O(n^2)$ time. In digital images values of pixels are all non negative. The solution of 2D MPS will be the whole array. Before computing the maximum subarray, we should normalize each pixel value by subtracting an anchor value. Selection of certain anchor value determinate sensitiveness (size) of region which we want to find.

The whole operation is time consuming, for example for an image 3MP (2,048 pixels \times 1536 pixels), which is exactly 3145728 pixels, one can assume that is input data n for our algorithm, time of running is $O(nm^2)$ (qubic time when $m = n$), the number of operations which algorithm have to do in approximation is $9.89560465 \cdot 10^{12}$.

Today personal computer, which has a two-core processor 2 GHz possesses a theoretical power of about 16GFLOPS, which stems from the formula:

$$FLOPS = cores \cdot clock \cdot \frac{FLOPs}{cycle},$$

Where $\frac{FLOPs}{cycle}$ in equal to 4 in most present

microprocessors. If we have such power at our disposal we may

solve the above problem in $\frac{9.89560465 \cdot 10^{12}}{16 \cdot 10^9} \approx 619 s$ what is

more than 10 minutes. This calculations are approximate, we assume one operation per pixel which is not precise. They do not count real number of operations, but show the scale size of the problem.

2.1. Performance tests for 2D application

We take 3 images from different categories for tests:

- astronomy,
- thermography,
- computed tomography.

All images were 24-bit. In order to find specific (brightest) region on an image, we convert it into gray scale (8 bit) and subtract anchor (about 128) value from each pixel's value. We get two dimensional array with pixels in range $(-x$ to $256 - x)$, where x is chosen anchor value) as a result of this operation. We can adjust sensitive of searched region by changing parameters: anchor value and luminance formula.

Both versions of Kadane's algorithm were implemented in C++ Below we present taken images with selected area which was found and percent of improvement over classical algorithm.

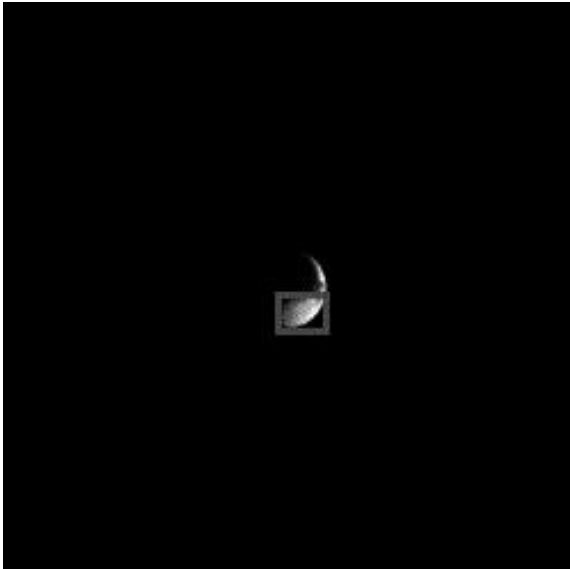


Fig. 4. Astronomy image: 21% faster than classical

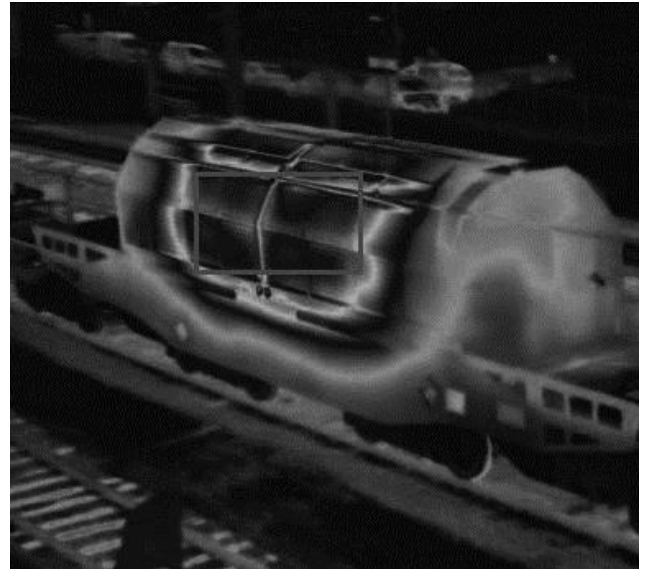


Fig. 5. Thermographic image: 18% faster than classical algorithms

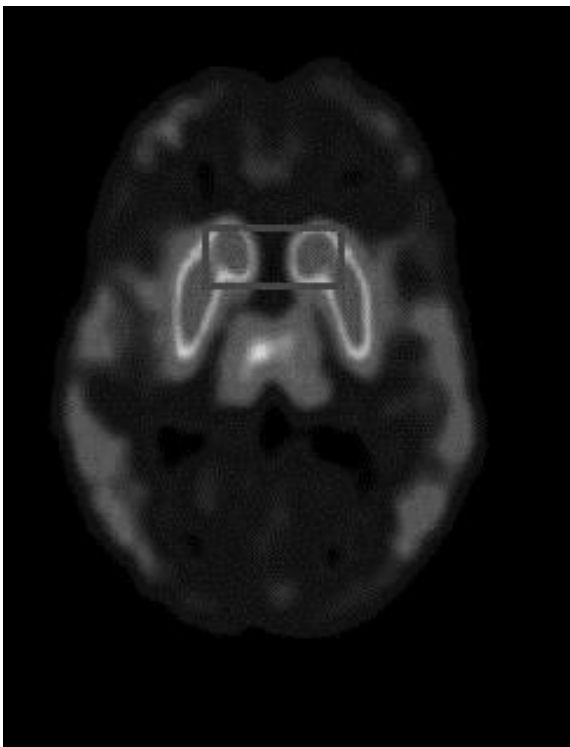


Fig. 6. PET image: 5.52% faster than classical algorithms

3. Conclusion

Kadane's algorithm is the state of the art algorithm for solving the maximum subarray problem. One can conclude that the presented improvement can limit the number of elementary operations. The algorithm analysis showed that finding one element of a sequence which does not contain a solution costs 3 units of time and the analysis of the faulty component costs 4 units. The tests prove that with the falling number of elementary operations the performance of the algorithm increases. For the most unfavourable data, the performance is slightly worse in comparison to Kadane's algorithm. In all other situations presented algorithm's runtime is lower. Regardless of the implementation platform (C++, Ruby), a proportional gain in the

runtime is achieved. Analogously improvement version of Kadane's algorithm for 2 dimensional space show that finding the brightest regions can be faster up to 22% than classical Kadane's algorithm. There are applied applications like analysis of DNA sequence or protein sequence, where a significant increase in efficiency is possible. This improvement could be the state of the art for Kadane's algorithm.

Bibliography

- [1] Lloyd A.: Longest biased interval and longest non-negative sum interval. *Bioinformatics* 19, 2003, 1294–1295.
- [2] Bae Sung Eun: Sequential and Parallel Algorithms for the Generalized Maximum Subarray Problem. Ph.D. Thesis, University of Canterbury, 2007.
- [3] Bentley J.: Programming pearls: algorithm design techniques. *Communications of the ACM*, 27(9), 1984, 865–873.
- [4] BT Series Broadcasting. Parameter values for the HDTV standards for production and international programme exchange BT Series Broadcasting service – volume 5, 2002.
- [5] Grenander U.: Pattern analysis. Springer, 1978.
- [6] Huang X.: An algorithm for identifying regions of a DNA sequence that satisfy a content requirement. *Computer applications in the biosciences: CABIOS* 10, 1994, 219–225.
- [7] Larson R. C., Odoni A. R.: Urban operations research. Prentice-Hall, New Jersey 1981.
- [8] Lin Yaw Ling, Jiang Tao, Chao Kun Mao: Efficient algorithms for locating the length-constrained heaviest segments with applications to biomolecular sequence analysis. *Journal of Computer and System Sciences* 65, 2003, 570–586.
- [9] Perumalla K., Deo N.: Parallel algorithms for maximum subsequence and maximum subarray. *Parallel Processing Letters* 5(03), 1995, 367–373.
- [10] Tokyo IBM: Data Association Mining Rules: Using Algorithms, Optimized and Scheme, Visualization, 1996.
- [11] Wang L., Xu Ying: SEGID: Identifying interesting segments in (multiple) sequence alignments. *Bioinformatics* 19, 297–298, 2003.

M.Sc. Tomasz Rojek
e-mail: trojek@pk.edu.pl

Scientific and didactic assistant at the Institute of Applied Informatics, Faculty of Mechanical Engineering, Cracow University of Technology. Research interests are focused on theoretical computer science, algorithms, computational complexity and image analysis.



otrzymano/received: 15.06.2016

przyjęto do druku/accepted: 22.11.2017

DOI: 10.5604/01.3001.0010.7268

ANALIZA STRAT MOCY W WOLNOOBROTOWYM SILNIKU PNEUMATYCZNYM

Adam Ilnicki, Mariusz Rząsa

Politechnika Opolska, Wydział Mechaniczny, Katedra Techniki Ciepłej i Aparatury Przemysłowej

Streszczenie. Celem pracy jest opisanie nowego polskiego wynalazku silnika pneumatycznego według patentu PL 214371. W pracy przedstawiono budowę oraz zasadę działania, opisano stanowisko badawcze, wstępne wyniki pomiarów oraz wyznaczono podstawowe kierunki dalszych prac badawczych.

Słowa kluczowe: silnik pneumatyczny, stanowisko badawcze, obrotowy tłok, obrotowe uszczelniacze

ANALYSIS OF POWER LOSS IN THE LOW-SPEED PNEUMATIC ENGINE

Abstract. The aim of this thesis is to describe a new, Polish pneumatic engine invention according to patent no. PL 214371. The construction, principals of functionality, the inspection facility, were described in the thesis. Initial measurement results and main directions of further research were also provided.

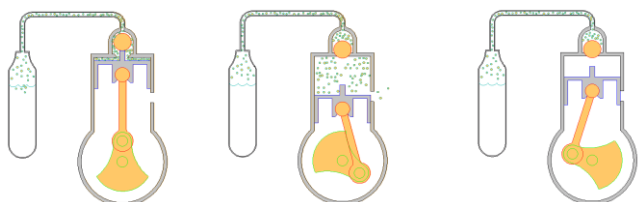
Keywords: pneumatic engine, test stand, rotary piston, rotary sealants

Wstęp

Silniki pneumatyczne cechuje duża odporność na przeciążenia, niewielka uciążliwość dla środowiska oraz wysoki stopień bezpieczeństwa pod względem wybuchowości. W związku z tym mogą one znaleźć zastosowanie w przemyśle wydobywczym, spożywczym i energetycznym. W energetyce możliwe jest zastosowanie silnika pneumatycznego pracującego jednocześnie jako sprężarka, co umożliwi wykorzystanie tego systemu do akumulacji nadwyżek produkcji energii elektrycznej. Rozwiązanie to mogłoby zastąpić elektrownie szczytowo-pompowe. Aby było to możliwe wymagane jest posiadanie technologii wolnoobrotowego silnika o dużej mocy i dużej sprawności. Artykuł poświęcony jest badaniu przyczyn strat mocy silnika pneumatycznego o konstrukcji opisanej w patencie nr PL 214371.

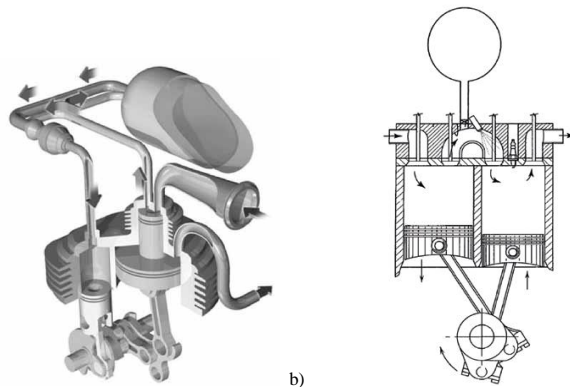
Podstawową zaletą silników pneumatycznych jest ich niewielka masa w stosunku do mocy oraz możliwość pracy przy bardzo wysokich obrotach. W literaturze znanych jest wiele rozwiązań konstrukcyjnych pneumatycznych silników wysokoobrotowych, ale z kolei stosunkowo niewiele jest rozwiązań silników wolnoobrotowych. Wadą silników pneumatycznych jest stosunkowo niewielka sprawność. Duża strata mocy jest spowodowana rozprężaniem sprężonego powietrza, co powoduje jego oziębienie. W artykule przedstawiono nowatorskie rozwiązanie wolnoobrotowego silnika pneumatycznego z obrotowymi uszczelniaczami. Opisano wyniki wstępnych badań umożliwiających wyznaczenie obszarów, w których można dokonać zmian konstrukcyjnych w celu poprawy jego sprawności.

Historia rozwiązań konstrukcyjnych silników pneumatycznych sięga XVII wieku. W 1687 roku powstała pierwsza na świecie kolej pneumatyczna. Najbardziej dynamiczny rozwój silników pneumatycznych rozpoczął się od wynalazku polskiego inżyniera Ludwika Mękałskiego. W roku 1870 skonstruował on pneumatyczny silnik tłokowy, który znalazł zastosowanie do zasilania lokomotyw w kopalniach oraz do napędu tramwajów jeżdżących w francuskich miastach takich jak Vichy, Nantes czy Saint-Quentin [1]. Jego zasada działania polegała na zastosowaniu zaworu zwrotnego, którego otwarcie było uruchamiane tłokiem roboczym.



Rys. 1. Cykle pracy silnika pneumatycznego konstrukcji Ludwika Mękałskiego

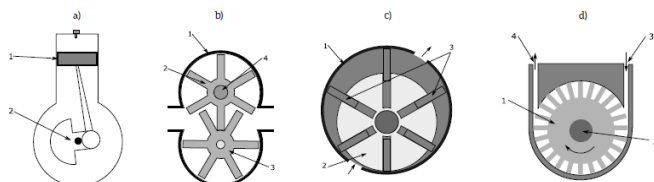
Znaczącym odkryciem w historii silników pneumatycznych było również opracowanie przez Roberta Hardiego w roku 1892 systemu dynamicznego pompowania zbiorników przy operacji hamowania pojazdu [6]. Wynalazek ten uwzględniał użycie silnika jako sprężarki podczas hamowania, dzięki czemu część zdekompresowanego powietrza była odzyskiwana i ponownie sprężana. Jednym z ostatnich przedwojennych osiągnięć w tej dziedzinie był projekt Johanna Wardeniera, który według doniesień miał być pierwszym silnikiem nie wymagającym zasilania paliwem płynnym [6]. W 1991 r. Guy Nègre wynalazł silnik z podwójnym zasilaniem. Mógł on działać zarówno na sprężone powietrze, jak i na zwykłe paliwo (rys. 2). Zbudowany przez Nègre'a silnik ma dwa cylindry, różniące się średnicą tłoka i odmienną konstrukcją korbowodu. Duży tłok podzielony na dwie części pracuje jako silnik pneumatyczny. Natomiast tłok w małym cylindrze pracuje w sposób tradycyjny, zapewniając napęd w okresie beczynności większego tłoka.



Rys. 2. Silnik spalinowy ze wspomaganie pneumatycznym: a) konstrukcja Guy Nègre [4]; b) z wtryskiem paliwa [1]

Obecnie silniki pneumatyczne są używane do rozruchu silników spalinowych w samochodach wyścigowych. Małe silniki pneumatyczne są powszechnie używane do napędu narzędzi ręcznych, takich jak wiertarki, młoty udarowe, szlifierki, klucze itp.

Typowe rozwiązania konstrukcyjne silników pneumatycznych przedstawiono na rysunku 3. W silnikach tłokowych organem roboczym jest tłok 1 (rys. 3a). Zasada działania jest oparta na rozwiązaniu zaproponowanym przez Mękałskiego. Ruch posuwisto-zwrotny tłoka jest zamieniany na ruch obrotowy przez zastosowanie wału korbowego 2. Równomierną pracę uzyskuje się przez współpracę kilku tłoków z wałem. Silniki tłokowe są stosowane w zakresie mocy od 1,5 do 20 kW, a uzyskiwane obroty wynoszą do 5000 obr/min, przy ciśnieniu zasilania do 6 barów.



Rys. 3. Typowe rozwiązania silników pneumatycznych: a) tłokowy, b) zębatkowy, c) łopatkowy, d) turbinowy

Rysunek 3b przedstawia silnik zębatkowy. W korpusie 1 znajdują się dwa koła zębate 2 i 3, z których koło 2 jest sprzęgnięte z napędzanym wałkiem 4, a koło 3 jest kołem współpracującym. Kierunek obrotów wałka 4 zależy od kierunku doprowadzenia sprężonego powietrza. W silnikach zębatych moment obrotowy powstaje w wyniku siły działającej na powierzchnię zębów dwóch współpracujących ze sobą kół zębatych. Wartość siły jaka działa na koła zębate zależy od ciśnienia gazu dolotowego, a jego obroty od strumienia gazu. Silniki te znajdują zastosowanie w napędach o dużych mocach, powyżej 40 kW.

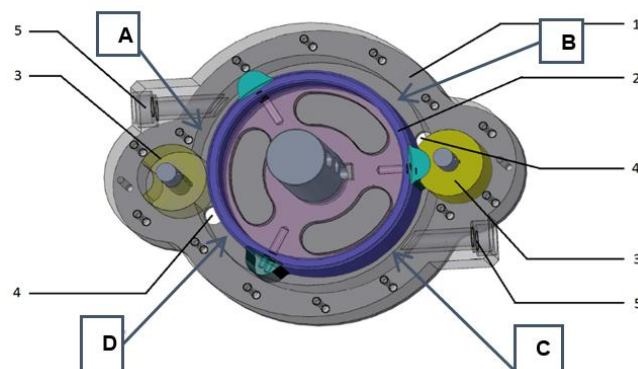
Typowy silnik łopatkowy (rys. 3c) zbudowany jest z cylindra 1 oraz wirnika 2 z łopatkami 3 umieszczonymi w szczelinach wzdłużnych. Czola wirnika uszczelnione są za pomocą pokryw 4 i 5 w których ułożyskowany jest wirnik. Wirnik 2 zamontowany jest mimośrodowo w stosunku do osi cylindra 1, co powoduje, że pomiędzy ścianką wewnętrzną cylindra, łopatkami oraz wirnikiem powstają komory robocze o zmieniającej się objętości. Sprężone powietrze wprowadzane jest pomiędzy dwie sąsiadujące łopatki. Wskutek różnicy ciśnień przed i za łopatką wirnik zostaje wprowadzony w ruch obrotowy. Powietrze, które znajduje się pomiędzy łopatkami ulega rozprężaniu na skutek zwiększania się objętości przestrzeni między łopatkami. Mimośrodowość i średnicę wirnika dobiera się w taki sposób aby siła działająca na łopatki była stała w całym cyklu pracy silnika. Jest to możliwe, gdyż wraz z obniżaniem się ciśnienia wzrasta powierzchnia łopatek. Podczas pracy łopatki dociskane są do powierzchni wewnętrznej cylindra siłą odśrodkową, zapewniając w ten sposób efektywne uszczelnienie. Silniki tego typu pracują przy obrotach od kilku tysięcy do kilkudziesięciu tysięcy obrotów na minutę. Liczba łopatek w silniku, zawiera się od 3 do 10. Mniejsza liczba łopatek zwiększa sprawność silnika, ale utrudnia jego rozruch.

W silnikach turbinowych (rys. 3d) w korpusie umieszczone jest koło łopatkowe 1 napędzające wałek 2. Zasilanie silnika odbywa się przez otwór wlotowy 3 a rozprężenie gazu występuje na wylocie 4. Ruch obrotowy wałka 2 wymusza strumień gazu przepływającego przez silnik. Silniki tego typu są stosowane przy małych obciążeniach, mogą natomiast osiągać bardzo duże obroty (rzędu 500 tys. obr/min), na przykład w napędach wiertarek dentystycznych.

1. Zasada działania

W pracach [2, 3] zaproponowano rozwiązanie oparte na zasadzie wirującego tłoka podobnie jak to ma miejsce w silnikach przepływowych, jednak sposób uszczelnienia wirnika z powierzchnią cylindra stanowi nowatorskie rozwiązanie. Uszczelnianie jest oparte na rozwiązaniu podobnym do uszczelnienia stosowanego w silnikach łopatkowych, jednak do doszczelnienia układu nie wykorzystuje się siły odśrodkowej.

Na rysunku 4 przedstawiono zasadę działania silnika pneumatycznego. Prezentowany silnik zbudowany jest z obudowy 1, w której wykonano otwory dolotowe sprężonego powietrza 5 i otwory wylotowe 4. Elementem roboczym jest tłok w kształcie cylindra 2 z trzema wypustami równomiernie umieszczonymi na jego obwodzie. Dodatkowo w obudowie umieszczone są dwa obrotowe uszczelniacze 3, o kształcie dopasowanym do wypustów tłoka. Uszczelniacze te są ułożyskowane w pokrywach obudowy, a ich obroty są zsynchronizowane z obrotami tłoka poprzez zewnętrzne koła zębate tak, że prędkość obrotowa tłoka do prędkości obrotowej uszczelniaczy wynosi 1/3.



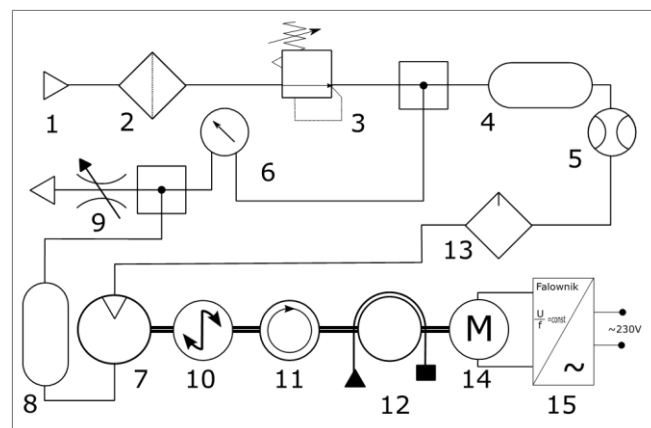
Rys. 4. Budowa silnika

W konstrukcji silnika można wyodrębnić cztery komory, których objętość ulega zmianie (rys. 4). Dostarczając do komory A sprężone powietrze, powstaje siła powodująca obrót tłoka. W komorze B następuje dekompresja poprzez otwór wylotowy 3. Analogiczne zjawiska mają miejsca w komorach C i D. Praca, jaka jest wykonywana przez układ odbywa się jednocześnie w dwóch komorach A i C.

Przedmiotowy silnik jest opracowaniem nowatorskim, co potwierdza patent nr PL214371 z roku 2013. Zakłada się, że projektowany silnik będzie mógł pracować z maksymalną prędkością obrotową do 1000obr/min. W grupie silników pneumatycznych umiejscawia go jako maszynę wolnoobrotową.

2. Stanowisko badawcze

W celu określenia parametrów eksploatacyjnych silnika pneumatycznego zbudowano stanowisko laboratoryjne (rys. 5).



Rys. 5. Stanowisko badawcze

Założono, że maksymalne ciśnienie robocze nie przekroczy 6 barów. Stanowisko jest zasilane z sieci pneumatycznej 1 o ciśnieniu 6 barów. Powietrze z sieci jest dostarczane do reduktora ciśnienia 3 poprzez filtr 7 filtra cząstek stałych 2. Ciśnienie robocze na badanym silniku pneumatycznym jest nastawiane za pomocą reduktora ciśnienia 3, gwarantującego stałe ciśnienie zasilania. W celu uniknięcia wpływu pulsacji ciśnienia zasilania na wyniki pomiaru spadku ciśnienia na silniku zastosowano zbiornik wyrównawczy 4 o pojemności 7 dm³. Powietrze ze zbiornika wyrównawczego podawane jest na prototypowy silnik pneumatyczny 7 poprzez smarownicę 13 zapewniającą odpowiednie warunki smarowania. Strumień powietrza mierzony jest przepływomierzem 5. Wylot powietrza kierowany jest do zbiornika wyrównawczego o pojemności 2 dm³ z zaworem dławiącym 9 umożliwiającym regulowanie strumienia powietrza przepływającego przez silnik. Za zbiornikiem wyrównawczym znajduje się kanał mierniczy połączony z czujnikiem różnicy ciśnień Thermokon DPL6/V 6. Obciążenie na wale silnika jest regulowane za pomocą hamulca taśmowego 12, zamontowanego na wspólnym wale z silnikiem. Moment

obrotowy mierzono momentomierzem 10 Megatron DFM2X. Prędkość obrotowa jest mierzona enkoderem 11 Wobit MOK40-200/1224/BZ/K. Przy całkowicie rozszczelnionym układzie pneumatycznym możliwy jest pomiar momentu obrotowego na wale, który odpowiada za opory ruchu silnika pneumatycznego. W celu pomiaru oporów ruchu dla różnych prędkości obrotowych obroty silnika elektrycznego 14 będą regulowane za pomocą falownika 15.

Stanowisko umożliwia wyznaczenie mocy pobieranej przez silnik. Moc wejściową określono na podstawie pomiaru przepływu gazu i spadku ciśnienia na silniku.

$$P_{we} = Q \cdot \Delta p \quad (1)$$

gdzie:

Δp – spadek ciśnienia na silniku [Pa],

Q – strumień powietrza [m^3/s].

Moc na wale wyznaczono na podstawie znajomości prędkości obrotowej i momentu obciążenia.

$$P_M = \frac{2\pi}{60} n \cdot M \quad (2)$$

gdzie:

M – moment obrotowy [Nm],

n – liczba obrotów [obr/min].

Na tej podstawie wylicza się sprawność silnika ze wzoru:

$$\eta = \frac{P_M}{P_{we}} 100\% \quad (3)$$

Na moc wejściową składa się moc na wale silnika oraz moc strat. Główną przyczyną straty mocy są opory ruchu, straty związane z nieszczelnościami oraz straty związane z przemianami gazowymi. W celu wyznaczenia wybranych strat postępowano w sposób opisany w dalszej części artykułu.

Dane pomiarowe są rejestrowane na komputerze wyposażonym w kartę pomiarową LabJack U12 oraz oprogramowanie LabVIEW 2015. Do prawidłowego obliczenia mocy wejściowej niezbędna jest znajomość strumienia gazu dla ciśnienia roboczego. Ze względu na to, że przepływomierze są kalibrowane na normalne litry na godzinę. Wymagane jest, przeskalowanie wyników na podstawie wzoru:

$$Q_N = Q_m \sqrt{\frac{\rho_n}{\rho}} = Q_m \sqrt{\frac{p_n}{p}} \quad (4)$$

gdzie:

Q_m – strumień mierzony [m^3/h],

ρ_n – gęstość gazu dla warunków normalnych ($p = 1 \text{ bar}$ i $T = 20^\circ\text{C}$) [kg/m^3],

ρ – gęstość gazu [kg/m^3],

p_n – ciśnienie normalne ($p_n = 1 \text{ bar}$),

p – ciśnienie robocze [bar].

Moc wejściową obliczono jako iloczyn skorygowanej wartości strumienia powietrza i spadku ciśnienia na silniku. Uwzględniając prawo zachowania strumienia masy:

$$Q_N \rho_n = Q \rho \quad (5)$$

Stąd otrzymuje się wzór na moc wejściową:

$$P_{we} = \frac{\rho_n}{\rho} Q_N \Delta p = \left(\frac{p_n}{p}\right)^{\frac{3}{2}} Q_m \Delta p \quad (6)$$

3. Wyniki badań

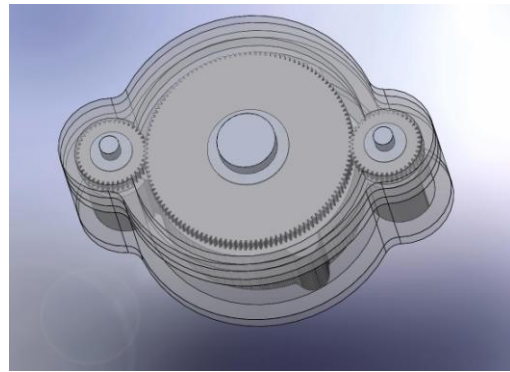
W celu sprawdzenia poprawności założeń konstrukcyjnych zbudowano silnik o wymiarach zewnętrznych $250 \times 186 \times 70 \text{ mm}$ (rys. 6).

Wszystkie elementy silnika wykonano ze stali stopowej EN AW-7075. Wewnętrzna średnica cylindra wynosi 146 mm. Tłok obrotowy posiada średnicę bez wypustów 126 mm, a jego szerokość wynosi 50 mm. Synchronizację obrotów tłoka z uszczelniaczami zapewnia przekładnia zębata składająca się z trzech kół zębatach.

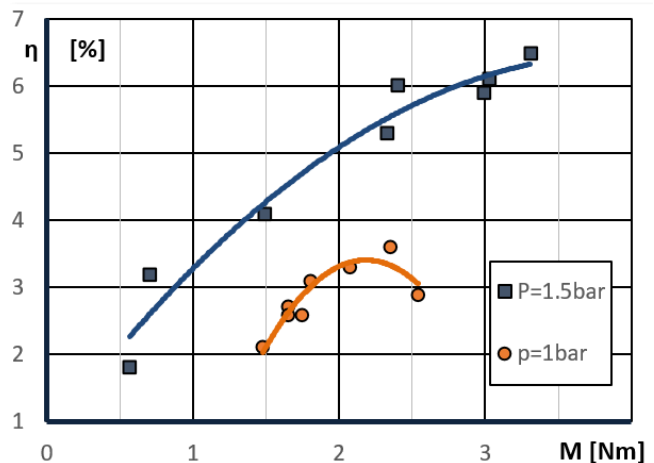
Przeprowadzono badania prototypowego silnika pneumatycznego. Badania miały na celu obserwację pracy silnika i określenie najistotniejszych elementów konstrukcyjnych mających wpływ na sprawność silnika. Wyniki pomiaru sprawności przedstawiono na rysunku 7. Jak wynika z przeprowadzonych badań sprawność silnika rośnie wraz ze zwiększaniem obciążenia. Zjawisko to można wytłumaczyć tym, że na całkowitą moc pobieraną przez silnik składa się moc na wale oraz moc strat. Ponieważ straty w głównej mierze zależą od oporów ruchu i nieszczelności silnika, a ich wartość jest względnie stała i zależą głównie od ciśnienia roboczego.

$$\eta = \frac{P_M}{P_M + P_s} 100\% = \frac{1}{1 + \frac{P_s}{P_M}} 100\% \quad (7)$$

Stąd (7), gdy nie ma obciążenia na wale silnika moment jest równy zero i tym samym moc na wale równa się zero, czyli sprawność zmierza do zera. W takim przypadku cała moc pobierana przez układ jest równa mocy strat.



Rys. 6. Prototyp silnika



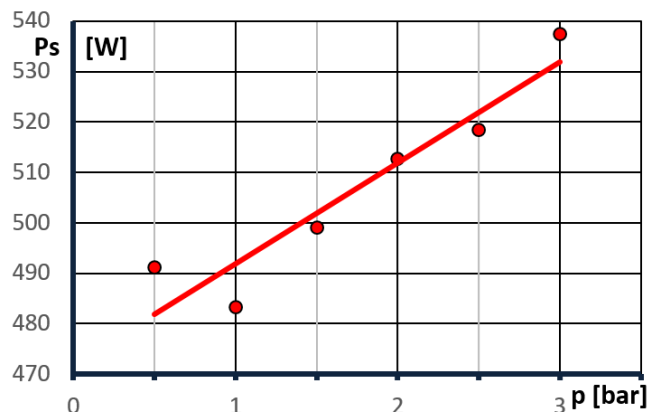
Rys. 7. Charakterystyka sprawności w zależności od momentu na wale silnika

Przeprowadzono eksperyment polegający na określeniu sumarycznej straty mocy wynikającej z nieszczelności silnika. W tym celu wylot powietrza z silnika wyprowadzono do atmosfery, tym samym uzyskano na wylocie z silnika ciśnienie atmosferyczne. Aby wyeliminować wpływ oporów ruchu silnika wał silnika został zablokowany aby nie był w stanie się obracać. Dla tak przygotowanego układu zmieniano wartość ciśnienia roboczego przy jednoczesnym pomiarze strumienia powietrza. Moc obliczono na podstawie wzoru (1).

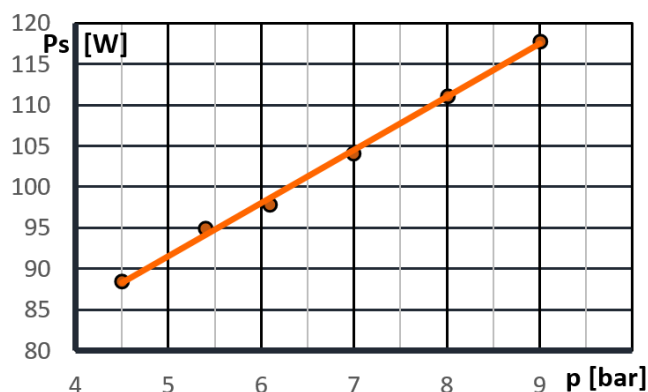
Na rysunku 8 przedstawiono straty mocy wynikającej z nieszczelności silnika. Biorąc pod uwagę, że moc pobierana przez silnik przy ciśnieniu roboczym $p = 1,5 \text{ bar}$ i strumieniu $24 \text{ m}^3/h$ wynosiła około 545 W. To straty mocy wynikające z nieszczelności są rzędu 498 W, co stanowi około 90% mocy dostarczanej do silnika. Na tej podstawie można stwierdzić, że głównym obszarem poprawy sprawności silnika są jego nieszczelności.

Przeprowadzono szczegółowe oględziny silnika celem zlokalizowania miejsc największych nieszczelności. Na podstawie oględzin stwierdzono, że największe nieszczelności występują na łożyskowaniu silnika oraz duża część strumienia przepływa przez nieszczelności pomiędzy tłokiem i uszczelniaczem oraz pomiędzy tłokiem a pokrywami.

Zwiększenie szczelności pomiędzy tłokiem a pokrywami jest możliwe poprzez zmniejszenie luzów technologicznych. Będzie to skutkowało znaczącym zwiększeniem oporów ruchu. Celowe zatem jest opracowanie odpowiednich uszczelnaczy, co może stanowić kierunek dalszych udoskonaleń tego rozwiązania.



Rys. 8. Straty mocy wynikające z nieszczelności silnika



Rys. 9. Strata mocy wynikająca z nieszczelności ułożyskowania silnika

W celu wyznaczenia mocy strat wynikających z nieszczelności ułożyskowania silnika przeprowadzono badania polegające na zamknięciu wylotu powietrza z silnika, co spowodowało brak przepływu strumienia gazu przez silnik powodującego jego obracanie się. W celu zagwarantowania nie wykonywania jakiegokolwiek pracy przez silnik, dodatkowo zablokowano wał silnika. Na rysunku 9 przedstawiono straty mocy w zależności od ciśnienia roboczego. Straty te rosną liniowo wraz ze wzrostem ciśnienia roboczego. Jak wynika z przedstawionego wykresu straty te stanowią około 20% całkowitej mocy pobieranej przez silnik, więc stanowi to istotny element konstrukcyjny, który może poprawić sprawność silnika.

4. Podsumowanie

Na podstawie przeprowadzonych obserwacji i wyników badań stwierdzono, że istotnym elementem w pracy silnika jest szczelność układu. Modelowy prototyp został wykonany przy zastosowaniu łożysk ślizgowych. Ze względu na to, że smarowanie silników pneumatycznych odbywa się za pomocą oleju dostarczanego razem z powietrzem, konieczne jest zastosowanie zwiększonych luzów w łożyskach, co zabezpiecza je przed zatarciem. Zwiększenie luzów w łożyskach prowadzi do większych nieszczelności układu. Ponadto zaobserwowano, że zwiększanie luzu w łożyskach wpływa niekorzystnie na proces ząbkowania się elementów obrotowych silnika, a w konsekwencji prowadzi do jego zablokowania. Upatruje się możliwość poprawy własności silnika poprzez zastąpienie łożysk ślizgowych łożyskami tocznymi z uszczelniaczem. Rozwiązanie to zapewni odpowiednią szczelność układu przy zminimalizowaniu luzów w łożyskach. Ponadto łożyska toczne nie wymagają tak intensywnego smarowania jak łożyska ślizgowe, a zatem ilość oleju dostarczana z powietrzem będzie wystarczająca. Stanowi to kierunek dalszych badań, które będą realizowane w ramach pracy doktorskiej prowadzonej na Wydziale Mechanicznym Politechniki Opolskiej.

Literatura

- [1] Fisher U., Gomeringer R., Heinzler M., Kilgus R., Naher F., Oesterle S., Peatzold H., Stephan A., Potrykus J.: *Poradnik Mechanika*, Wydawnictwo REA, Warszawa 2008.
- [2] Ilnicki A.: *Maszyna z obrotowym wirnikiem*. Patent nr PL 214371.
- [3] Ilnicki A., Rząsa M.: *Nowe rozwiązanie konstrukcyjne silnika pneumatycznego* *Napędy i Sterowanie* 4, 2016, 110–113.
- [4] Patent PCT/FR1998/001483.
- [5] Wołoszczuk D.: *Historia komunikacji miejskiej w Szczecinie*. <http://www.ts.szczecin.pl/doc/Historia.pdf>
- [6] Schlager N., Weisblatt J.: *Alternative Energy*. Volume I. UXL, 2006.
- [7] Śliwiński P.: *Porównanie zjawisk w hydraulicznych silnikach satelitowych zasilanych emulsją wodno-olejową lub olejem*. Praca doktorska. Politechnika Gdańska, Wydział Mechaniczny, 2006.

Mgr Adam Ilnicki

e-mail: a.ilnicki@doktorant.po.edu.pl

Absolwent Wydziału Gospodarki Narodowej Akademii Ekonomicznej we Wrocławiu o specjalności Marketing i Zarządzanie oraz Wyższej Szkoły Zarządzania i Administracji w Opolu. Autor patentów: *Maszyna z obrotowym wirnikiem*: PL214371 i PL218357 Doktorant Wydziału Mechanicznego Politechniki Opolskiej. Prace naukowe prowadzi z zakresu budowy maszyn.



Dr hab. inż. Mariusz R. Rząsa

e-mail: m.rzasa@po.opole.pl

Absolwent Wydziału Elektrycznego Politechniki Opolskiej o specjalności Automatyka i metrologia elektryczna. Zatrudniony w Katedrze Techniki Ciepłej i Aparatury Przemysłowej Politechniki Opolskiej. Posiada stopień doktora o specjalności Budowa i Eksploatacja Maszyn. Habilitację uzyskał na Wydziale Inżynierii Mechanicznej i Informatyki, Politechniki Częstochowskiej. Prace naukowe prowadzi z zakresu pomiaru przepływów dwufazowych.



otrzymano/received: 15.06.2016

przyjęto do druku/accepted: 22.11.2017

ZASTOSOWANIE ROZMYTEJ MAPY KOGNITYWNEJ W PROGNOZOWANIU EFEKTYWNOŚCI PRACY WYPOŻYCZALNI ROWEROWYCH

Aleksander Jastriebow, Łukasz Kubuś, Katarzyna Poczęta

¹Politechnika Świętokrzyska, Katedra Systemów Informatycznych

Streszczenie. W pracy zaproponowano zastosowanie rozmytej mapy kognitywnej wraz z ewolucyjnymi algorytmami uczenia do modelowania systemu prognozowania efektywności pracy wypożyczalni rowerowych. Na podstawie danych historycznych zbudowano rozmytą mapę kognitywną, którą następnie zastosowano do prognozowania liczby rowerzystów i klientów wypożyczalni w trzech kolejnych dniach. Proces uczenia zrealizowano z zastosowaniem indywidualnego kierunkowego algorytmu ewolucyjnego IDEA oraz algorytmu genetycznego z kodowaniem zmiennoprzecinkowym RCGA. Analizę symulacyjną systemu prognozowania efektywności pracy wypożyczalni rowerowych przeprowadzono przy pomocy oprogramowania opracowanego w technologii JAVA.

Słowa kluczowe: rozmyta mapa kognitywna, model prognozowania, obliczenia ewolucyjne, uczenie maszynowe

APPLICATION OF FUZZY COGNITIVE MAP TO PREDICT OF EFFECTIVENESS OF BIKE SHARING SYSTEMS

Abstract. This paper proposes application of fuzzy cognitive map with evolutionary learning algorithms to model a system for prediction of effectiveness of bike sharing systems. Fuzzy cognitive map was constructed based on historical data and next used to forecast the number of cyclists and customers of bike sharing systems on three consecutive days. The learning process was realized with the use of Individually Directional Evolutionary Algorithm IDEA and Real-Coded Genetic Algorithm RCGA. Simulation analysis of the system for prediction of effectiveness of bike sharing systems was carried out with the use of software developed in JAVA.

Keywords: fuzzy cognitive map, predictive model, evolutionary computation, machine learning

Wstęp

Rozmyta mapa kognitywna (ang. *fuzzy cognitive map* FCM) to inteligentny model umożliwiający zobrazowanie działania złożonych systemów dynamicznych. Budowa FCM polega na wyborze zbioru czynników istotnych dla analizowanego problemu i określeniu powiązań pomiędzy nimi [11]. Rozmyte mapy kognitywne znajdują zastosowanie w modelowaniu systemów wspomagania decyzyjnego, m.in. w predykcji szeregów czasowych [8, 17].

Zaletą zastosowania rozmytych map kognitywnych jest możliwość ich budowy na podstawie dostępnych historycznych danych. W ostatnich latach wzrosło zainteresowanie tą tematyką wśród naukowców [14]. W pracach [6, 18] zaprezentowano efektywność ewolucyjnych algorytmów uczenia FCM. Wielokrokowy algorytm nadzorowany bazujący na metodzie gradientowej przedstawiono w [15]. Praca [21] dotyczy uczenia rozmytych map kognitywnych bazującego na algorytmie „big bang big crunch”. Imperialistyczny konkurencyjny algorytm uczenia FCM zaproponowano w [2]. W [1] zastosowano memetyczny algorytm do inicjalizacji struktury mapy. Pewne rozszerzenia klasycznych genetycznych algorytmów uczenia rozmytych map kognitywnych pozwalające na wybór tylko najistotniejszych powiązań między czynnikami przedstawiono w [16, 19].

Niniejsza praca poświęcona jest zastosowaniu rozmytej mapy kognitywnej wraz z indywidualnym kierunkowym algorytmem ewolucyjnym (ang. *Individually Directional Evolutionary Algorithm* IDEA) [9, 12] oraz algorytmem genetycznym z kodowaniem zmiennoprzecinkowym (ang. *Real-Coded Genetic Algorithm* RCGA) [18] w prognozowaniu efektywności pracy wypożyczalni rowerowych. Uczenie i testowanie FCM przeprowadzono na podstawie historycznych danych pobranych z Repozytorium Uczenia Maszynowego UCI [5]. Eksperymenty przeprowadzono przy pomocy oprogramowania opracowanego w technologii JAVA.

Rozdział 1 krótko charakteryzuje rozmyte mapy kognitywne. W rozdziale 2 przedstawiono zastosowane w uczeniu FCM algorytmy ewolucyjne. Wybrane wyniki analizy symulacyjnej proponowanego systemu prognozowania efektywności pracy wypożyczalni rowerowych zaprezentowano w rozdziale 3. Ostatni rozdział stanowi podsumowanie pracy.

1. Rozmyta mapa kognitywna

Rozmyta mapa kognitywna to graf skierowany, którego zbiór wierzchołków X odpowiada czynnikom istotnym dla analizowanego zagadnienia. Czynniki te wpływają na siebie z siłą opisaną przez macierz powiązań między nimi R . FCM można opisać jako parę uporządkowaną:

$$\langle X, R \rangle \quad (1)$$

gdzie: $X = [X_1, \dots, X_n]^T$ – wektor wartości czynników mapy, X_i – wartość i -tego czynnika mapy, liczba z przedziału $[0, 1]$, $R = \{r_{j,i}\}$ – macierz powiązań pomiędzy czynnikami, $r_{j,i}$ – waga powiązania pomiędzy j -tym i i -tym czynnikiem, liczba z przedziału $[-1, 1]$, $i, j = 1, \dots, n$, n – liczba czynników.

Wartości czynników FCM w kolejnych iteracjach wyznaczone są na podstawie wybranego modelu dynamiki. W pracy zastosowano często stosowany model opisany zależnością [2, 18, 19]:

$$X_i(t+1) = f \left(X_i(t) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n X_j(t) \cdot r_{j,i} \right) \quad (2)$$

gdzie: t – dyskretny czas (numer kolejnej iteracji), $t = 0, 1, \dots, T$, T – czas symulacji, f – sigmoidalna funkcja stabilizująca:

$$f(x) = \frac{1}{1 + e^{-cx}} \quad (3)$$

gdzie: c – parametr, $c > 0$.

Podstawowym elementem związanym z modelowaniem systemów predykcji szeregów czasowych z zastosowaniem rozmytej mapy kognitywnej jest proces uczenia macierzy powiązań R na podstawie dostępnych historycznych danych. Poniżej przedstawiono ewolucyjne algorytmy uczenia FCM.

2. Ewolucyjne algorytmy uczenia

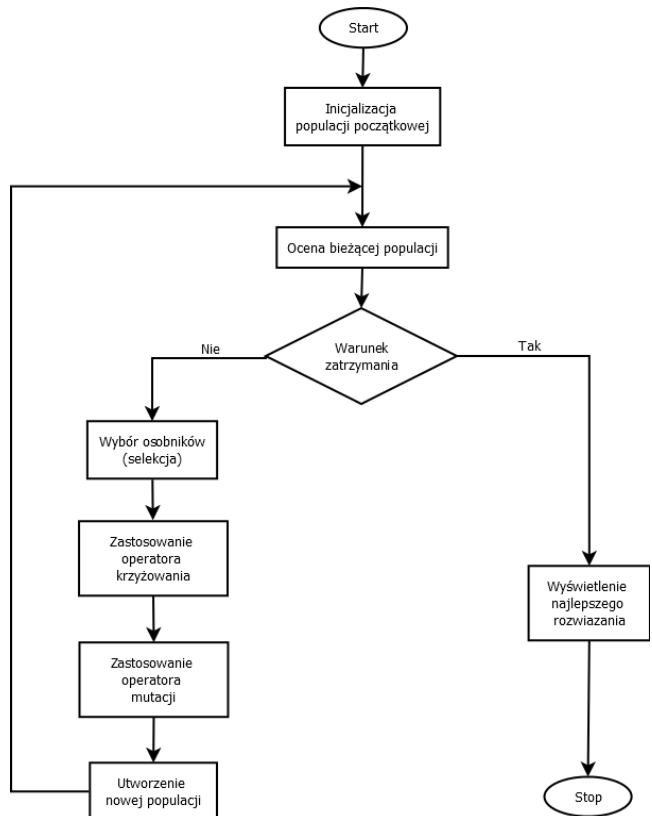
Ewolucyjne algorytmy uczenia pozwalają na utworzenie rozmytej mapy kognitywnej przy wykorzystaniu dostępnych danych historycznych [18, 19]. W pracy analizowano jeden z najpopularniejszych algorytmów uczenia FCM – algorytm genetyczny z kodowaniem zmiennoprzecinkowym RCGA oraz opracowany indywidualny kierunkowy algorytm ewolucyjny IDEA.

2.1. Algorytm genetyczny z kodowaniem zmiennoprzecinkowym

Algorytm genetyczny z kodowaniem zmiennoprzecinkowym wykorzystuje do reprezentacji rozwiązania wektor liczb rzeczywistych [3, 7]. Działanie tego algorytmu zilustrowano na rysunku 1. Schemat działania algorytmu RCGA jest zgodny z klasycznym algorytmem genetycznym zaproponowanym przez Hollanda [7]. Algorytm rozpoczyna się inicjalizacją i oceną populacji początkowej. Następnym etapem jest pętla ewolucyjna, w której następuje zastosowanie operatorów genetycznych takich jak krzyżowanie i mutacja. Utworzona populacja jest oceniana, a następnie sprawdzany jest warunek zatrzymania algorytmu. Kryterium zatrzymania algorytmu może być osiągnięcie zakładanej liczby iteracji (generacji) lub otrzymanie satysfakcjonującego wyniku reprezentowanego przez jednego z osobników populacji [3].

Stosowanie reprezentacji zmiennoprzecinkowej w procesie uczenia rozmytej mapy kognitywnej jest wygodne i powszechnie stosowane [9, 16, 18, 19]. Proces uczenia zakłada bowiem znalezienie macierzy wag, która jest kluczowa do prognozowania wybranych wartości przy pomocy danych historycznych. Macierz ta zawiera liczby zmiennoprzecinkowe. Stosowanie tej reprezentacji jest prostsze i wydajniejsze niż zastosowanie reprezentacji jako łańcucha binarnego. Kodowanie binarne powodowałoby nieefektywność algorytmu genetycznego spowodowane przez duży rozmiar genotypu [7].

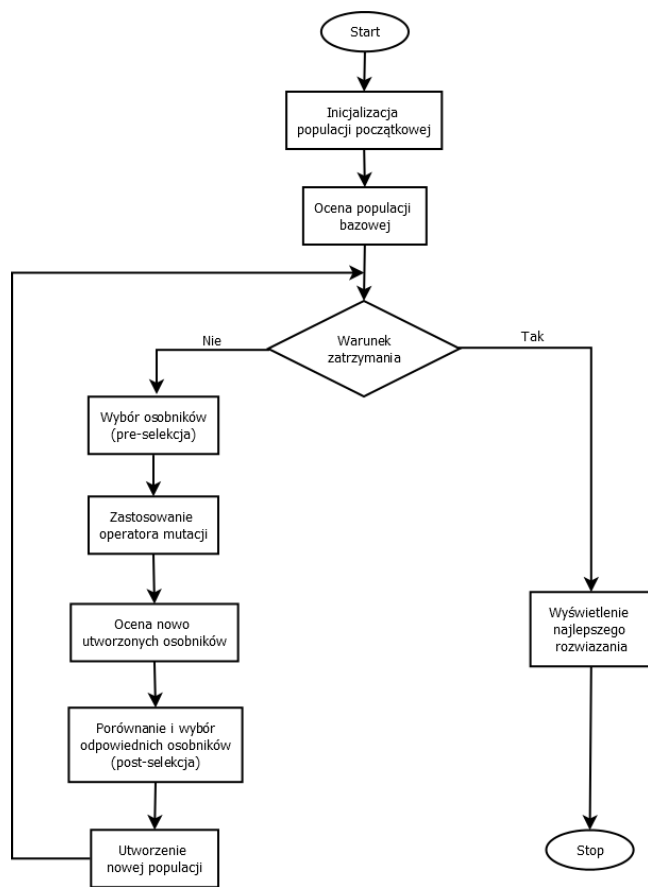
Reprezentacja zmiennoprzecinkowa pozwala również na wykorzystanie złożonych operatorów genetycznych. Można do nich zaliczyć: krzyżowanie uśredniające [3] oraz operatory mutacji takie jak mutacja losowa wykorzystująca rozkład normalny lub rozkład Cauchy'ego [3], a także mutację niejednorodną [13]. Charakterystyczną grupę operatorów mutacji dla reprezentacji zmiennoprzecinkowej stanowią kierunkowe operatory mutacji [4, 10, 20]. Działanie tych operatorów nie jest wyłącznie losowe. Wykorzystują one dodatkowe informacje o populacji oraz poprzednich generacjach.



Rys. 1. Schemat algorytmu RCGA

2.2. Indywidualny kierunkowy algorytm ewolucyjny

Indywidualny kierunkowy algorytm ewolucyjny [9, 12] wykorzystuje charakterystyczne elementy algorytmu ewolucyjnego: preselekcja proporcjonalna (ruletkowa) z dynamicznym liniowym skalowaniem funkcji przystosowania [7], kierunkowa mutacja niejednorodna. Schemat działania IDEA przedstawia rysunek 2. Inicjacja pętli ewolucyjnej wygląda tak samo jak w każdym algorytmie ewolucyjnym. Na pętli ewolucyjnej składają się cztery etapy. W etapie pierwszym z obecnej populacji bazowej P^t wybierane są osobniki, które zostaną poddane mutacji. Osobniki te tworzą populację tymczasową T^t . W kolejnym etapie utworzona zostaje druga populacja tymczasowa T^t , zawierająca nowe osobniki utworzone w wyniku działania operacji genetycznych (operatora mutacji) na populacji T^t . W etapie trzecim następuje ocena nowoutworzonych osobników z populacji tymczasowej T^t . Ostatni etap to utworzenie nowej populacji bazowej P^{t+1} poprzez wybór osobników z obu populacji tymczasowych.



Rys. 2. Schemat algorytmu IDEA

Operator kierunkowej mutacji niejednorodnej [12] to zmodyfikowany operator mutacji niejednorodnej [4]. Wprowadzona zmiana działania operatora polega na modyfikacji genu osobnika zgodnie z wartością odpowiadającego mu elementu wektora kierunku d_i :

$$y_i = \begin{cases} x_i - \Delta(t, x_i - l_i) & \text{dla } d_i = -1 \\ x_i + \Delta(t, u_i - x_i) & \text{dla } d_i = 1 \end{cases} \quad (4)$$

gdzie: d_i – kierunek modyfikacji i -tego genu, x_i – aktualna wartość i -tego genu, y_i – nowa wartość i -tego genu, t – numer generacji, $x_i \in [l_i, u_i]$, $y_i \in [l_i, u_i]$, $i = 1, 2, 3, \dots, n$.

Efektorem działania operatora jest modyfikacja losowo wybranego jednego i tylko jednego elementu wektora osobnika reprezentującego rozwiązanie. Pozwala to na korygowanie kierunku mutacji w procesie post-selekcji [12].

3. Wybrane wyniki analizy symulacyjnej

Celem analizy symulacyjnej jest modelowanie systemu prognozowania efektywności pracy wypożyczalni rowerowych na podstawie historycznych danych pobranych z Repozytorium Uczenia Maszynowego UCI. Zbiór zawiera dzienne pomiary dane uzyskane z systemów wypożyczalni rowerowych [5]:

- X_1 – wakacje (tak, nie),
- X_2 – weekend (tak, nie),
- X_3 – dzień pracujący (wakacje lub weekend, dzień pracujący),
- X_4 – warunki pogodowe (pogodnie, pochmurnie, śnieg, duży deszcz),
- X_5 – temperatura,
- X_6 – temperatura odczuwalna,
- X_7 – wilgotność,
- X_8 – prędkość wiatru,
- X_9 – liczba zwykłych rowerzystów – czynnik wyjściowy,
- X_{10} – liczba klientów wypożyczalni rowerowych – czynnik wyjściowy.

Systemy wypożyczalni rowerów to nowa generacja tradycyjnych wypożyczalni pozwalające na automatyzację procesu wynajmu rowerów w jednym punkcie i zwrotu w innym miejscu. Odrzuwają ważną rolę w kwestii ruchu drogowego, ochrony środowiska i zdrowia. Monitorowanie danych uzyskiwanych z czujników oraz prognozowanie liczby rowerzystów stanowi istotny element ułatwiający ocenę efektywności pracy wypożyczalni i wspomagający procesy decyzyjne [5].

Celem przeprowadzonej analizy symulacyjnej jest predykcja liczby rowerzystów X_9 oraz klientów wypożyczalni X_{10} w trzech kolejnych dniach (wartości czynników wyjściowych w trzech kolejnych iteracjach) na podstawie aktualnych pomiarów. Do budowy modeli FCM użyto danych uczących pochodzących z poszczególnych miesięcy pierwszego roku obserwacji. Celem procesu uczenia z zastosowaniem algorytmów RCGA i IDEA jest minimalizacja błędów uczenia opisanego zależnością (5). Do testowania uzyskanych modeli zastosowano dane z odpowiednich miesięcy kolejnego roku obserwacji. Wynikowe mapy oceniano na podstawie błędów prognozowania dla danych uczących J_u (5) oraz dla danych testowych J_t (6).

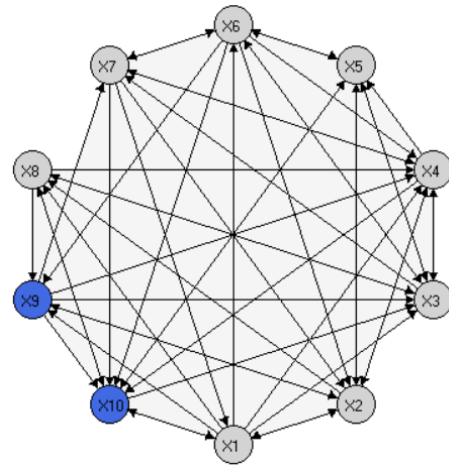
$$J_u = \frac{1}{3(T_u - 3)2} \sum_{t=1}^{T_u} \sum_{i=1}^2 \sum_{k=0}^2 |Z_i^w(t+k) - X_i^w(t+k)| \quad (5)$$

gdzie: T_u – liczba rekordów uczących, $X_i^w(t+k)$ – prognozowana wartość i -tego czynnika wyjściowego w kolejnych iteracjach $t+k$, $Z_i^w(t+k)$ – zadana wartość i -tego czynnika wyjściowego w kolejnych iteracjach $t+k$ dla rekordów uczących.

$$J_t = \frac{1}{3(T_t - 3)2} \sum_{t=1}^{T_t} \sum_{i=1}^2 \sum_{k=0}^2 |Z_i^w(t+k) - X_i^w(t+k)| \quad (6)$$

gdzie: T_t – liczba rekordów testowych, $X_i^w(t+k)$ – prognozowana wartość i -tego czynnika wyjściowego w kolejnych iteracjach $t+k$, $Z_i^w(t+k)$ – zadana wartość i -tego czynnika wyjściowego w kolejnych iteracjach $t+k$ dla rekordów testowych.

Symulacje przeprowadzono za pomocą opracowanej biblioteki Java umożliwiającej analizę zastosowania algorytmów ewolucyjnych w uczeniu rozmytych map kognitywnych. Oprogramowanie umożliwia inicjalizację rozmytej mapy kognitywnej oraz przeprowadzenie procesu uczenia z zastosowaniem algorytmu genetycznego z kodowaniem zmiennoprzecinkowym oraz indywidualnego kierunkowego algorytmu ewolucyjnego. Rysunek 3 prezentuje przykładową strukturę systemu prognozowania efektywności pracy wypożyczalni rowerowych bazującego na FCM. W tabeli 1. zaprezentowano uzyskane wartości błędów prognozowania dla danych uczących J_u i danych testowych J_t w poszczególnych miesiącach.



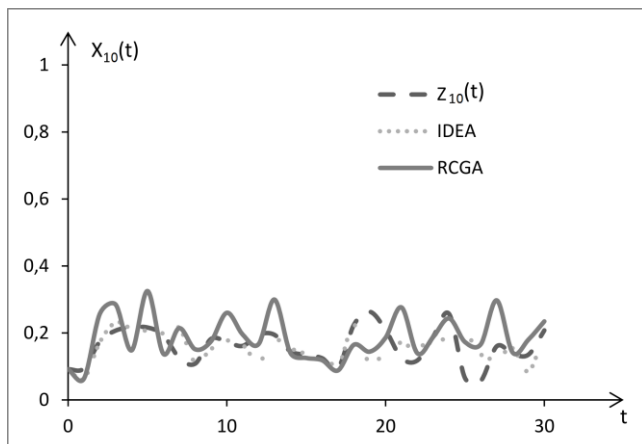
Rys. 3. Przykładowa struktura rozmytej mapy kognitywnej

Tabela 1. Wybrane wyniki analizy symulacyjnej

Algorytm	Miesiąc	J_u	J_t
RCGA	I	0,04044568	0,156065426
	II	0,049760327	0,178264647
	III	0,066438442	0,308095219
	IV	0,099893948	0,292347874
	V	0,092090885	0,245443656
	VI	0,07929454	0,25317886
	VII	0,103243502	0,21660568
	VIII	0,077438485	0,242513526
	IX	0,099974465	0,286390754
	X	0,09588997	0,275569588
	XI	0,083182564	0,205199513
	XII	0,086976271	0,17703638
Średnia		0,081219	0,236393
IDEA	I	0,024026	0,150057894
	II	0,036409	0,163694966
	III	0,052072	0,300632201
	IV	0,070353	0,269461892
	V	0,072866	0,222614149
	VI	0,05774	0,22386808
	VII	0,08468	0,221658811
	VIII	0,062865	0,23718716
	IX	0,084218	0,331720679
	X	0,088271	0,3129148
	XI	0,05745	0,209604568
	XII	0,054883	0,159559496
Średnia		0,062153	0,233581

Modele FCM uzyskane dla algorytmu RCGA uzyskały średni błąd prognozowania liczby rowerzystów w trzech kolejnych dniach dla danych uczących $J_u = 0,081219$ oraz dla danych testowych które różniły się znacząco od uczących $J_t = 0,236393$. Zastosowanie opracowanego algorytmu IDEA pozwoliło na zwiększenie dokładności predykcji i otrzymanie odpowiednio $J_u = 0,062153$ oraz $J_t = 0,233581$. Uzyskane modele systemu prognozowania efektywności wypożyczalni rowerowych mogą stanowić wsparcie dla procesów decyzyjnych w wypożyczalniach.

Rysunek 4 prezentuje prognozowaną liczbę klientów wypożyczalni rowerowych w następnym dniu w odniesieniu do wartości wzorcowych $Z_{10}(t)$ dla miesiąca styczeń dla pierwszego roku obserwacji.



Rys. 4. Przykładowe wyniki testowania nauczonej mapy dla danych uczących z miesiąca styczeń

Na podstawie otrzymanych wyników można stwierdzić że rozmyta mapa kognitywna wraz z ewolucyjnymi algorytmami uczenia stanowi efektywne narzędzie modelowania systemu prognozowania efektywności pracy wypożyczalni rowerowych.

4. Wnioski

Praca dotyczy analizy symulacyjnej zastosowania rozmytej mapy kognitywnej wraz z ewolucyjnymi algorytmami uczenia w prognozowaniu efektywności pracy wypożyczalni rowerowych poprzez predykcję liczby zwykłych rowerzystów oraz klientów wypożyczalni w trzech kolejnych dniach na podstawie aktualnych wartości analizowanych czynników. Krótko scharakteryzowano podstawowe własności rozmytych map kognitywnych oraz zastosowane metody uczenia: algorytm genetyczny z kodowaniem zmiennoprzecinkowym oraz indywidualny kierunkowy algorytm ewolucyjny. Zaprezentowano wybrane wyniki analizy symulacyjnej przeprowadzonej na podstawie historycznych danych. Uzyskane wyniki potwierdzają dostateczną efektywność zastosowania rozmytej mapy kognitywnej i ewolucyjnych algorytmów uczenia w prognozowaniu efektywności pracy wypożyczalni rowerowych.

Literatura

- [1] Acampora G., Pedrycz W., Vitiello A.: A Competent Memetic Algorithm for Learning Fuzzy Cognitive Maps. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems* 23(6)/2015, 2397–2411.
- [2] Ahmadi S., Alizadeh S., Forouzideh N., Yeh C., Martin R. L., Papageorgiou E.: ICLA: Imperialist Competitive Learning Algorithm for Fuzzy Cognitive Map. *Proceedings of the 2014 IEEE International Conference on Fuzzy Systems (FUZZ-IEEE)*, Beijing, China, 2014.
- [3] Arabas J.: Wykłady z algorytmów ewolucyjnych, WNT, Warszawa 2001.
- [4] Berry A., Vamplew P.: PoD Can Mutate: A Simple Dynamic Directed Mutation Approach for Genetic Algorithms. *Proceedings of AISAT 2004: The 2nd International Conference on Artificial Intelligence in Science and Technology*, 2004, 200–205.
- [5] Fanaee-T H., Gama J.: Event labeling combining ensemble detectors and background knowledge. *Progress in Artificial Intelligence*, Springer Berlin Heidelberg, 2013, 1–15.
- [6] Froelich W., Papageorgiou E.: Extended Evolutionary Learning of Fuzzy Cognitive Maps for the Prediction of Multivariate Time-Series. *Papageorgiou E.I.: Fuzzy Cognitive maps for Applied Sciences and Engineering From fundamentals to extensions and learning algorithms. Intelligent Systems Reference Library* 54/2014, 121–131.
- [7] Goldberg D. E.: *Algorytmy genetyczne i ich zastosowania*. WNT, Warszawa 1995.

- [8] Homenda W., Jastrzebska A., Pedrycz W.: Modeling Time Series with Fuzzy Cognitive Maps. 2014 IEEE International Conference on Fuzzy Systems (FUZZ-IEEE), Beijing, China, 2014, 2055–2062.
- [9] Jastriebow A., Kubus Ł., Poczęta K.: Learning fuzzy cognitive maps using Individually Directional Evolutionary Algorithm. In: Jastriebow A., Worwa K.: *Applications of information technologies - theory and practice. Institute for Sustainable Technologies – National Research Institute, Radom 2015*, 37–48.
- [10] Korejo I., Yang S., Li C.: A Directed Mutation Operator for Real Coded Genetic Algorithms. *Applications of Evolutionary Computation* 6024/2010, 491–500.
- [11] Kosko B.: Fuzzy cognitive maps. *International Journal of Man-Machine Studies* 24(1)/1986, 65–75.
- [12] Kubus Ł.: Individually Directional Evolutionary Algorithm for Solving Global Optimization Problems - Comparative Study, *International Journal of Intelligent Systems and Applications (IJISA)* 7(9)/2015, 12–19.
- [13] Michalewicz Z.: *Algorytmy genetyczne + struktury danych = programy ewolucyjne*. WNT, Warszawa 1999.
- [14] Papageorgiou E. I.: Learning Algorithms for Fuzzy Cognitive Maps - A Review Study. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics – Part C: Applications and Reviews* 42(2)/2012, 150–163.
- [15] Poczęta K., Yastrebov A.: Analysis of Fuzzy Cognitive Maps with Multi-Step Learning Algorithms in Valuation of Owner-Occupied Homes. 2014 IEEE International Conference on Fuzzy Systems (FUZZIEEE), Beijing, China 2014, 1029–1035.
- [16] Poczęta K., A. Yastrebov, Papageorgiou E. I.: Learning Fuzzy Cognitive Maps using Structure Optimization Genetic Algorithm. 2015 Federated Conference on Computer Science and Information Systems (FedCSIS), Lodz, Poland, 2015, 547–554.
- [17] Song H., Miao C., Roel W., Shen Z.: Implementation of fuzzy cognitive maps based on fuzzy neural network and application in prediction of time series. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems* 18(2)/2010, 233–250.
- [18] Stach W., Kurgan L., Pedrycz W., Reformat M.: Genetic learning of fuzzy cognitive maps. *Fuzzy Sets and Systems* 153(3)/2005, 371–401.
- [19] Stach W., Pedrycz W., Kurgan L. A.: Learning of fuzzy cognitive maps using density estimate. *IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybernetics, Part B*, vol. 42(3)/2012, 900–912.
- [20] Tang P., Tseng M.: Adaptive directed mutation for real-coded genetic algorithms. *Applied Soft Computing* 13(1)/2013, 600–614.
- [21] Yesil E., Urbas L.: Big bang: big crunch learning method for fuzzy cognitive maps. *World Acad. Sci. Eng. Technol.* 7/2010, 815–8124.

Prof. dr hab. Aleksander Jastriebow
e-mail: a.jastriebow@tu.kielce.pl

Prof. dr hab. Aleksander Jastriebow jest profesorem zwyczajnym w Katedry Systemów Informatycznych Politechniki Świętokrzyskiej w Kielcach. Jest autorem oraz współautorem ponad 250 publikacji naukowych. Jego zainteresowania naukowe obejmują diagnostykę, sztuczną inteligencję, automatykę, zastosowania informatyki.



Mgr inż. Łukasz Kubus
e-mail: l.kubus@tu.kielce.pl

Mgr inż. Łukasz Kubus jest doktorantem na Politechnice Świętokrzyskiej w Kielcach. Jest autorem oraz współautorem 4 publikacji naukowych. Jego zainteresowania naukowe obejmują diagnostykę, sztuczną inteligencję, algorytmy ewolucyjne, rozmyte mapy kognitywne oraz uczenie maszynowe.



Dr inż. Katarzyna Poczęta
e-mail: k.piotrowska@tu.kielce.pl

Dr inż. Katarzyna Poczęta jest adiunktem w Katedrze Systemów Informatycznych Politechniki Świętokrzyskiej w Kielcach. Jest autorem oraz współautorem 32 publikacji naukowych. Jej zainteresowania naukowe obejmują systemy wspomagania decyzyjnego, rozmyte mapy kognitywne, uczenie maszynowe oraz predykcję szeregów czasowych.



otrzymano/received: 15.06.2016

przyjęto do druku/accepted: 22.11.2017

DOI: 10.5604/01.3001.0010.7365

ROZMYTA MAPA KOGNITYWNA JAKO INTELIGENTNY SYSTEM REKOMENDACYJNY ZASOBÓW STRONY INTERNETOWEJ

Aleksander Jastriebow, Łukasz Kubuś, Katarzyna Poczęta

Politechnika Świętokrzyska, Katedra Systemów Informatycznych, Zakład Zastosowań Informatyki

Streszczenie. Artykuł poświęcony jest budowie i analizie inteligentnego systemu rekomendacyjnego zasobów bazującego na rozmytej mapie kognitywnej. Opracowany system pozwala wskazać zasoby strony internetowej, którymi może być zainteresowany potencjalny użytkownik. Zasoby te są określone na podstawie aktywności innych użytkowników serwisu. Bazując na zbiorze anonimowo zebranych danych historycznych opracowano rozmytą mapę kognitywną, której czynniki odpowiadają poszczególnym zasobom strony internetowej. Wagi powiązań między nimi określono na podstawie liczby użytkowników odwiedzających poszczególne zasoby.

Słowa kluczowe: Sztuczna inteligencja, rozmyte mapy kognitywne, system rekomendacyjny

FUZZY COGNITIVE MAP AS AN INTELLIGENT RECOMMENDER SYSTEM OF WEBSITE RESOURCES

Abstract. This paper is devoted to the construction and analysis of the intelligent recommendation system for website resources based on fuzzy cognitive map. The developed system allows to identify resources, which may be interested in a potential user. These resources are determined on the basis of website users activity. Fuzzy cognitive map was developed using the dataset with anonymous collected historical data. The concepts of fuzzy cognitive map are identifiers of resources of website. Weights of the connection between them have been established based on the number of users visiting the resources.

Keywords: Artificial intelligence, fuzzy cognitive maps, recommender systems

Wstęp

Rozmyta mapa kognitywna (ang. *fuzzy cognitive map*, FCM) [6] to narzędzie pozwalające na budowę inteligentnego modelu dla wspomagania procesów decyzyjnych. FCM prezentuje zależności (powiązania) między kluczowymi czynnikami modelowanego zjawiska. Wagi powiązań między czynnikami mogą być reprezentowane przez wartości liczbowe z przedziału $[-1, 1]$ [13], reguły rozmyte [6] lub relacje rozmyte [11].

Niniejsza praca poświęcona jest zastosowaniu FCM do budowy systemu rekomendacyjnego dla serwisu internetowego. Systemy tego typu ułatwiają nawigację w serwisie internetowym poprzez prezentację treści (odnośników do zasobów) powiązanych z wybranym zasobem. Budowę i analizę symulacyjną systemu rekomendacyjnego bazującego na rozmytej mapie kognitywnej przeprowadzono przy pomocy oprogramowania opracowanego w technologii Java. Badania wykonano na podstawie historycznych danych pobranych z Repozytorium Uczenia Maszynowego UCI [15].

W artykule przedstawiono inteligentny system rekomendacyjny opracowany w formie rozmytej mapy kognitywnej. Rozdział pierwszy omawia podstawy teoretyczne FCM. W rozdziale drugim przedstawiono sposób budowy proponowanego systemu rekomendacyjnego, opisano analizowany zbiór danych historycznych oraz zaprezentowano wybrane wyniki analizy symulacyjnej opracowanego systemu. Ostatni rozdział stanowi podsumowanie pracy.

1. Rozmyte mapy kognitywne

Rozmyta mapa kognitywna to graf skierowany typu (1), którego zbiór wierzchołków X odpowiada czynnikom istotnym dla analizowanego zagadnienia. Czynniki te oddziałują na siebie z siłą opisaną przez macierz powiązań między nimi R [6]:

$$\langle X, R \rangle \quad (1)$$

gdzie: $X = [X_1, \dots, X_n]^T$ – wektor wartości czynników mapy, X_i – wartość i -tego czynnika mapy w chwili t , $X_i \in [0, 1]$, $R = \{r_{j,i}\}$ – macierz powiązań pomiędzy czynnikami, $r_{j,i}$ – waga powiązania pomiędzy j -tym i i -tym czynnikiem, $r_{j,i} \in [-1, 1]$, $i, j = 1, \dots, n$, n – liczba czynników.

Wartość czynników w kolejnych dyskretnych chwilach t wyznaczana jest przy pomocy odpowiedniego modelu dynamiki. Dobór modelu dynamiki oraz funkcji stabilizującej zależy od opracowywanego systemu. Parametry te mają duży wpływ na charakter odpowiedzi mapy.

Do budowy systemu został wybrany powszechnie stosowany nieliniowy model dynamiki, opisany zależnością (2) [6]:

$$X_i(t+1) = F \left(X_i(t) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n r_{j,i} \cdot X_j(t) \right) \quad (2)$$

gdzie: t – dyskretny czas, $t = 0, 1, \dots, T$, T – czas symulacji, $i = 1, 2, \dots, n$, n – liczba czynników, F – funkcja stabilizująca.

W pracy wybrano sigmoidalną funkcję stabilizującą opisaną równaniem (3) [1]:

$$F(x) = \frac{1}{1 + e^{-cx}} \quad (3)$$

gdzie: c – parametr, $c > 0$. Użyta funkcja stabilizacji wraz z parametrem $c = 5$ jest powszechnie stosowana [1, 13, 14] oraz działa poprawnie dla opracowanego systemu.

1.1. Geneza

Reprezentacja wiedzy w postaci mapy kognitywnej (ang. *cognitive map*, CM) została zaproponowana przez Roberta Axelroda w 1976 roku [2]. Model ten to graf prosty składający się z krawędzi oraz wierzchołków. Wierzchołki odpowiadają czynnikom (zagadnieniom) związanym z analizowanym problemem, natomiast krawędzie definiują wzajemne relacje (wpływy) między nimi.

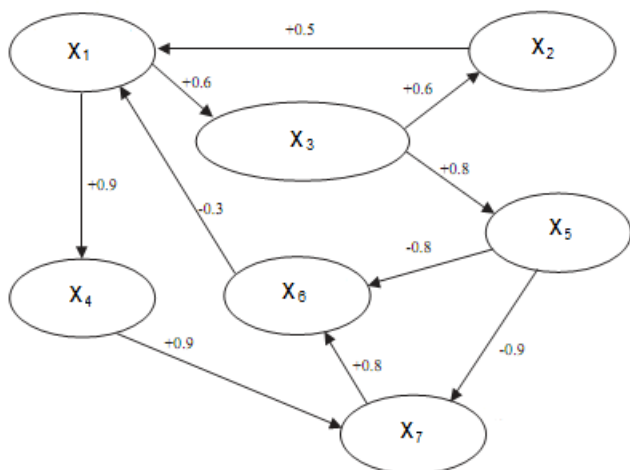
Z każdą krawędzią związany jest znak, który wyraża typ relacji. Jeżeli czynnik A pozytywnie wpływa na czynnik B (od wierzchołka A do wierzchołka B istnieje krawędź dodatnia) oznacza to, że wzrost wartości czynnika A powoduje wzrost wartości czynnika B, natomiast zmniejszenie wartości czynnika A skutkuje zmniejszeniem wartości czynnika B. Krawędź ujemna między dwoma wierzchołkami oznacza wpływ negatywny – wzrost wartości czynnika A powoduje zmniejszenie wartości czynnika B oraz zmniejszenie wartości czynnika A powoduje zwiększenie wartości czynnika B. Pozytywny lub negatywny wpływ czynnika A na czynnik B w mapie kognitywnej jest równoznaczny z takim samym wpływem czynnika B na czynnik A [13].

Przedstawiony sposób reprezentacji wiedzy ma swoje ograniczenia – pozwala jedynie na reprezentację dwóch skrajnych oddziaływań między czynnikami, co w wielu przypadkach jest niewystarczające [13]. Rozmyte mapy kognitywne są rozszerzeniem CM i zostały wprowadzone przez Barta Kosko w 1986 roku [6].

Najważniejszą różnicą między FCM, a CM jest sposób reprezentacji oddziaływania między czynnikami. CM pozwala na wykorzystanie tylko dwóch rodzajów relacji – pozytywnej i negatywnej. FCM umożliwia zdefiniowanie relacji jako wartości liczbowej (wagi). Podobnie jak w przypadku CM, z krawędzią grafu opisującą relację między dwoma wierzchołkami, poza znakiem związana jest również wartość liczbowa (waga). Wagi przyjmują zwykle wartości z przedziału $[-1, 1]$. Wartość relacji między dwoma czynnikami równa -1 oznacza całkowity wpływ negatywny, wartość 0 brak wpływu, a wartość $+1$ całkowity wpływ pozytywny. Wzajemny wpływ między dwoma czynnikami może być różny – wartość wpływu czynnika A na czynnik B nie musi być równa wartości oddziaływania czynnika B na czynnik A [6]. Ponadto, zdefiniowanie relacji między czynnikami w postaci wag pozwala na dokładniejszy opis siły oddziaływania między czynnikami oraz zastosowanie określeń rozmytych takich jak: słaby, średni, silny lub bardzo silny poza określeniami binarnymi (pozytywny lub negatywny) [6].

Opisany model FCM może być zatem przedstawiony w postaci zbioru wierzchołków (istotnych czynników problemu) oraz krawędzi (relacji przyczynowo-skutkowych między nimi) reprezentowanych przez wartości wagowe. Równoważnym modelem dla FCM często wykorzystywanym w celach obliczeniowych jest macierz kwadratowa zwana *macierzą relacji* zawierająca wartości wag dla wszystkich krawędzi grafu [6, 7].

Rys. 1 przedstawia graf reprezentujący przykład modelu FCM, natomiast tab. 1 przedstawia równoważną postać – macierz relacji dla tego samego modelu ($n = 7$).



Rys. 1. Graf reprezentujący model FCM [7]

Tabela 1. Macierz relacji odpowiadająca modelowi FCM przedstawionego w postaci grafu (rys. 1.) [7]

	X ₁	X ₂	X ₃	X ₄	X ₅	X ₆	X ₇
X ₁	0	0	0,6	0,9	0	0	0
X ₂	0,5	0	0	0	0	0	0
X ₃	0	0,6	0	0	0,8	0	0
X ₄	0	0	0	0	0	0	0,9
X ₅	0	0	0	0	0	-0,8	-0,9
X ₆	0,3	0	0	0	0	0	0
X ₇	0	0	0	0	0	0,8	0

Z FCM związane są również pojęcia takie jak: *gęstość* oraz *rozdzielczość (precyzja) wag*. Pojęcie gęstości oznacza stosunek liczby wag o wartości różnej od zera do liczby wszystkich wag modelu. Najmniejsza różnica między dwoma dowolnymi wartościami wag nazywana jest rozdzielczością lub precyzją wag. Mniejsza wartość precyzji pozwala na budowę dokładniejszych modeli, ale utrudnia proces określenia wartości relacji między czynnikami FCM [13, 14].

1.2. Budowa modelu FCM

Opracowanie modelu rozmytej mapy kognitywnej sprowadza się do wyboru istotnych czynników związanych z modelowanym zagadnieniem oraz określenia relacji między nimi. Najczęściej wybór czynników jest dokonywany przez eksperta lub grupę ekspertów. Kluczowym etapem budowy modelu FCM jest określenie siły wzajemności oddziaływania między czynnikami. Wartości te mogą być ustalone na podstawie wiedzy ekspertów lub w sposób automatyczny przy pomocy zgromadzonych danych historycznych.

Sposób pracy ekspertów jest zależny od opracowywanego modelu. Należy jednak zauważyć, że opracowywanie modeli składających się z dużej liczby czynników jest trudnym zadaniem, w szczególności określenie siły relacji między nimi. Z tego powodu prowadzone są badania dotyczące opracowania metod pozwalających w sposób automatyczny zdefiniować relacje między czynnikami – utworzyć macierzy wag FCM [1, 5, 8, 9, 12, 13].

Dane historyczne pozwalają na automatyczne ustalenie wartości relacji między czynnikami. Proces ten nazywany jest uczeniem rozmytych map kognitywnych. Polega on na wcześniejszym opracowaniu zebranych danych historycznych, w sposób pozwalający na ich wykorzystanie przez wybrany algorytm uczenia FCM. Najczęściej dane te muszą zostać znormalizowane oraz w zależności od algorytmu uczenia podzielone na pewne zbiory.

Algorytmy uczenia FCM można podzielić na trzy główne kategorie: nienadzorowane algorytmy oparte o regułę Hebba [11], nadzorowane algorytmy bazujące na metodzie gradientowej [10] oraz algorytmy uczenia inspirowane biologicznie. Do ostatniej kategorii zaliczamy algorytmy ewolucyjne (ang. *evolutionary algorithms*) [8, 13], sztuczne systemy odpornościowe (ang. *artificial immune systems*) [5] oraz metoda roju cząstek (ang. *particle swarm optimization*) [9]. Popularnym algorytmem ewolucyjnym wykorzystywanym jako algorytm uczenia FCM jest zmiennopopulacyjny algorytm genetyczny (ang. *real-coded genetic algorithm*) [3, 4, 8, 13]. Istnieją także rozszerzenia tradycyjnych genetycznych algorytmów uczenia FCM, które pozwalające na wybór tylko najistotniejszych powiązań między czynnikami [14].

Używane są również rozwiązania hybrydowe polegające na wstępnym określeniu macierzy relacji przez eksperta (grupę ekspertów), a następnie zastosowaniu wybranego algorytmu uczenia pozwalającego poprawić dokładność opracowanego modelu. Proces ten jest nazywany *douczeniem*. Może być stosowany w wyżej opisanym przypadku, jak również w sytuacji gdy opracowany model przestał być adekwatny do modelowanego zjawiska lub zostały zebrane nowe dane, które mogą być wykorzystane w procesie uczenia (douczenia) modelu. Pozwala to na aktualizację istniejącego modelu. Ten sposób aktualizacji nie wymaga ponownej analizy wszystkich zgromadzonych danych, a jedynie analizy nowych danych oraz wykorzystanie wcześniej opracowanego modelu.

2. System rekomendacyjny zasobów strony internetowej

Systemy rekomendacyjne ułatwiają nawigację w serwisie internetowym. Pozwalają na dostosowanie prezentowanej treści do odbiorcy lub grupy odbiorców na podstawie analizy historii przeglądanych zasobów przez użytkownika serwisu oraz aktywności wszystkich użytkowników.

2.1. Inteligentny system rekomendacyjny

Celem niniejszej pracy jest opracowanie i analiza inteligentnego systemu rekomendacji zasobów w postaci rozmytej mapy kognitywnej.

Budowę i analizę symulacyjną systemu rekomendacyjnego przeprowadzono na podstawie historycznych danych pobranych z Repozytorium Uczenia Maszynowego UCI [15]. Na podstawie logów internetowego serwisu Microsoft stworzony został zbiór zawierający anonimowe dane 38000 losowo wybranych użytkowników serwisu. Dane każdego użytkownika zawierają informację o odwiedzanych zasobach w okresie jednego tygodnia. Zasoby to obszary serwisu internetowego o wspólnym głównym katalogu wirtualnym obejmujące strony o danej tematyce. Każdy zasób jest opisany poprzez trzy atrybuty takie jak: identyfikator, nazwa oraz adres URL – główny katalog wirtualny. Opis wybranych zasobów zaprezentowano w tab. 2 [15].

Tabela 2. Lista wybranych zasobów wraz z atrybutami.

Identyfikator zasobu	Nazwa zasobu	Adres URL
1000	regwiz	/regwiz
1001	Support Desktop	/support
1002	End User Produced View	/athome
1003	Knowledge Base	/kb
1004	Microsoft.com Search	/search
1005	Norway	/norge
1006	misc	/misc
...
1297	Central America	/centroam

Powyższy zbiór danych pozwala na analizę preferencji użytkowników związaną z wyborem odwiedzanych zasobów. Został on wykorzystany do opracowania inteligentnego systemu rekomendacyjnego bazującego na rozmytej mapie kognitywnej, który na podstawie bieżącej aktywności użytkownika wskazywałby (rekomendował) inne zasoby serwisu.

Analiza oraz budowa systemu rekomendacyjnego jako FCM została wykonana za pomocą autorskiego oprogramowania napisanego w języku Java. Oprogramowanie jest w fazie ciągłego rozwoju, a jego główna koncepcja bazuje na budowie i analizie modeli rozmytych map kognitywnych w oparciu o dane historyczne oraz wiedzę ekspertową. Oprogramowanie pozwala m.in. na inicjalizację czynników mapy na podstawie dostępnych danych oraz określenie siły powiązań między nimi z zastosowaniem różnych metod uczenia FCM.

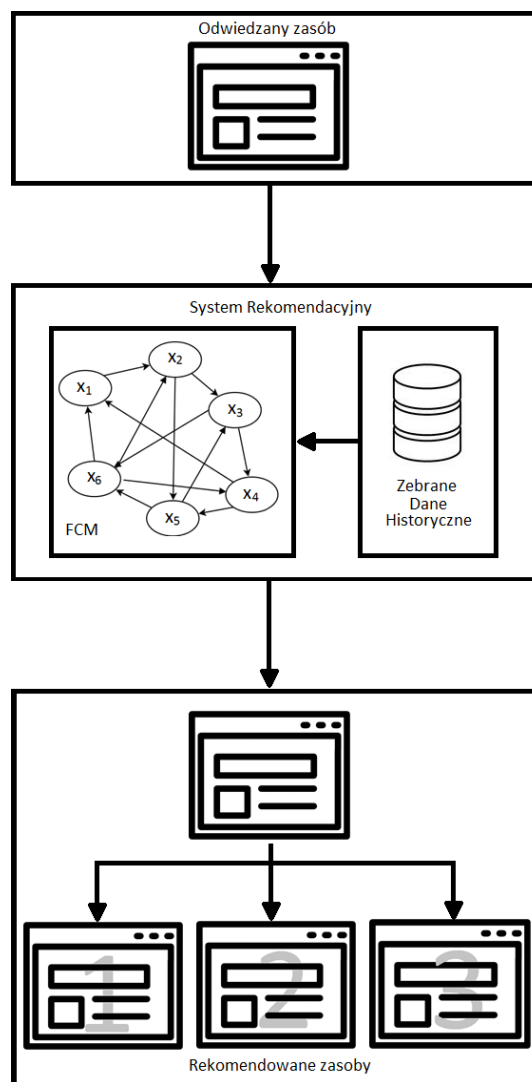
Rys. 2 prezentuje schemat działania inteligentnego systemu rekomendacyjnego.

Danymi wejściowymi dla systemu rekomendacyjnego jest obszar serwisu aktualnie przeglądany przez użytkownika. Odpowiedzią systemu (dane wyjściowe) jest lista zasobów, które mogą interesować użytkownika bardziej niż pozostałe. Źródłem wiedzy dla systemu rekomendacyjnego w formie rozmytej mapy kognitywnej są zebrane dane historyczne. Czynniki FCM odpowiadają zasobom serwisu, a macierz powiązań R reprezentuje zależności między nimi. Wartość powiązania między dwoma zasobami oznacza jak często użytkownik, który odwiedził pierwszy z nich, odwiedzi również drugi. Macierz wag zawiera wartości z przedziału $[-1, 1]$. Wartość -1 oznacza, że żaden użytkownik odwiedzający pierwszy obszar serwisu nie był zainteresowany obszarem drugim. Wartość 1 oznacza, że wszyscy użytkownicy, którzy odwiedzili pierwszy zasób serwisu, odwiedzili również zasób drugi. Wartości z przedziału od 0 do 1 oznaczają proporcję użytkowników, którzy zdecydowali się na odwiedzenie zasobu pierwszego i drugiego w stosunku do wszystkich użytkowników odwiedzających zasób pierwszy.

Dla prezentowanego systemu rekomendacyjnego macierz wag FCM została utworzona w oparciu o analizę danych historycznych. Analiza ta polegała na określeniu ilu użytkowników odwiedziło i -ty i j -ty obszar serwisu.

W pierwszym etapie analizy otrzymano macierz W o wymiarach $n \times n$, gdzie n to liczba zasobów serwisu (czynników zainicjalizowanej mapy). Każdy element macierzy W reprezentuje liczbę użytkowników odwiedzających i -ty i j -ty zasób.

Tab. 3 prezentuje fragment uzyskanej macierzy wraz z identyfikatorami zasobów dodanych w pierwszej kolumnie oraz pierwszym wierszu tabeli.



Rys. 2. Schemat działania inteligentnego systemu rekomendacyjnego

Tabela 3. Macierz W określająca liczbę użytkowników odwiedzających zasoby

Identyfikator zasobu	1000	1001	1002	1003	1004	1005	1006	...	1279
1000	912	300	40	156	213	0	20	...	0
1001	300	4451	232	1806	1589	5	35	...	0
1002	40	232	749	127	244	0	11	...	0
1003	156	1806	127	2968	1281	6	11	...	0
1004	213	1589	244	1281	8463	5	42	...	0
1005	0	5	0	6	5	42	0	...	0
1006	20	35	11	11	42	0	135	...	0
...
1297	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Następnie, na podstawie liczby użytkowników odwiedzających zasoby (macierz W) określono wagi powiązań między zasobami (macierz R), zgodnie z zależnością (4):

$$r_{i,j} = \begin{cases} -1 & \text{dla } w_{i,j} = 0 \text{ oraz } i \neq j \\ 0 & \text{dla } i = j \\ \frac{w_{i,j}}{w_{i,i}} & \text{dla } w_{i,j} > 0 \text{ oraz } i \neq j \end{cases} \quad (4)$$

gdzie: $W = \{w_{i,j}\}$ – macierz określająca liczbę użytkowników odwiedzających zasoby, $w_{i,j}$ – liczba użytkowników odwiedzających i -ty i j -ty zasób, $w_{i,i}$ – liczba użytkowników odwiedzających i -tą stronę, $w_{i,i} \geq w_{i,j}$ dla $\forall i, j = 1, 2, \dots, n$; $R = \{r_{i,j}\}$ – macierz wag powiązań między zasobami (czynnikami);

$r_{i,j}$ – waga relacji między i -tym i j -tym czynnikiem, $r_{i,j} \in [-1,1]$; $i, j = 1, \dots, n$; n – liczba czynników (zasobów).

Uzyskana macierz wag R została zaprezentowana w tab. 4.

Tabela 4. Macierz wag powiązań między czynnikami

Identyfikator zasobu	(X ₁) 1000	(X ₂) 1001	(X ₃) 1002	(X ₄) 1003	(X ₅) 1004	(X ₆) 1005	(X ₇) 1006	...	(X ₂₉₄) 1279
(X ₁) 1000	0.0	0.33	0.04	0.17	0.23	-1.0	0.02	...	-1.0
(X ₂) 1001	0.07	0.0	0.05	0.41	0.36	0.0	0.01	...	-1.0
(X ₃) 1002	0.05	0.31	0.0	0.17	0.33	-1.0	0.01	...	-1.0
(X ₄) 1003	0.05	0.61	0.04	0.0	0.43	0.0	0.0	...	-1.0
(X ₅) 1004	0.03	0.19	0.03	0.15	0.0	0.0	0.0	...	-1.0
(X ₆) 1005	-1.0	0.12	-1.0	0.14	0.12	0.0	-1.0	...	-1.0
(X ₇) 1006	0.15	0.26	0.08	0.08	0.31	-1.0	0.0	...	-1.0
...
(X ₂₉₄) 1297	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	0

Identyfikatory zasobów oraz czynników FCM (X₁-X₂₉₄) zostały zamieszczone w tabeli w postaci pierwszej kolumny oraz pierwszego wiersza. Wartość wagi równa -1 oznacza brak powiązania między i -tym oraz j -tym zasobem – żaden użytkownik odwiedzający i -ty obszar serwisu internetowego nie odwiedził równocześnie zasobu j -tego.

Utworzona macierz wag R , nieliniowy model dynamiki (2) wraz z sigmoidalną funkcją stabilizującą (3) pozwoliły na budowę inteligentnego systemu rekomendacyjnego opartego o FCM.

Dane wejściowe wczytane z dostępnego zbioru danych przekształcono do n -wymiarowego wektora początkowy V (5):

$$V = [v_1, v_2, \dots, v_n]^T \tag{5}$$

gdzie: V – wektor początkowy (inicjalizujący) wartości czynników FCM, $v_i \in \{0, 1\}$, n – liczba zasobów. Czynnikiem modelu reprezentuje odwiedzenie (wyświetlenie) zasobu serwisu internetowego. Wartość $v_i = 1$ oznacza, że i -ty obszar serwisu został odwiedzony przez użytkownika.

Wartości czynników mapy są przeliczane zgodnie z wybranym modelem dynamiki mapy oraz funkcją stabilizującą (6):

$$X_j(t+1) = F \left(X_j(t) + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^n r_{i,j} \cdot X_i(t) \right) \tag{6}$$

gdzie: $X_j(t+1)$ – wartość j -tego czynnika w chwili t , $t = 0, 1, \dots, T$, $X_j(t) \in [0, 1]$, $j = 0, 1, \dots, n$, n – liczba czynników, $F(x)$ – funkcja stabilizująca (3), $r_{i,j}$ – wartość wagi dla czynnika X_i i X_j , $X(0) = V$, V – wektor początkowy.

Wektor V' (7) stanowi odpowiedź systemu na wektor wejściowy V :

$$V' = X(T) \tag{7}$$

gdzie: $X(T)$ – wektor odpowiedzi FCM w chwili T .

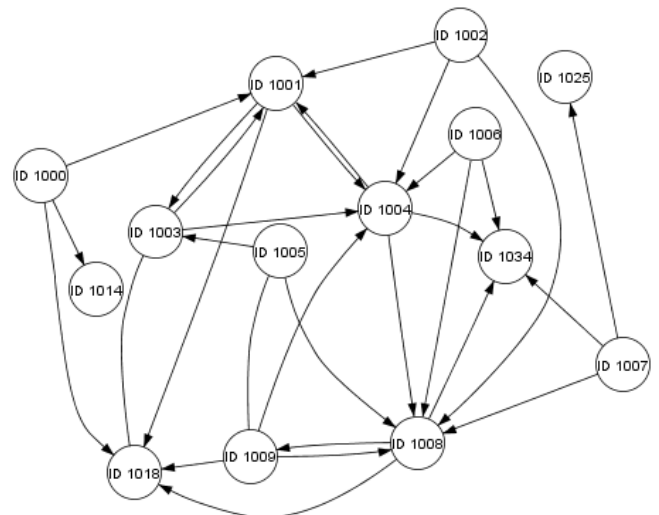
Wartości elementów wektora V' określają powiązanie zasobu podanego w wektorze inicjalizującym V z pozostałymi obszarami serwisu internetowego. Każdy element v'_j reprezentuje wartość powiązania j -tego zasobu serwisu z zasobem i -tym. Im większa wartość v'_j tym j -ty zasób jest mocniej powiązany z zasobem i -tym (podanym w wektorze inicjalizacji V). Oznacza to, że użytkownicy odwiedzający i -ty obszar serwisu, równie często odwiedzają obszar j -ty. Sortując wartości wektora odpowiedzi V' malejąco otrzymamy listę zasobów powiązanych z zasobem głównym.

Tab. 5 przedstawia efekt działania inteligentnego systemu rekomendacyjnego. Dla wybranych obszarów serwisu przedstawiono listę trzech zasobów z nim związanych. W nawiasach podano wartości odpowiedzi FCM (wartości wektora wyjściowego) dla każdego zasobu łącznie z tym, który inicjował odpowiedź mapy.

Rys. 3 obrazuje wynik działania opracowanego systemu dla wybranych zasobów.

Tabela 5. Najczęściej odwiedzane zasoby związane z wybranymi stronami – inteligentny system rekomendacyjny w formie FCM

Identyfikator głównego zasobu	Identyfikator powiązanego zasobu		
	1	2	3
1000(0,993307)	1014(0,885948)	1001(0,838891)	1018(0,802184)
1001(0,993307)	1018(0,90025)	1003(0,885948)	1004(0,858149)
1002(0,993307)	1008(0,858149)	1004(0,838891)	1001(0,824914)
1003(0,993307)	1001(0,954783)	1018(0,930862)	1004(0,895669)
1004(0,993307)	1008(0,759511)	1034(0,740775)	1001(0,721115)
1005(0,993307)	1008(0,785835)	1009(0,785835)	1003(0,668188)
1006(0,993307)	1034(0,90025)	1008(0,885948)	1004(0,824914)
1007(0,993307)	1008(0,912934)	1034(0,759511)	1025(0,622459)
1008(0,993307)	1034(0,920561)	1009(0,768525)	1018(0,75026)
1009(0,993307)	1008(0,939913)	1018(0,832018)	1004(0,802184)



Rys. 3. Graf reprezentujący najczęściej odwiedzane zasoby związane z wybranymi stronami

2.2. Porównawcza analiza statystyczna

W celu oceny efektywności opracowanego systemu rekomendacyjnego zasobów bazującego na rozmytej mapie kognitywnej przeprowadzono analizę statystyczną dostępnych danych. W pierwszym kroku pogrupowano zasoby na grupy zawierające zasób główny oraz zasoby z nim powiązane. Zasoby powiązane oznaczają obszary serwisu, które były wybierane najczęściej przez użytkowników odwiedzających zasób główny.

Dla każdego obszaru serwisu opracowano listę zasobów. Listy te zawierają wszystkie zasoby poza zasobem głównym. Przy każdym zasobie odnotowano ile osób odwiedziło ten zasób, pod warunkiem, że odwiedziło również zasób główny. Powstałe w ten sposób listy zostały posortowane malejąco względem liczby użytkowników, którzy je odwiedzili. Wybierając z posortowanej listy m pierwszych zasobów otrzymujemy liniowo uporządkowaną grupę zasobów powiązanych. Aktualizacja utworzonych list jest ograniczona, sprowadza się do ponownej analizy zebranych danych i utworzeniu nowych list.

Przyjęto, że dla każdego obszaru serwisu zaprezentowane zostaną trzy zasoby powiązane ($m=3$), które mogą być interesujące dla użytkownika odwiedzającego wybrany obszar serwisu. W wierszach tab. 6 znajdują się listy powiązanych obszarów serwisu dla wybranych zasobów głównych.

Pierwsza kolumna tab. 6 zawiera identyfikator obszaru serwisu (zasób główny), a pozostałe kolumny identyfikatory zasobów z nim związanych. W nawiasach podano liczbę użytkowników odwiedzających obszar serwisu. Dla zasobu głównego jest to liczba wszystkich użytkowników odwiedzających ten obszar serwisu, dla zasobów powiązanych jest to liczba użytkowników odwiedzających zarówno zasób główny oraz zasób powiązany.

Tabela 6. Najczęściej odwiedzane zasoby związane z wybranymi stronami – listy zasobów w oparciu o porównawczą analizę statystyczną

Identyfikator głównego zasobu	Identyfikator powiązanego zasobu		
	1	2	3
1000 (912)	1014 (373)	1001 (300)	1018 (254)
1001 (4451)	1018 (1944)	1003 (1806)	1004 (1589)
1002 (749)	1008 (269)	1004 (244)	1001 (232)
1003 (2968)	1001 (1806)	1018 (1534)	1004 (1281)
1004 (8463)	1008 (1977)	1034 (1743)	1017 (1632)
1005 (42)	1008 (11)	1009 (11)	1003 (6)
1006 (135)	1034 (59)	1008 (55)	1004 (42)
1007 (865)	1008 (403)	1034 (203)	1025 (90)
1008 (10836)	1034 (5260)	1009 (2549)	1018 (2390)
1009 (4628)	1008 (2549)	1018 (1472)	1004 (1283)

2.3. Podsumowanie

Porównując dane zawarte w tab. 5 i 6 można stwierdzić, że zarówno statystyczna lista powiązanych zasobów oraz inteligentny system rekomendacyjny w formie FCM wskazują te same najczęściej odwiedzane zasoby (obszary serwisu internetowego).

Ponadto inteligentny system rekomendacji pozwalać na aktualizację list powiązanych zasobów. Może zostać to zrealizowane przez modyfikację macierzy wag na podstawie nowo zebranych danych. Może to zostać zrealizowane poprzez zbudowanie drugiego modelu FCM, a następnie jego połączenie z modelem zbudowanym wcześniej. Połączenie dwóch (lub więcej) modeli FCM wykorzystujących ten sam model dynamiki oraz funkcję stabilizującą sprowadza się do uśrednienia macierzy wag. Dzięki temu nie jest wymagana ponowna analiza wszystkich zebranych danych, co może w znacznym stopniu ułatwić rozbudowę opracowanego systemu rekomendacyjnego zasobów.

3. Wnioski

Opracowany inteligentny system rekomendacyjny umożliwia rekomendację zasobów serwisu internetowego dla użytkownika indywidualnego na podstawie odwiedzanej części serwisu. System został zbudowany w formie rozmytej mapy kognitywnej za pomocą autorskiego oprogramowania opracowanego w języku Java. Implementacja systemu w postaci rozmytej mapy kognitywnej ułatwia jego aktualizację w oparciu o nowo zebrane dane. Przedstawiony został model rozmytej mapy kognitywnej oraz jego własności. Krótko omówiono tradycyjne metody uczenia powszechnie stosowane oraz opisano opracowaną metodę budowy rozmytej mapy kognitywnej bazującą na analizowanym zbiorze danych historycznych.

Zaprezentowano wybrane wyniki działania opracowanego systemu, które potwierdzają dostateczną efektywność zastosowania rozmytej mapy kognitywnej jako systemu rekomendacyjnego zasobów.

Literatura

- [1] Ahmadi S., Alizadeh S., Forouzi N., Yeh C., Martin R. L., Papageorgiou E.: ICLA: Imperialist Competitive Learning Algorithm for Fuzzy Cognitive Map. Proceedings of the 2014 IEEE International Conference on Fuzzy Systems (FUZZ-IEEE), Beijing, China, 2014.
- [2] Axelrod R.: Structure of Decision: The Cognitive Maps of Political Elites. Princeton University Press, Princeton, New York 1976.
- [3] Froelich W., Juszczyk P.: Predictive Capabilities of Adaptive and Evolutionary Fuzzy Cognitive Maps – A Comparative Study. Nguyen N.T., Szczerbicki E. (eds.): Intel. Sys. for Know. Management, SCI 252, Springer-Verlag, Heidelberg 2009, 153–174.

- [4] Froelich W., Papageorgiou E.I.: Extended Evolutionary Learning of Fuzzy Cognitive Maps for the Prediction of Multivariate Time-Series. Papageorgiou E.I.: Fuzzy Cognitive maps for Applied Sciences and Engineering – From fundamentals to extensions and learning algorithms. Springer, Intelligent Systems Reference Library 54, 2014, 121–131.
- [5] Kannappan A., Papageorgiou E.: A new classification scheme using artificial immune systems learning for fuzzy cognitive mapping. Fuzzy Systems (FUZZ), 2013 IEEE International Conference, 2013, 1–8.
- [6] Kosko B.: Fuzzy cognitive maps. International Journal of Man-Machine Studies 24(1)/1986, 65–75.
- [7] Lee K.C., Lee W.J., Kwon O.B., Han J.H., Yu P.I.: Strategic planning simulation based on fuzzy cognitive map knowledge and differential game. Simulation 71(5)/1998, 316–327.
- [8] Kubuś L., Poczęta K.: Learning Fuzzy Cognitive Maps using Evolutionary Algorithms – a comparative study. Transcom Proceedings 2015 section 3, 9–14.
- [9] Papageorgiou E.I., Parsopoulos K.E., Stylios C.S., Groumos P.P., Vrahtis M.N.: Fuzzy Cognitive Maps Learning Using Particle Swarm Optimization. Journal of Intelligent Information Systems 25(1)/2005, 95–121.
- [10] Poczęta K., Yastrebov A.: Analysis of Fuzzy Cognitive Maps with Multi-Step Learning Algorithms in Valuation of Owner-Occupied Homes. IEEE International Conference on Fuzzy Systems (FUZZIEEE), Beijing, China, 2014, 1029–1035.
- [11] Słoń G.: Application of Models of Relational Fuzzy Cognitive Maps for Prediction of Work of Complex Systems. 13th International Conference ICAISC 2014, Zakopane 2014, 307–318.
- [12] Stach W., Kurgan L., Pedrycz W.: Data-Driven Nonlinear Hebbian Learning Method for Fuzzy Cognitive Maps. IEEE Int. Conf. on Fuzzy Systems (FUZZ-IEEE), 2008, 1975–1981.
- [13] Stach W., Kurgan L., Pedrycz W., Reformant M.: Genetic learning of fuzzy cognitive maps. Fuzzy Sets and Systems 153(3)/2005, 371–401.
- [14] Stach W., Pedrycz W., Kurgan L.A.: Learning of fuzzy cognitive maps using density estimate. IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybernetics Part B, 42(3)/2012, 900–912.
- [15] Breese J.S., Heckerman D., Kadie C.M.: Anonymous Microsoft Web Data Set, <http://mlr.cs.umass.edu/ml/datasets/Anonymous+Microsoft+Web+Data>, [16.04.2016]

Prof. dr hab. Aleksander Jastrzebow
e-mail: a.jastrzebow@tu.kielce.pl

Prof. dr hab. Aleksander Jastrzebow jest profesorem zwyczajnym w Katedrze Systemów Informatycznych Politechniki Świętokrzyskiej w Kielcach. Jest autorem oraz współautorem ponad 250 publikacji naukowych. Jego zainteresowania naukowe obejmują diagnostykę, sztuczną inteligencję, automatykę, zastosowania informatyki.



Mgr inż. Łukasz Kubuś
e-mail: l.kubus@tu.kielce.pl

Mgr inż. Łukasz Kubuś jest doktorantem na Politechnice Świętokrzyskiej w Kielcach. Jest autorem oraz współautorem 4 publikacji naukowych. Jego zainteresowania naukowe obejmują sztuczną inteligencję, algorytmy ewolucyjne, rozmyte mapy kognitywne oraz uczenie maszynowe.



Dr inż. Katarzyna Poczęta
e-mail: k.piotrowska@tu.kielce.pl

Dr inż. Katarzyna Poczęta jest adiunktem w Katedrze Systemów Informatycznych Politechniki Świętokrzyskiej w Kielcach. Jest autorem oraz współautorem 32 publikacji naukowych. Jej zainteresowania naukowe obejmują systemy wspomagania decyzyjnego, rozmyte mapy kognitywne, uczenie maszynowe oraz predykcję szeregów czasowych.



DOI: 10.5604/01.3001.0010.7367

KSZTAŁTOWANIE SZTUCZNEJ KOMORY ORAZ NAPĘDU MIKROPOMPY PULSACYJNEJ DO PRZETACZANIA KRWI

Sebastian Bartel

Politechnika Śląska w Gliwicach, Katedra Mechatroniki

Streszczenie. W niniejszym artykule zaprezentowano przykłady laminarnie przepływowych oraz pulsacyjnych urządzeń wspomagających pracę ludzkiego serca oraz całkowicie sztucznych serc. Przykłady tych urządzeń rozpatrywane były pod kątem modelowania kształtu sztucznych komór krwi oraz napędu elektromagnetycznego tych urządzeń. Opisano ogólną zasadę działania oraz wady i zalety wynikające z budowy danej konstrukcji.

Słowa kluczowe: sztuczna komora krwi, napęd elektromagnetyczny, mikropompa, sztuczne serce

MODELING OF THE ARTIFICIAL BLOOD CHAMBER AND THE MICROPUMPS PULSATILE DRIVE FOR BLOOD TRANSFUSION

Abstract. This article presents examples of laminar blood flow and pulsatile blood flow devices for human heart assist and the total artificial hearts. The presented examples of these heart assist devices were considered for modeling the shape of the artificial blood chamber, and the electromagnetic drive of these devices. This article describes the general principle of artificial heart devices and his advantages and disadvantages resulting from the construction.

Keywords: artificial blood chamber, electromagnetic drive, micropump, artificial heart

Wstęp

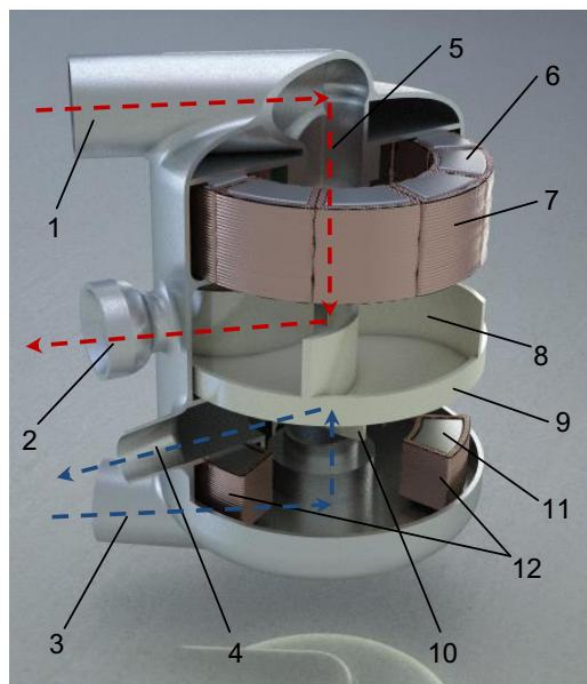
W niniejszym artykule przedstawione zostaną przykłady urządzeń wspomagających bądź całkowicie zastępujących ludzkie serce pod kątem ukształtowania komór sztucznych serc do przetaczania krwi. W tego typu konstrukcjach występują dwa rodzaje napędu: napęd pulsacyjny napędzany pneumatycznie lub elektromagnetycznie, napęd wirowy osiowo przepływowy lub wirowy centryfugalny.

Dla urządzeń do pulsacyjnego przetaczania krwi stosuje się sztuczne komory tłoczące (przetaczające) krew o zmiennej geometrii i objętości. Objętość komory przetaczającej krew w przypadku napędów pneumatycznych determinowana jest poprzez elastyczną membranę oddzielającą wewnątrz komory dwa obiegi; jeden obieg przetaczanej krwi oraz drugi obieg tłoczonego medium będącego najczęściej cieczą o odpowiednich parametrach hydraulicznych. W przypadku pulsacyjnych urządzeń o napędzie elektromagnetycznym sztuczna komora może być modelowana w dowolny sposób bez ograniczeń związanych z dodatkowym obwodem hydraulicznym, który w tym przypadku nie występuje. Przykłady modelowanych komór oraz ich napędów zostaną szerzej omówione w następujących rozdziałach tego artykułu. Natomiast ostatnią grupą urządzeń sztucznych serc są to urządzenia o napędzie wirowym osiowo przepływowym oraz centryfugalnym przy których komory przetaczające krew posiadają stałą objętość, a objętość przetaczanej krwi determinowana jest poprzez regulację prędkości obrotowej wirnika [4].

1. Rotacyjne urządzenia sztucznych serc o dwóch komorach do przetaczania krwi

Ukształtowanie sztucznych komór w urządzeniach rotacyjnych do przetaczania krwi zaprezentowano na przykładzie urządzenia BiVACOR Total Artificial Heart opracowanej przez Texas Heart Institute. Urządzenie to jest przykładem sztucznego serca przetaczającego krew w dwóch układach krwionośnych, układu małego krążenia (układ płucny) oraz dla dużego układu krążenia (układ krążenia ciała). W konstrukcji BiVACOR możemy scharakteryzować dwie odseparowane od siebie sztuczne komory przetaczające krew do układów krwionośnych oraz pojedynczy wirnik. Dzięki charakterystycznie ukształtowanym łopatom wirnika możliwe jest niezależne przetaczanie dla dwóch systemów krążenia. Kształt tych łopatek został tak dobrany aby wirnik przy stałej prędkości obrotowej generował dwa różne objętości wyrzutowe dla omawianych komór. Wykorzystując tego typu budowę wirnika możemy indywidualnie dobrać przepływ krwi dla dużego i małego układu krążenia [2].

Szczegółowy opis budowy oraz opis działania omawianego urządzenia przedstawiono na poniższym rysunku (rys. 1). Wlot komory przetaczającej krew w układzie dużego krążenia oznaczono jako (1) a krew zasysana jest do wnętrza komory poprzez kanał doprowadzający (5) który separuje krew od układu napędowego; natomiast wylot komory z którego krew jest wyrzucana do krwioobiegu oznaczono numerem (2). Dla komory przetaczającej krew w układzie płucnego krążenia wlot i wylot oznaczono odpowiednio numerem (3) i (4). Wspólny wirnik obu komór przedstawiono jako (9) a charakterystycznie uformowane łopaty wytłaczające krew z komory dużego oraz małego układu krążenia opisano odpowiednio numerem (8) i (10). Przetaczanie krwi w tych komorach dla tego typu konfiguracji wirnika generuje dwie różne objętości wyrzutowe krwi, a w tego typu konstrukcji pompy wirowej odbywa się to na zasadzie siły odśrodkowej wirującego wirnika wyrzucającej krew do krwioobiegu. Łopaty wirnika komory dużego układu krążenia zawierają magnesy neodymowe które dzięki odpowiedniemu wysterowaniu uzwojeń stojana wprowadzają wirnik w ruch obrotowy. Uzwojenia stojana oraz rdzeń stojana oznaczono odpowiednio jako (7) i (6).



Rys. 1. BiVACOR Total Artificial Heart centryfugalna pompa rotacyjna z dwiema odseparowanymi komorami do przetaczania krwi

Łopaty wirnika komory małego układu krążenia również posiadają magnesy neodymowe w swojej strukturze które służą do łożyskowania wirnika. W tej konstrukcji zastosowano zjawisko lewitacji magnetycznej do stabilizacji położenia wirnika oraz łożyskowania wirnika. Efekt ten uzyskuje się dzięki odowiedniemu umiejscowieniu magnesów neodymowych w omawianych łopatach wirnika oraz układowi odpowiednio rozmieszczonych trzech elektromagnesów umiejscowionych w dolnej części sztucznego serca, tak aby wirnik lewitował między elektromagnesami a stojanem napędu. Uzwojenia oraz rdzenie elektromagnesów lewitacji magnetycznej wirnika oznaczono odpowiednio jako (12) oraz (11). Kierunki przetaczanej krwi dla obu komór przedstawiono za pomocą czerwonej przerywanej strzałki dla komory dużego krwioobiegu oraz niebieskiej przerywanej strzałką dla małego krwioobiegu.

2. Pulsacyjne urządzenia sztucznych serc o różnych kształtach komór do przetaczania krwi

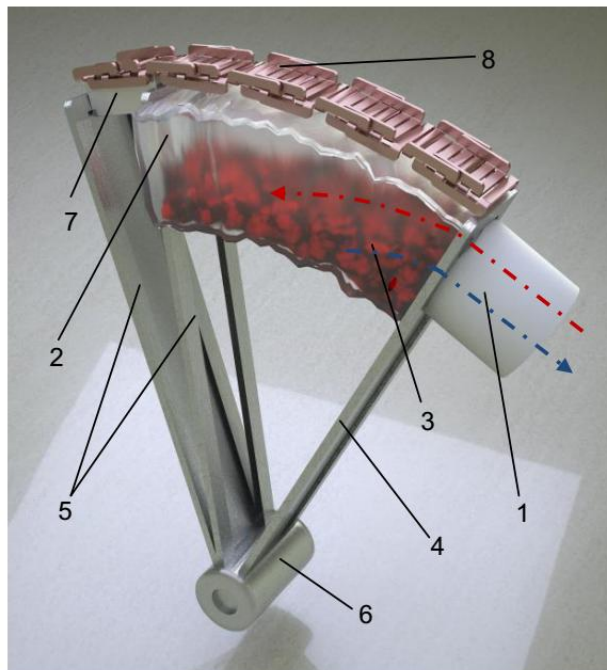
W tej części artykułu omówione zostaną przykłady urządzeń typu TAH (ang. *Total Artificial Heart*) o pulsacyjnym charakterze przetaczanej krwi. Przykłady te będą rozpatrywane pod kątem ukształtowania geometrii sztucznych komór krwi oraz ich umiejscowienia w ogólnej konstrukcji urządzenia. Opisana zostanie również budowa oraz zasada działania dla poszczególnych propozycji sztucznych serc. Wszystkie z poniżej omawianych przypadków urządzeń typu TAH charakteryzują niewielkimi gabarytami (równą bądź mniejszą gabarytem ludzkiego serca), pulsacyjnym charakterze przetaczanej krwi oraz elektromagnetycznym napędzie. Zaletą takiego napędu oraz przewagą konstrukcyjną nad pneumatycznie napędzanymi urządzeniami typu TAH, jest wyeliminowanie dodatkowych przewodów hydraulicznych. Przewody te zawierają medium (najczęściej ciecz) transportujące energię hydrauliczną generowaną z umiejscowionej poza ustrojem pompy do umiejscowionej we wnętrzu ciała sztucznego serca.

Dzięki zastosowaniu napędu elektromagnetycznego wyeliminowano opisany powyżej dodatkowy układ hydrauliczny, który wymaga ciężkiego zewnętrznego oprzyrządowania oraz stwarza dodatkowe zagrożenie dla życia pacjenta w przypadku rozszczelnienia się układu bądź też awarii tego układu.

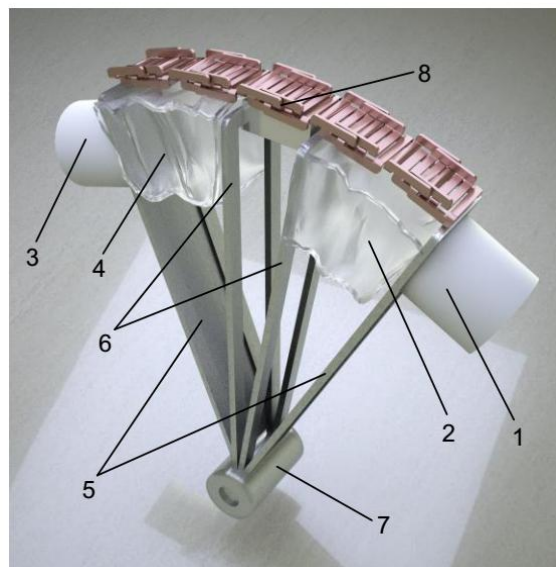
Pierwszym przykładem omawianych sztucznych serc z elektromagnetycznym napędem oraz pulsacyjnym charakterze przetaczanej krwi, jest przedstawiona na rysunku (rys. 2) mikropompa pulsacyjna o zmodyfikowanej geometrii sztucznej komory oznaczonej jako (2). Numerem (3) oznaczono w postaci symbolicznie przetaczaną krew wypełniającą sztuczną komorę. Komora w swojej pierwotnej koncepcji posiadała kształt części cylindra o przekroju wycinka koła. Szczegółowy opis budowy oraz kształtu sztucznej komory w jej pierwotnej koncepcji opisany został w artykule pt.: *“The influence of the micropump’s winding shape and magnetic circuit configuration on the generated electromagnetic torque characteristic. Part I: FEM analysis”* [1].

Modyfikacja geometrii komory krwi miała na celu redukcję objętości komory do objętości wyrzutowej ludzkiego serca, czyli objętości równej 75 ml. W końcowej fazie uformowanie kształtu mieszka tak aby nie zawierał on obszarów w których mogła by się gromadzić i zalegać krew, co w przypadku sztucznych serc jest zjawiskiem bardzo niekorzystnym ze względu na silną krzepnięwość krwi. Ostateczny kształt komory mikropompy uzyskano poprzez modyfikację przekroju komory tak aby kształt przekroju oraz jego pole powierzchni zbliżone było do przekroju otworu wylotowego. Zabieg tego rodzaju minimalizuje zaleganie krwi w obszarze wokół wylotowym sztucznego serca. W tej zmodyfikowanej konstrukcji możemy także wymienić elementy które nie podlegały modyfikacji, czyli takich jak: Wlot/wylot sztucznej komory oznaczony jako numerem (1); część nieruchomą oraz część ruchomą oznaczono kolejno numerami (4) i (5) a łożysko łączące te dwa elementy oznaczono jako (6); natomiast napęd urządzenia umiejscowiony jest w jego górnej części, gdzie numerem (7)

oznaczono wirnik w postaci magnesu trwałego oraz uzwojenia stojana jako (8). Dla lepszej wizualizacji wewnętrznej struktury napędu, usunięto z rysunku górne jarzmo magnetyczne oraz część zewnętrznej obudowy. Kierunek przepływu krwi w tego typu konstrukcji determinują sztuczne zastawki, gdzie na rysunku zaznaczono czerwoną przerywaną strzałką kierunek krwi zasysanej do komory, a dla krwi włączanej do krwioobiegu niebieską przerywaną strzałką.



Rys. 2. Mikropompa pulsacyjna napędzana elektromagnetycznie o zmienionej geometrii sztucznej komory do przetaczania krwi

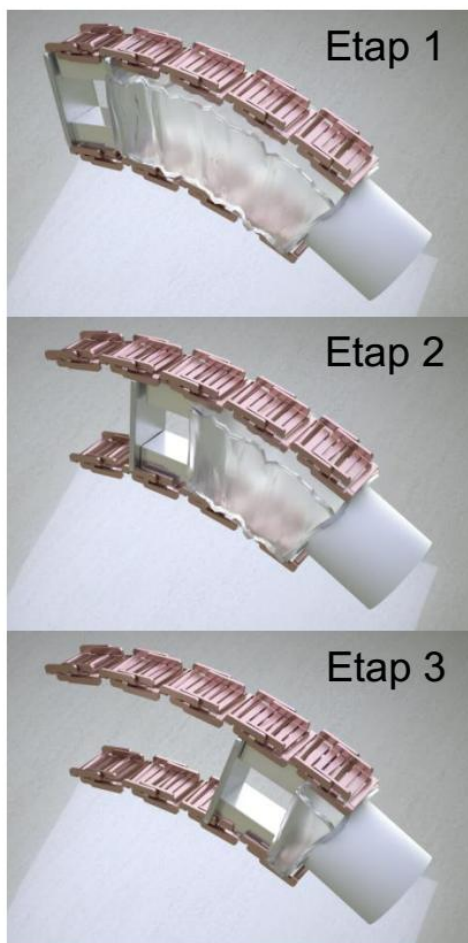


Rys. 3. Mikropompa pulsacyjna napędzana elektromagnetycznie o dwóch sztucznych komorach do przetaczania krwi

Na powyższym rysunku (rys. 3) przedstawiono kolejny przykład zastosowania tego rodzaju konstrukcji sztucznego serca, którą wyposażono w dodatkową komorę. Tego rodzaju podejście do omawianego zagadnienia pozwala zwiększyć funkcjonalność mikropompy pulsacyjnej. W odróżnieniu do poprzednio omawianej koncepcji wyszczególnić możemy dwa zestawy sztucznych komór oraz ich wlotów/wylotów. Prawą komorę oraz jej wlot/wylot opisano odpowiednio numerem (2) oraz (1), natomiast lewy zestaw odpowiednio numerem (4) i (3). Elementy konstrukcji sztywnej (nieruchomej) oraz konstrukcji ruchomej z wirnikiem oznaczono odpowiednio jako (5) i (6), łożysko łączące

te dwa elementy oznaczono numerem (7). Numerem (8) oznaczono uzwojenia stojana w tej samej konfiguracji co w przypadku pierwszym. W takiej konstrukcji możliwe jest w czasie pełnego jednego wychylenia wirnika wykonać dwa cykle przetaczania. W momencie wychylania się wirnika jedna komora zaczyna być napełniana krwią poprzez system zastawek, a druga komora w tym czasie tłoczy krew do układu krwionośnego. Gdy wirnik jest w pozycji maksymalnego wychylenia, to pojemność komory zasysającej krew jest maksymalna i wynosi 75 ml, natomiast objętość komory włączającej jest minimalna a cała krew wyrzucona zostaje do krwioobiegu. Następnie do zakończenia pełnej ewolucji cyklu hemodynamicznego, wirnik wraca do pozycji bazowej (minimalnego wychylenia). Podczas powrotu wirnika następuje odwrócenie kierunku przetaczania, gdzie komora o minimalnej objętości zaczyna być wypełniana krwią, a komora o maksymalnej objętości zaczyna włączać krew do krwioobiegu poprzez system zastawek. Dla lepszej wizualizacji na rysunku (rys. 3) przedstawiono wirnik w jego środkowej pozycji wychylenia, gdzie objętości obu komór są sobie równe.

Ostatni przykład omawiany w artykule przedstawia nowatorską konstrukcję mikropompy pulsacyjnej z jedną sztuczną komorą oraz podwójnym układem napędowym, którego celem jest zwiększenie siły wychylenia a tym samym zwiększeniu ciśnienia wylotowego przetaczanej krwi.



Rys. 4. Mikropompa pulsacyjna napędzana elektromagnetycznie o jednej sztucznej komorze oraz podwójnym układzie napędowym

Na powyższym rysunku dla tego tej konstrukcji wyszczególnić możemy pojedynczą komorę oraz jej wlot/wylot, podwójny układ uzwojeń stojana oraz wirnik wyposażony w dwa magnesy trwale połączone ze sobą na sztywno. W tej zmienionej koncepcji wirnik nie wykonuje ruchu obrotowego tylko na zasadzie silnika liniowego ruch posuwisty. Na rysunku przedstawiono trzy etapy pojedynczej ewolucji cyklu sercowego:

- W etapie pierwszym objętość komory jest maksymalna i wynosi 75 ml, a komora napełniona jest krwią. Wirnik w tej fazie jest w pozycji bazowej.

- Następnie w etapie drugim wirnik przemieszcza się do pozycji środkowej i tym samym zmniejsza objętość komory co generuje ciśnienie wyrzutowe przetaczanej krwi, a krew zaczyna być włączana do krwioobiegu.
- W ostatnim trzecim etapie wirnik osiąga maksymalne położenie a krew ze sztucznej komory jest całkowicie wyrzucona do krwioobiegu. Po tym etapie następuje odwrócenie kierunku przemieszczania się wirnika co skutkuje ponownym napełnieniem sztucznej komory.

Zastosowanie podwójnego układu napędowego umożliwiło wyeliminowanie łożyska łączącego część ruchomą z częścią nieruchomą tak jak to przedstawiono na poprzednich przykładach. Rezygnacja z łożyska pozwala na zwiększenie niezawodności mikropompy oraz zmniejszenie masy i gabarytów całej konstrukcji.

3. Podsumowanie

Omawiane przykłady urządzeń wspomagających pracę ludzkiego serca lub urządzeń całkowicie zastępujących żywy organ przedstawiają różnicowanie w podejściu konstrukcyjnym do tego typu problematyki. Opisane zostały urządzenia o wirowym i ciągłym charakterze przetaczanej krwi, oraz urządzeń o pulsacyjnym charakterze przetaczanej krwi. Rotacyjne pompy krwi charakteryzują się prostą budową niewielkimi gabarytami oraz laminarnym przepływie krwi. Generowany przez te urządzenia ciągły przepływ krwi powoduje u pacjenta niewyczuwalny lub całkowity brak tętna, co w przypadku omdleń może skutkować złą diagnozą osoby ratującej pacjenta.

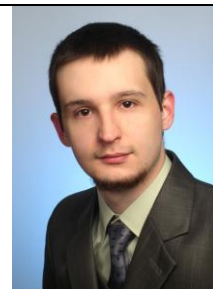
Przedstawione przykłady sztucznych serc o napędzie elektromagnetycznym oraz pulsacyjnym charakterze przetaczanej krwi składają się z trzech podstawowych elementów: sztucznej komory wykonanej z elastycznego, biokompatybilnego polimeru; wlotu/wylotu z zestawem sztucznych zastawek, oraz napędu elektromagnetycznego. Urządzenia pulsacyjne mają tą zaletę nad urządzeniami wirowymi, że generują puls wyczuwalny u pacjenta. Ma to też tą zaletę, że w przypadku wspomagania ludzkiego serca, mięsień sercowy potrafi się regenerować. Urządzenia te w świecie bioinżynierów są słabo rozwijane, a zakres możliwości rozwoju jest bardzo duży. Przytoczone w artykule mikropompy pulsacyjne napędzane elektromagnetycznie zostały opatentowane patentem o numerze P.413744.

Literatura

- [1] Bartel S., Trawiński T.: The influence of the micropump's winding shape and magnetic circuit configuration on the generated electromagnetic torque characteristic. Part I: FEM analysis. *Przebieg Elektrotechniczny*, 92(5)/2016, 240–244
- [2] <http://www.texasheart.org> [1.10.2016].
- [3] Konieczny G., Pustelny T., Satkiewicz M., Gawlikowski M.: Optoelectronic system for the determination of blood volume in pneumatic heart assist devices. *BioMedical Engineering OnLine* 14/2015, 113 [DOI: 10.1186/s12938-015-0111-8].
- [4] Ramachandran D.P., Luo C., Ma T.S., Clark J.W.: Modeling Study of the Failing Heart and its Interaction with an Implantable Rotary Blood Pump. *Engineering in Medicine and Biology Society, EMBC, Annual International Conference of the IEEE, Boston, Massachusetts, USA, 2011*, 2403–2409.
- [5] Trawiński T., Bartel S.: Mikropompa pulsacyjna napędzana elektromagnetycznie. Patent P.413744, Politechnika Śląska. 2015.

Mgr inż. Sebastian Bartel
e-mail: sebastian.bartel@opsl.pl

Sebastian Bartel urodzony 24 lutego 1983. Ukończył studia na Wydziale Elektrycznym Kierunku Elektrotechnika o specjalizacji Systemy Mechatroniczne. Opiekunem naukowym jest dr hab. inż. Tomasz Trawiński.



UKŁAD STEROWANIA MAŁĄ ELEKTROWNIĄ WIATROWĄ Z GENERATOREM ASYNCHRONICZNYM

Kamil Moźdzynski¹, Tomasz Gajowik¹, Krzysztof Rafał², Mariusz Malinowski¹

¹Politechnika Warszawska, Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej, ²Politechnika Warszawska, Instytut Techniki Ciepłej

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 obrotu 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 prędkości obrotowej wirnika. Dodatkowo porządana jest

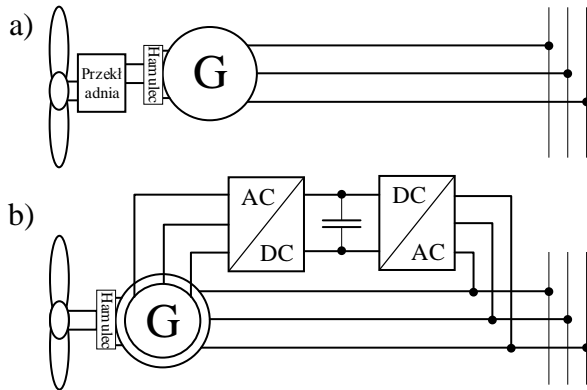
możliwość dołączenia zasobnika energii. W rezultacie jedynie sprzężenie obrotu stojana z siecią poprzez przekształtnik AC-DC-AC spełnia wymienione wymagania.

Wykorzystanie generatora asynchronicznego w każdym przypadku wymaga dodatkowej aparatury wspomagającej proces wytwarzania energii elektrycznej. Wynika to przede wszystkim z braku wewnętrzznego wzbudzenia generatora, co komplikuje procedurę zatrzymania elektrowni w warunkach nadmiernej prędkości wiatru. W małych elektrowniach wiatrowych zazwyczaj nie stosuje się regulacji kąta nachylenia łopatek względem kierunku strumienia wiatru celu regulacji prędkości obrotowej turbiny. Natomiast alternatywę stanowi ster kierunku gondoli, który ustawia płaszczyznę obrotu łopatek turbiny równoległe 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 obrotu 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 zaimplementowany w pojedynczym układzie przekształtnikowym zarządzającym pracą wszystkich elementów systemu. W pierwszej kolejności przedstawiono zbiór zagadnień związanych z kolejnymi stopniami przetwarzania energii oraz wzbudzenia 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 zminima-

lizowano 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.



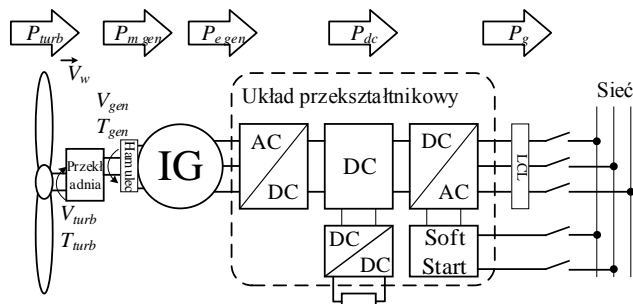
Rys. 1. Metody sprzężenia generatora asynchronicznego z siecią elektroenergetyczną: a) bezpośrednie, b) generator asynchroniczny pierścieniowy

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

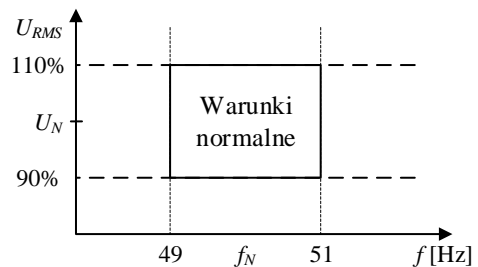
Warunki działania elektrowni wiatrowej uzależnione są od czynników wewnętrznych systemu takich jak stan techniczny poszczególnych elementów systemu oraz czynników zewnętrznych: prędkość wiatru V_w i stan napięcia sieci U_g .

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 łopaty 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	Stala 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]. Ścisłe określają nominalne warunki dla wartości parametrów napięcia sieciowego. Wykroczenie poza przez zdefiniowany okres czasu, musi skutkować natychmiastowym odłączeniem systemu od sieci.

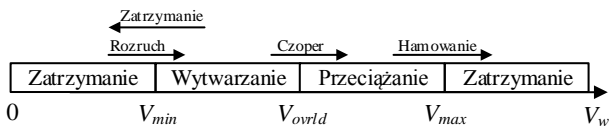


Rys. 3. Zakres pracy sieciowego układu przekształtnikowego

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 beczynności 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.

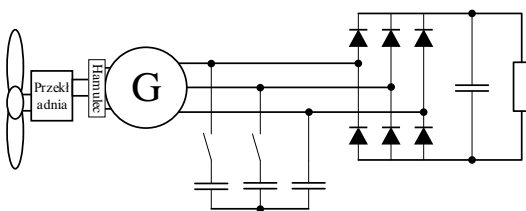
Dłuższe przeciążenie układu przekształtnikowego lub przekroczenie i ciągłe utrzymanie prędkości wiatru powyżej prędkości maksymalnej powoduje uruchomienie procedury hamowania turbiny. Łopaty w małych elektrowniach wiatrowych w większości przypadków nie posiadają kąta nachylenia, w rezultacie rozpędzenie 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 równoległe 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 zewnętrznym napędzany, można wykorzystać dwie możliwości wzbudzenia: poprzez dołączenie baterii kondensatorów włączonych równoległe 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].

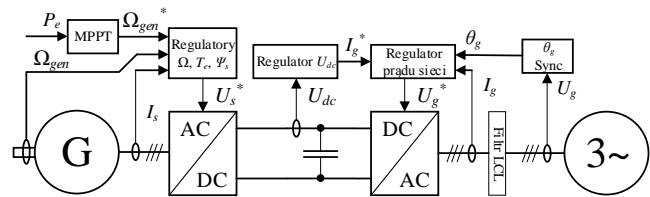


Rys. 5. Schemat układu samowzbudnego generatora asynchronicznego klatkowego

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 przepływnie 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

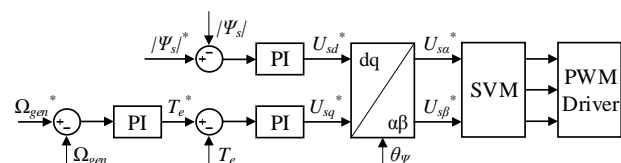
3.1. Regulacja prędkości turbiny

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 połowo (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.

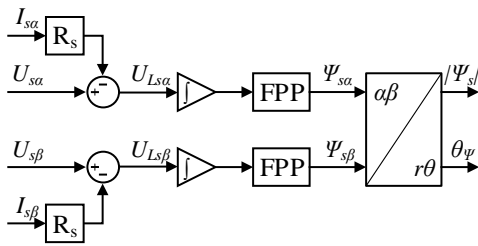
W pracy generatorowej zakres niskich prędkości jest pomijany, ze względu na minimalną prędkość wiatru potrzebną rozruchu generatora. Również dynamika zmian prędkości obrotowej jest mała ze względu na duży moment bezwładności turbiny J_{turb} .

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:

$$T_e = \frac{3}{2} p_b \Psi_s I_q \quad (1)$$



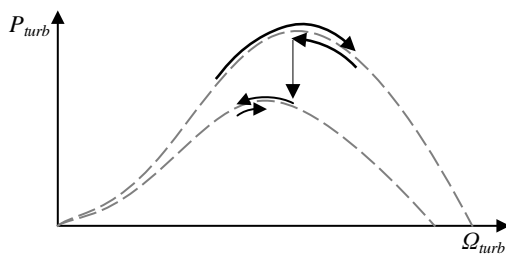
Rys. 7. Schemat blokowy metody bezpośredniego sterowania momentem DTC-SVM



Rys. 8. Schemat blokowy estymatora strumienia i momentu elektromagnetycznego

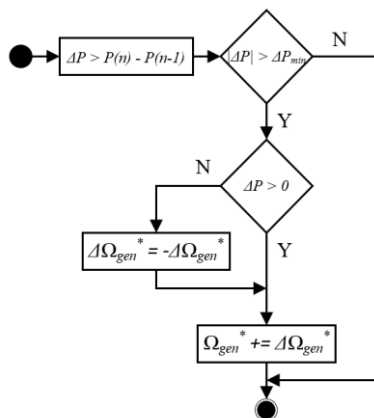
3.2. Śledzenie maksymalnego punktu mocy

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 danego kierunku zmian prędkości obrotowej. Moc generatora P_e wyznaczana jest na podstawie składowych $\alpha\beta$ prądów i napięć stojana według zależności (2).



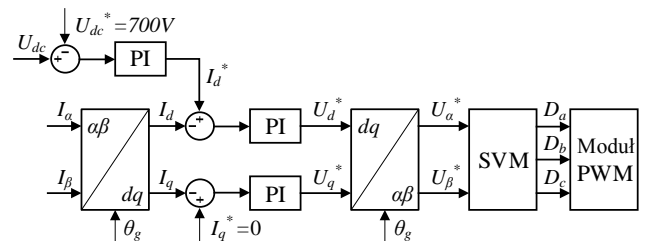
Rys. 10. Algorytm inkrementalnego śledzenia maksymalnego punktu mocy

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 zmieniający 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 szумы, 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.

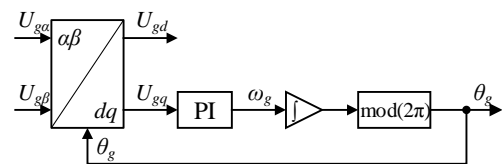
$$P_e = 1.5(U_{sa}I_{sa} + U_{sb}I_{sb}) \tag{2}$$

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 (Voltage Oriented Control – VOC) [15] (rys. 11). Metodę cechuje bardzo dobra dynamika regulacji i prostota sterowania. Regulacja prądu odbywa się w wirującym układzie 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 [15].



Rys. 11. Metoda sterowania prądem sieci zorientowana napięciowo

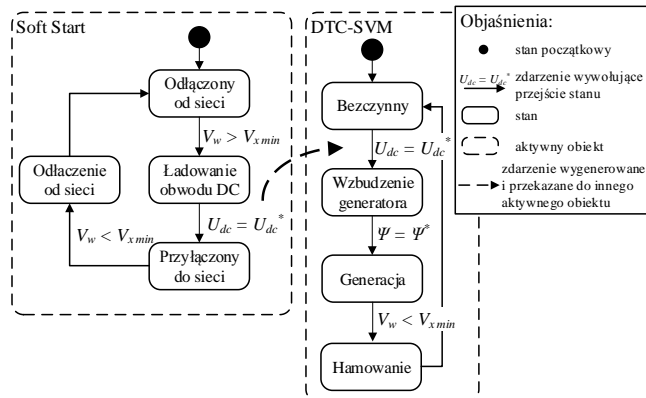


Rys. 12. Schemat blokowy układu śledzenia kąta fazowego SRF-PLL

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 modułowy, 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 zmiennie-przecinkową taktowane częstotliwością 90 MHz. Parametry generatora zaprezentowano w tabeli 2, a parametry układu przekształtnikowego w tabeli 3.

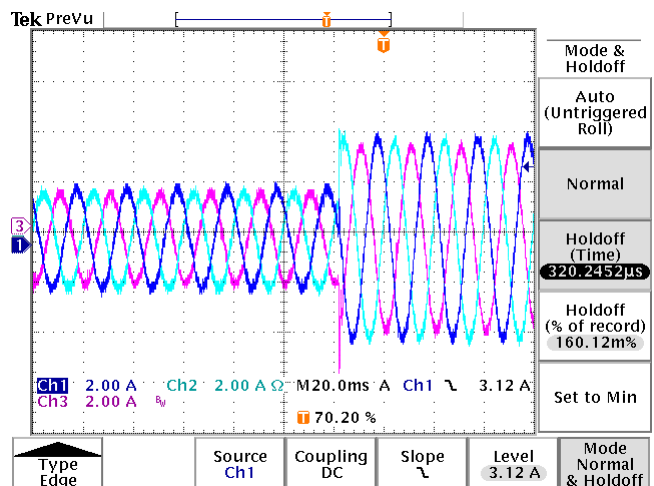
Rysunek 14 przedstawia odpowiedź sterowania prądu sieci na skokową zmianę wartości zadanej I_d . Natomiast rysunek 15 przedstawia odpowiedź prądu generatora I_s na skokową zmianę momentu. Zaprezentowane wyniki potwierdzają dobrą dynamikę układu sterowania, który używa proste w implementacji i mało złożone struktury sterowania. Rysunek 16 przedstawia fotografię systemu sprzęgającego generator indukcyjny z siecią elektroenergetyczną.

Tabela 2. Parametry generatora asynchronicznego klatkowego Siemens IAV1164C

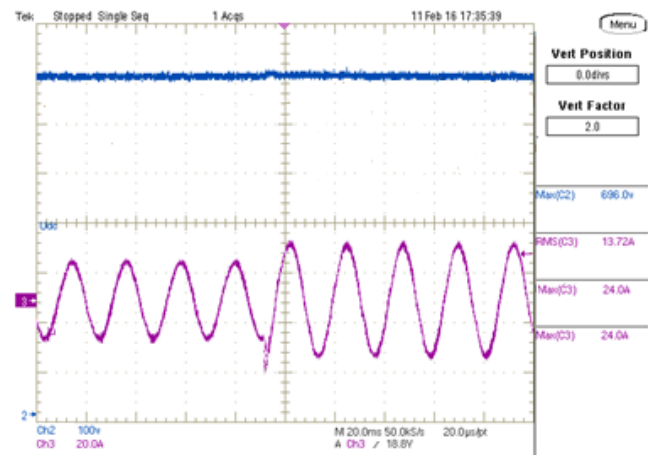
Parametr	Symbol	Wartość
Moc	P_N	11 kW
Napięcie znamionowe	U_N	690 V
Prąd znamionowy	I_N	13,9 A
Prędkość znamionowa	n_N	965 obr/min
Współczynnik mocy	$\cos \varphi$	0,77
Rezystancja stojana	R_s	1,25 Ω

Tabela 3. Parametry układu przekształtnikowego i filtra sieciowego

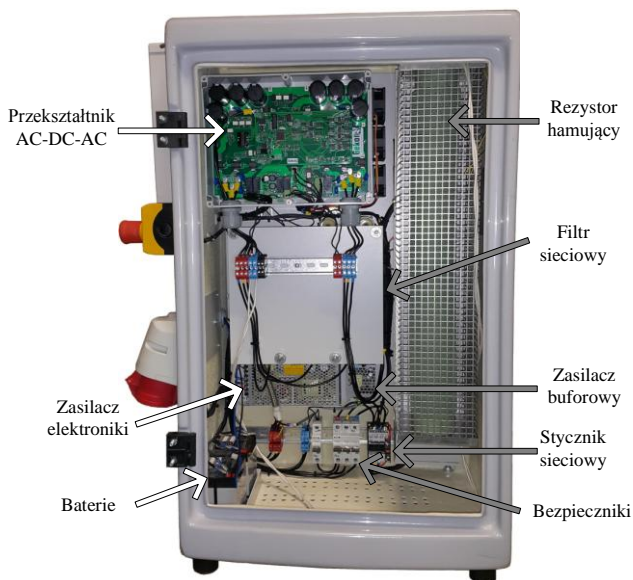
Parametr	Symbol	Wartość
Napięcie obwodu pośredniczącego	U_{dc}	700 V
Prąd maksymalny modułów IGBT	$I_{IGBT\ max}$	50 A
Temperatura maksymalna modułów IGBT	$T_{IGBT\ max}$	120°C
Częstotliwość łączeń DTC-SVM	f_{DTC}	10 kHz
Częstotliwość łączeń VOC	f_{VOC}	15 kHz
Indukcyjności filtra sieciowego	L_1, L_2	0,5 mH, 0,5 mH
Pojemność filtra sieciowego	C	8 μ F



Rys. 14. Odpowiedź skokowa prądu sieci I_d



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* 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] Mozdzyński 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] Mozdzyński 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., Skoczowski T.: Dynamiczna regulacja napięcia w sieci rozdzielczej z wykorzystaniem falowników generacji rozproszonej. *Przegląd Elektrotechniczny* 92(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* 87(6), 2011, 91–96.
- [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. John Wiley & Sons, 2011.
- [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* 46(2)/2010, 720–730.

Mgr inż. Kamil Mozdzyński
e-mail: mozdzynek@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

Stopień 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 ENSEIHT-Laplace (Tuluza, Francja).



otrzymano/received: 15.06.2016

przyjęto do druku/accepted: 22.11.2017

WŁAŚCIWOŚCI MECHANICZNE WYBRANYCH KLEJÓW EPOKSYDOWYCH

Izabela Miturska, Anna Rudawska

Politechnika Lubelska, Wydział Mechaniczny, Katedra Podstaw Inżynierii Produkcji

Streszczenie. W artykule zaprezentowano wyniki badań właściwości mechanicznych wybranych klejów epoksydowych. W trakcie badań wykorzystano 6 kompozycji klejowych przygotowanych z 3 rodzajów żywicy epoksydowych: Epidian 5, Epidian 53 oraz Epidian 57, które mieszano z utwardzaczem PAC w stosunku 100:100 oraz 100:80. Podczas realizacji badań przygotowano 2 zestawy próbek: próbki klejów w stanie utwardzonym oraz próbki jednozakładkowych połączeń klejowych blachy C45 wykonanych za pomocą wymienionych klejów. Analizując wyniki badań wytrzymałości połączeń klejowych i grubości warstwy kleju zauważono pewną zależność – im spoina ma mniejszą grubość, tym wytrzymałość połączenia jest większa. Jednozakładkowe połączenia klejowe przygotowane za pomocą kleju Epidian 57/PAC/100:80 uzyskały największą wytrzymałość (14,9 MPa), przy najmniejszej wartości grubości spoiny klejowej (0,2 mm). W przypadku zastosowania kleju Epidian 5/PAC/100:80 uzyskano najmniejszą wytrzymałość statyczną (6,69 MPa).

Słowa kluczowe: żywice epoksydowe, kleje epoksydowe, proces klejenia, badanie materiału, wytrzymałość

MECHANICAL PROPERTIES OF SELECTED EPOXY ADHESIVES

Abstract. The article presents the results of tests of mechanical properties of selected epoxy adhesives. The study used 6 types of adhesive compositions prepared from three types of epoxy resins Epidian 5, Epidian 53 and Epidian 57, which were mixed with the hardener PAC 100:100 and 100:80. During the implementation of research two sets of samples were prepared: samples of adhesives in hardened state and single lap adhesive joints of steel sheet C45 made by using these epoxy adhesives. By studying the results of strength tests of adhesive joints and adhesive layer thickness, was observed a dependence – when the weld has a smaller thickness, the strength of the connection is greater. One single-lap adhesive joints prepared with Epidian 57 / PAC / 100: 80 have the highest strength (14.9 MPa), with the smallest adhesive thickness (0.2 mm). When using Epidian 5 / PAC / 100: 80, the lowest static strength (6.69 MPa) was obtained.

Keywords: epoxy resins, epoxy adhesives, bonding processes, materials testing, strength

Wstęp

Klejenie jest bardzo popularną metodą łączenia ze sobą różnych elementów m.in. maszyn, pojazdów, wypierającą tradycyjne metody łączenia takie jak spawanie, czy nitowanie. Co ciekawsze połączenie klejowe może dorównać wytrzymałością właśnie tym tradycyjnym sposobom łączenia elementów. Często wykorzystanie kleju ma na celu uszczelnienia różnych elementów np. gwintów, silników spalinowych. Kleje wykorzystuje się również do regeneracji, napraw m.in. do usuwania nieszczelności przewodów gazowych lub do usuwania przecieków w różnych zbiornikach.

Uzyskanie połączenia klejowego o odpowiedniej wytrzymałości, sprawdzającego się w danych warunkach eksploatacji wymaga przeprowadzenia szeregu badań i prób. Określa się między innymi wytrzymałość zmęczeniową, doraźną oraz długotrwałą. Przy projektowaniu połączenia należy uwzględnić również szereg czynników technologicznych, konstrukcyjnych, materiałowych oraz eksploatacyjnych, mających istotny wpływ na właściwości połączenia.

Kleje epoksydowe uznawane są za jedne z najbardziej uniwersalnych klejów [1,3]. Właściwości, które je charakteryzują to, między innymi: odporność chemiczna, dobra przyczepność do większości metali, tworzyw polimerowych, drewna czy też ceramiki. Kluczową zaletą jest właściwie brak konieczności stosowania zwiększonego ciśnienia oraz możliwość wykorzystania podwyższonej temperatury powodującej szybsze sieciowanie kleju. Część klejów epoksydowych jest cieczami lub pastami dwuskładnikowymi, rzadziej stosuje się układy jednoskładnikowe niewymagające mieszania [13]. Podstawowym składnikiem klejów epoksydowych są żywice epoksydowe, które występują pod wieloma postaciami. Drugim komponentem epoksydowej mieszaniny klejowej jest utwardzacz. Kleje epoksydowe mogą zawierać również wiele innych dodatków, które umożliwiają zmianę właściwości kleju dostosowanych np. do łączonego materiału lub warunków eksploatacji [3,7,8,10,11]

Żywice epoksydowe utwardzają się w temperaturze pokojowej lub wymagają temperatury podwyższonej. Ponieważ każdy konkretny typ kleju epoksydowego nadaje się najlepiej do określonej grupy zastosowań, skuteczność łączenia klejami epoksydowymi zależy w znacznym stopniu od dobrania właściwego rodzaju kleju do danego zastosowania [13].

Utwardzacze do żywic epoksydowych są to związki chemiczne, które w wyniku reakcji chemicznych powodują przestrzenne usieciowanie żywicy, nadając jej cechy kleju, syciwa lub tworzywa chemoutwardzalnego [1].

Wykonane przez autorów niniejszej pracy badania wytrzymałościowe wybranych klejów epoksydowych w stanie utwardzonym oraz badania połączeń klejowych utworzonych z zastosowaniem tych klejów, miały na celu określenie właściwości mechanicznych zastosowanych klejów w stanie utwardzonym oraz określenie wpływu rodzaju żywicy epoksydowej i dobranej proporcji stechiometrycznej żywicy z utwardzaczem na wytrzymałość połączenia klejowego obciążonego na ścinanie w statycznej próbie wytrzymałościowej.

1. Metodyka badań

W badaniach określono właściwości mechaniczne wybranych klejów epoksydowych poprzez badanie próbek samego kleju w stanie utwardzonym, jak również połączeń klejowych utworzonych z wykorzystaniem tych klejów. Dokonano również pomiarów geometrycznych klejonych próbek, w których najistotniejszym wymiarem była grubość warstwy kleju oraz długość zakładki. Przeprowadzono analizę wpływu rodzaju kleju i ilości dodanego utwardzacza na grubość spoiny klejowej.

1.1. Rodzaj kleju

Podczas przeprowadzenia badań wykorzystano 6 kompozycji klejowych przygotowanych z 3 rodzajów żywic epoksydowych: Epidian 5, Epidian 53 oraz Epidian 57, które mieszano z utwardzaczem PAC w różnych stosunkach stechiometrycznych. Dodanie do żywicy utwardzacza powoduje inicjację procesu utwardzania spoiny, prowadzącego do przemiany kleju ze stanu ciekłego w stan stały [9].

W tabeli 1 przedstawiono informacje dotyczące udziału składników klejów: utwardzacza i żywicy oraz oznaczenia zastosowanych w badaniach rodzajów kompozycji klejowych. Zastosowane proporcje zostały przyjęte zgodnie z zaleceniami producenta żywic oraz danymi literaturowymi, z zakresu wartości optymalnych pod względem uzyskania pożądanego, jak najlepszych właściwości [5,14]. Zastosowane ilości wybranych składników w poszczególnych klejach umożliwiają uzyskanie

spoiny klejowej o korzystnych właściwościach dzięki zapewnieniu w procesie utwardzania odpowiednich stosunków stechiometrycznych [13]. W przypadku zastosowania zbyt dużej ilości utwardzacza, nadmiar pozostaje w żywicy niezwiązany, przez co pogorszeniu ulegają parametry fizyczne połączenia. Często dla niektórych żywic i utwardzaczy podawany jest przedział wartości możliwych do zastosowania ilości utwardzacza w zależności od rodzaju żywicy.

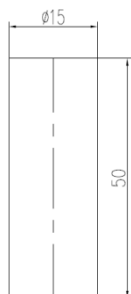
Tabela 1. Rodzaje stosowanych w badaniach klejów epoksydowych

Lp.	Oznaczenie kompozycji	Rodzaj żywicy	Rodzaj utwardzacza	Udział wagowy utwardzacza na 100 cz. wag. żywicy
1	Epidian 5/PAC/100:100	Epidian 5	PAC	100 cz. wag.
2	Epidian 5/PAC/100:80			80 cz. wag.
3	Epidian 53/PAC/100:100	Epidian 53		100 cz. wag.
4	Epidian 53/PAC/100:80			80 cz. wag.
5	Epidian 57/PAC/100:100	Epidian 57		100 cz. wag.
6	Epidian 57/PAC/100:80			80 cz. wag.

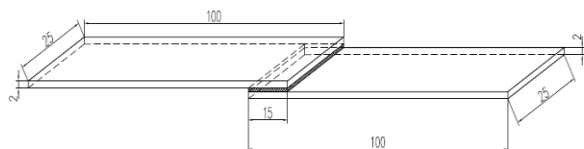
Kompozycje klejowe mieszano mechanicznie, specjalnego typu mieszadłem umożliwiającym równomierne wymieszanie obu składników kleju. Proces mieszania trwał 2 minuty, po czym usuwano pęcherze gazowe w komorze próżniowej przez 2 minuty. Cały ten proces przeprowadzono bezpośrednio przed wykonaniem próbek klejów w stanie utwardzonym oraz przed nakładaniem kompozycji klejowej na jedną z łączonych powierzchni. Podczas wykonywania połączeń klejowych masę klejową nakładano jednym pociągnięciem szpательki w celu minimalizacji wprowadzania pęcherzy powietrza do spoiny.

1.2. Charakterystyka próbek

W badaniach wykorzystano walcowe próbki z poszczególnych rodzajów kleju w stanie utwardzonym oraz próbki jednozakładkowych połączeń klejowych blach stalowych C45 z zastosowaniem wymienionych klejów epoksydowych. Kształt i wymiary próbek wykorzystanych do badań przedstawiono na rys. 1 i rys. 2.



Rys. 1. Schemat próbek kleju w stanie utwardzonym



Rys. 2. Schemat połączenia klejowego jednozakładkowego blach stalowych C45

Długość zakładki obliczono ze wzoru na graniczną długość połączenia zakładkowego [4]. Przyjęto długość zakładki połączenia klejowego o wymiarze 15 mm.

Wykonane próbki klejów oraz połączenia klejowe poddano badaniom wytrzymałościowym. W przypadku próbek klejów w stanie utwardzonym zbadano siłę ściskającą oraz odkształcenie. Dla jednozakładkowych połączeń klejowych zbadano siłę niszczącą oraz wytrzymałość na ścinanie, zmierzono także grubość warstwy kleju w celu oceny wpływu grubości warstwy kleju na ich wytrzymałość.

1.3. Warunki przygotowania próbek

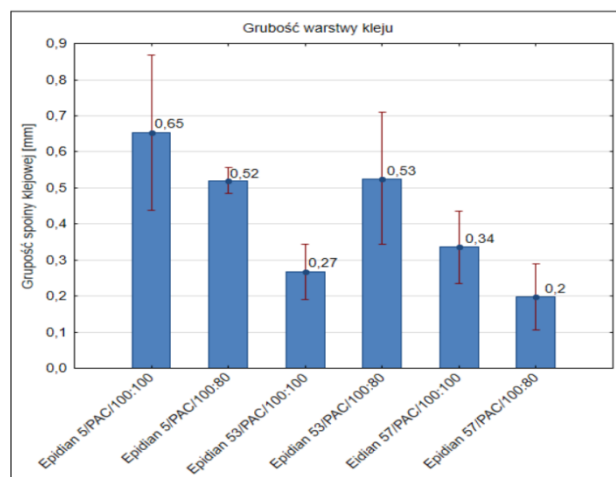
Wszystkie próbki przygotowano i badano w warunkach laboratoryjnych, w których temperatura powietrza wynosiła $23^{\circ}\text{C} \pm 2^{\circ}\text{C}$, a wilgotność $31\% \pm 2\%$. Próbki pozostawiono do utwardzenia przez 7 dni, przy czym próbki połączeń klejowych dodatkowo w tym czasie były obciążone ciśnieniem $1,54 \cdot 10^{-2}$ MPa. Próbki blachy C45 przed esem klejenia poddano obróbce mechanicznej i odtłuszczeniu. Proces ręcznej obróbki mechanicznej przeprowadzono za pomocą papieru ściernego o ziarnistości P800, wykonując 30 okrężnych ruchów. W celu odtłuszczenia powierzchni próbek wykorzystano środek Loctite 7063. Aby oczyścić dokładnie powierzchnie z wszelkich zanieczyszczeń spryskano ją obficie odtłuszczaczem i wytarto do sucha ręcznikiem papierowym, a następnie zaaplikowano środek odtłuszczający i pozostawiono do wyschnięcia na około 10 minut. Procedurę odtłuszczenia zawarto w pracy [12].

2. Wyniki badań i ich analiza

Pomiary wytrzymałościowe przeprowadzono w próbach niszczących na maszynie wytrzymałościowej Zwick/Roell Z150, zgodnie z normą DIN EN 1465 [2], przy sile wstępnej 5 N i prędkości odkształcania 5 mm/min, w przypadku połączeń klejowych. Natomiast w odniesieniu do klejów w stanie utwardzonym zastosowano normę ISO 604.03/2002 [6] w celu określenia odkształcenia kleju.

2.1. Analiza wymiarowo-kształtowa połączeń klejowych

Jednym z pierwszych etapów badań było dokonanie pomiarów geometrycznych próbek połączeń klejowych. Istotną była analiza grubości warstwy kleju w zależności od jego rodzaju i ilości dodanego utwardzacza, która następnie może mieć wpływ na ocenę oddziaływania grubości warstwy kleju na wytrzymałość badanych połączeń. Wyniki tych pomiarów zaprezentowano na rys. 3.



Rys. 3. Grubość spoiny klejowej w zależności od zastosowanego rodzaju kleju

Wartości odchyłek standardowych pomiarów grubości spoin klejowych w połączeniach klejowych wykonanych z poszczególnymi rodzajami mieszanin klejowych są stosunkowo duże. Największa różnica pomiędzy wynikami, a wartością średnią są zauważalne w przypadku klejów Epidian 5/PAC/100:100, Epidian 53/PAC/100:100 oraz Epidian 53/PAC/100:80. W przypadku pozostałych klejów wyniki te charakteryzują się rozrzutem mniejszym o około 50%.

Analizując wyniki pomiaru grubości warstwy kleju w jednozakładkowych połączeniach klejowych blach stalowych C45 wykonanych z użyciem rozpatrywanych rodzajów klejów, zauważyć można, że Epidian 57/PAC/100:80 to klej

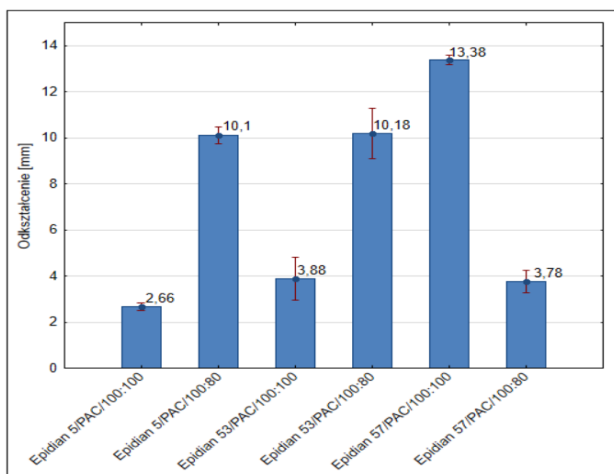
umożliwiający uzyskanie spoiny o najmniejszej grubości. Widoczne jest również, że zastosowanie utwardzacza w stosunku wagowym 100:80 do ilości zastosowanej żywicy powoduje zmniejszenie grubości spoiny w porównaniu do równej proporcji mieszania żywicy z utwardzaczem. Wyjątkiem jest klej Epidian 53/PAC/100:80, dla którego zastosowanie utwardzacza w stosunku wagowym 100:80 spowodowało dwukrotne zwiększenie grubości warstwy kleju.

Na grubość spoiny klejowej mogły mieć wpływ także inne czynniki technologiczne, takie jak lepkość kleju, która jest cechą charakterystyczną zmienną w zależności od zastosowanego rodzaju kleju. Grubość spoiny mogła być również uzależniona od ewentualnych wahań temperatury i wilgotności, występujących w trakcie przygotowywania połączeń klejowych.

2.2. Wytrzymałość na ściskanie

Próbki walcowe kleju w stanie utwardzonym poddano niszczącym badaniom wytrzymałościowym. Określono ich wytrzymałość na ściskanie. Siłę wstępną ustalono na 10 N, przy prędkości trawersy 10 mm/min. Jako maksymalne odkształcenie przyjęto 15%. Otrzymane wyniki przedstawiono na rys. 4.

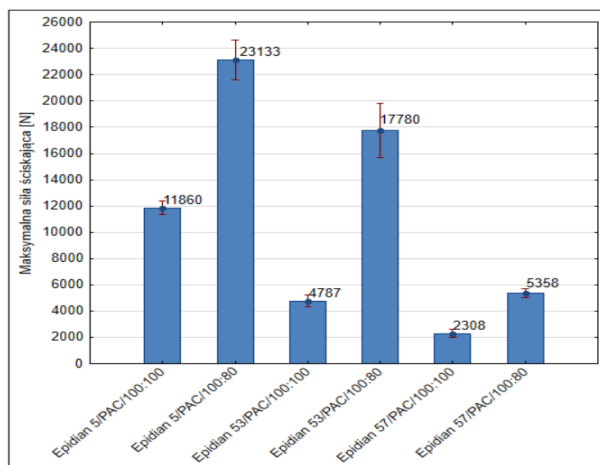
Wartości odchylenia standardowego od wartości średniej odkształcenia próbek kleju w stanie utwardzonym dla wszystkich analizowanych mieszanin klejów epoksydowych są porównywalne i mają niewielką wartość (od 0,17 dla Epidian 5/PAC/100:100 do 0,37 dla Epidian 57/PAC/100:80). Porównując wyniki odkształcenia próbek klejów w stanie utwardzonym można zauważyć, że w przypadku mieszanin Epidian 5/PAC/100:100 i Epidian 5/PAC/100:80 odkształcenie jest prawie czterokrotnie mniejsze w przypadku równej proporcji żywicy i utwardzacza. Dla kompozycji Epidian 53/PAC/100:100 odkształcenie jest 64% mniejsze niż dla żywicy Epidian 53/PAC/100:80. Odwrotną sytuację można zaobserwować w przypadku mieszaniny Epidian 57/PAC/100:100, dla której zmniejszenie ilości utwardzacza spowodowało zmniejszenie odkształcenia o 70%.



Rys. 4. Wyniki pomiaru odkształcenia / wydłużenia próbek kleju w stanie utwardzonym

Dla dokładniejszej interpretacji wyników, na rys. 5. zaprezentowano wartości maksymalnej siły ściskającej, jakie uzyskano podczas próby wytrzymałościowej na ściskanie.

Na podstawie wyników pomiaru odkształcenia próbek w zależności od siły ściskającej zauważyć można, że największe odkształcenie próbki (13,38 mm) uzyskano przy sile 2308 N wykonując próby wytrzymałościowe próbki mieszaniny klejowej Epidian 57/PAC/100:100. Najmniejsze odkształcenie (2,66 mm) uzyskano przy sile ściskającej 11860 N dla kompozycji klejowej Epidian 5/PAC/100:100.

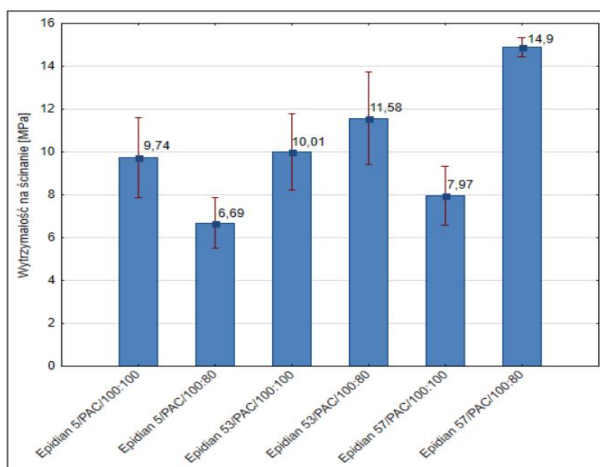


Rys. 5. Wyniki pomiaru maksymalnej siły ściskającej podczas ściskania próbek kleju w stanie utwardzonym

Wart uwagi jest fakt, że największe odkształcenie próbki kleju w stanie utwardzonym Epidian 57/PAC/100:100 uzyskano przy najmniejszej sile (2308 N), co może oznaczać, że mieszanina klejowa wykonana w takich proporcjach charakteryzuje się elastycznością większą niż pozostałe kompozycje rozpatrywane w badaniach.

2.3. Wytrzymałość na ścinanie

Wyniki badań wytrzymałości na ścinanie jednozakładkowych połączeń klejowych blach stalowych C45 wykonanych z wykorzystaniem opisywanych kompozycji klejowych, przedstawiono na rys. 6.



Rys. 6. Wyniki pomiaru wytrzymałości na ścinanie zakładkowych połączeń klejowych

Bazując na wynikach niszczącej próby wytrzymałościowej połączeń klejowych wykonanych z wykorzystaniem klejów Epidian 53/PAC/100:80 i Epidian 57/PAC/100:80 można zauważyć, że w przypadku zastosowania mniejszej ilości utwardzacza w stosunku do użytej żywicy, wytrzymałość połączeń klejowych jest większa niż w przypadku zastosowania mieszanin klejowych połączonych w stosunku 1:1. W przypadku połączenia klejowego wykonanego z użyciem kompozycji Epidian 57/PAC/100:100 wytrzymałość ta stanowi 53% wytrzymałości połączenia klejowego wykonanego za pomocą Epidian 57/PAC/100:80. Odwrotnie jest, jeżeli chodzi o połączenia wykonane za pomocą kleju epoksydowego Epidian 5/PAC/100:100 – wytrzymałość połączenia klejowego wykonanego z użyciem Epidian 5/PAC/100:80 stanowi 69% wytrzymałości połączeń klejowego wykonanego z użyciem kompozycji klejowej Epidian 5/PAC/100:100.

Można zauważyć, że dla najbardziej wytrzymałego połączenia klejowego (13,3 MPa), wykonanego za pomocą kleju Epidian 57/PAC/100:80, grubość warstwy kleju była najmniejsza (0,22 mm), zaś dla połączeń klejowych o mniejszej wytrzymałości grubość warstwy kleju była większa (około 0,5 mm).

3. Podsumowanie i wnioski

Przeprowadzone badania dotyczyły określenia właściwości mechanicznych wybranych klejów epoksydowych oraz wpływu ich właściwości na wytrzymałość połączeń klejowych blach stalowych. Badaniom wytrzymałościowym na ściskanie poddano próbki klejów w stanie utwardzonym, w celu określenia ich podatności na odkształcenia. Niszczącym próbom wytrzymałościowym poddano również połączenia klejowe blachy stalowej C45, łączone za pomocą klejów przygotowanych z żywicy epoksydowych: Epidian 5, Epidian 53 oraz Epidian 57 i utwardzacza PAC w różnych stosunkach stechiometrycznych.

W artykule zwrócono uwagę na badanie kleju w stanie utwardzonym. Na podstawie otrzymanych rezultatów zaobserwowano największe odkształcenie w próbkach kleju Epidian 57/PAC/100:80, a najmniejsze dla Epidian 5/PAC/100:100. Dla kleju Epidian 57/PAC/100:100 zmniejszenie udziału utwardzacza w masie klejowej (Epidian 57/PAC/100:80) powoduje kilkukrotne zmniejszenie odkształcenia próbki. Odwrotnie jest dla kleju Epidian 5/PAC/100:100 i Epidian 53/PAC/100:100, dla których odkształcenie jest mniejsze przy zastosowaniu proporcji 1:1.

Zmierzono również grubość otrzymanych spoin klejowych w połączeniach jednozakładkowych, aby móc określić wpływ rodzaju kleju na grubość warstwy kleju oraz ocenić wpływ tej wartości na wytrzymałość połączenia.

Na podstawie badań, zauważono że rodzaj użytego kleju oraz ilość utwardzacza w mieszaninie klejowej ma istotny wpływ na grubość warstwy kleju w spoinie klejowej. Warstwę kleju o najmniejszej grubości uzyskano podczas zastosowania kleju Epidian 57/PAC/100:100. Ze względu na kryterium, jakim jest grubość spoiny klejowej, najmniej korzystne okazało się zastosowanie kleju Epidian 5/PAC/100:100 oraz Epidian 53/PAC/100:80.

Biorąc pod uwagę wytrzymałość na ścinanie, najwyższą wartość wykazały połączenia klejowe wykonane z użyciem mieszaniny klejowej Epidian 57/PAC/100:80. Najmniej korzystnym wynikiem charakteryzowały się połączenia wykonane za pomocą kleju Epidian 5/PAC/100:80.

Analizując wyniki badań wytrzymałości połączeń klejowych i grubości warstwy kleju można zauważyć, że:

- im spoina ma mniejszą grubość, tym wytrzymałość połączenia jest większa, co po raz kolejny stanowi potwierdzenie prowadzenia badań uwzględniających tą problematykę,
- jednozakładkowe połączenia klejowe przygotowane za pomocą kleju Epidian 57/PAC/100:80 uzyskały największą wytrzymałość, przy najmniejszej wartości grubości spoiny klejowej,
- w przypadku zastosowania kleju Epidian 5/PAC/100:80 uzyskano najmniejszą wytrzymałość statyczną, przy jednocześnie największej wartości grubości warstwy kleju,
- dla kompozycji klejowych: Epidian 53/PAC i Epidian 57/PAC zaobserwowano wzrost wytrzymałości połączeń klejowych, wykonanych z ich wykorzystaniem, przy zmniejszeniu udziału procentowego utwardzacza w kompozycji klejowej (stosunek 100:80).

Podsumowując analizę wytrzymałościową i mając na uwadze fakt, że żadna z próbek nie uległa całkowitemu zniszczeniu można stwierdzić, że kleje te cechują się wysoką elastycznością, co wynika z rodzaju zastosowanego utwardzacza. Dodanie do masy klejowej utwardzacza PAC powoduje, że klej staje się bardziej elastyczny, dlatego też kleje z udziałem tego utwardzacza polecane są do stosowania w elementach narażonych na odkształcenia podczas ich użytkowania.

Klejenie staje się coraz bardziej popularną metodą łączenia ze sobą elementów. Uzyskane połączenia charakteryzuje duża wytrzymałość oraz elastyczność, czego nie można uzyskać w przypadku innych metod spajania. Ważne jest, aby m.in. odpowiednio przygotować powierzchnię do klejenia, dobrać właściwy klej oraz określić, w jakich warunkach będzie pracował łączony element. Odpowiednie obliczenia wymiarowe połączenia oraz badania wytrzymałościowe pozwalają na jak najlepsze dobranie rodzaju kleju i uzyskanie pożądanej jego wytrzymałości i elastyczności. Opisane w powyższej pracy badania mogą okazać się być pomocne podczas wykonywania lub naprawy konstrukcji gdzie podstawowym materiałem jest stal konstrukcyjna C45. Otrzymane wyniki mogą wskazywać na możliwość zastosowania badanych klejów w zależności od potrzeb ich wykorzystania, jako bardziej elastycznych lub bardziej sztywnych z uwzględnieniem uzyskanej grubości spoiny klejowej.

Literatura

- [1] Czub P., Bończa-Tomaszewski Z., Penczek P., Pieluchowski J.: Chemia i technologia żywic epoksydowych. WNT, Warszawa 2002.
- [2] DIN EN 1465 Adhesives – Determination of tensile lap-shear strength of bonded assemblies.
- [3] Fink J.K.: Epoxy resin. Chapter 3 in: Reactive Polymers Fundamentals and Applications. A volume in Plastics Design Library, 2005, 139–240.
- [4] Godzimirski J., Czaplicki J., Ćwikliński J., Konar P.: Klejenie tworzyw konstrukcyjnych. WKŁ, Warszawa 1987.
- [5] Godzimirski J., Tkaczuk S.: Określenie właściwości mechanicznych spoin klejowych. Technologia i Automatyka Montaży, 3–4/2004, 95–97.
- [6] ISO 604.03/2002 - Plastics -- Determination of compressive properties
- [7] Jintao W., Zhi-Yang B., Cun-Jin X., Bo-Geng L., Hong F.: Preparation, curing kinetics, and properties of a novel low-volatile starlike aliphatic-polyamine curing agent for epoxy resins. Chemical Engineering Journal 171/2011, 357–367.
- [8] Morancho J.M., Cadenato A., Ramis X., Fernández-Francos X., Salla J.M.: Thermal curing and photocuring of an epoxy resin modified with a hyperbranched polymer. Thermochimica Acta 510/2010, 1–8.
- [9] Rudawska A., Głogowska K.: Analiza porównawcza wytrzymałości połączeń klejowych wykonanych przy użyciu klejów epoksydowych. Przetwórstwo tworzyw 4/2014, 320–325.
- [10] Rudawska A., Kuczmaszewski J.: Badania porównawcze efektów modyfikacji żywic epoksydowych napełniaczami o dużym stopniu rozdrobnienia dla wybranych utwardzaczy. Przetwórstwo Tworzyw 5/2012, 500–504.
- [11] Rudawska A., Kuczmaszewski J.: Klejenie blach ocynkowanych. Wydawnictwo Uczelniane Politechniki Lubelskiej, Lublin 2005.
- [12] Rudawska A., Reszka M., Warda T., Miturska I., Szabelski J., Stančeková D., Skoczylas A.: Milling as a method of surface pre-treatment of steel for adhesive bonding. Journal of Adhesion Science and Technology 06/2016 (DOI: 10.1080/01694243.2016.1191585)
- [13] Rudawska A., Semeniuk M.: Wpływ rodzaju żywicy epoksydowej i utwardzacza na wytrzymałość połączeń klejowych blach stalowych. Technologia i Automatyka Montaży 4/2014, 65–68.
- [14] Stawińska K.: Wroby epoksydowe z Zakładów Chemicznych „Organika – Sarzyna”. Polimery 43(11–12)/1998, 741–746.

Mgr inż. Izabela Miturska
e-mail: i.miturska@pollub.pl

Doktorantka 3 roku studiów doktoranckich kierunku budowa i eksploatacja maszyn. Od 2015 pracownik Katedry Podstaw Inżynierii Produkcji Politechniki Lubelskiej. Swoje badania prowadzi w zakresie modyfikacji klejów epoksydowych oraz analizy wpływu czynników technologicznych i konstrukcyjnych na wytrzymałość połączeń klejowych materiałów konstrukcyjnych. Współautorka kilku zgłoszeń patentowych i 1 patentu oraz kilku artykułów, w tym również z listy filadelfijskiej.

Dr hab. inż. Anna Rudawska, prof. PL
e-mail: a.rudawska@pollub.pl

Kierownik zakładu Projektowania Procesów i Systemów Technologicznych w Katedrze Podstaw Inżynierii Produkcji. W swoich badaniach koncentruje się na zagadnieniach analizy wpływu czynników technologicznych i konstrukcyjnych na wytrzymałość połączeń klejowych różnorodnych materiałów konstrukcyjnych, badaniu właściwości adhezyjnych łączonych materiałów, a także problematyce modyfikacji kompozycji klejowych epoksydowych. Autorka 160 publikacji naukowych oraz twórczyni licznych zgłoszeń patentowych i patentów.

otrzymano/received: 15.06.2016

przyjęto do druku/accepted: 22.11.2017



DOI: 10.5604/01.3001.0010.7370

ZASTOSOWANIE APROKSYMACJI WIELOMIANOWEJ DO WYZNACZANIA ZAŁOMKÓW EKG

Marcin Maciejewski

Politechnika Lubelska, Instytut Elektroniki i Technik Informatycznych, Zakład Teleinformatyki i Diagnostyki Medycznej

Streszczenie. W celu wdrożenia elementów systemu telemedycznego związanego z diagnostyką [3], konieczne jest wcześniejsze zweryfikowanie wartości diagnostycznej algorytmów decyzyjnych odpowiedzialnych za wykrywanie stanów zagrożenia życia. Analiza przebiegu EKG jest w stanie dać informację o wielu takich stanach związanych z zaburzeniami układu krążenia [8]. W tym celu konieczne jest podjęcie szeregu działań prowadzących do budowy odpowiednich modeli. Pierwszym krokiem jest filtracja i przygotowanie danych [1], następnie ekstrakcja parametrów z przebiegów EKG, analiza wyników, porównanie ich z posiadanymi modelami oraz postawienie diagnozy. Każdy z tych kroków wymaga zastosowania odpowiedniego podejścia w celu zminimalizowania popełnianego błędu [4], wynikającego z niekiedy znacznie zniekształconego sygnału [7]. W celu ekstrakcji parametrów czasowych z odfiltrowanego i przygotowanego sygnału EKG konieczne jest najpierw wykrycie załomka R w zespole QRS [6], następnie wyznaczenie załomków P, Q, S, T i znalezienie ich początku i końca oraz określenie interesujących nas interwałów [2]. Zaproponowana tutaj metoda bazuje na aproksymacji przebiegu w oknie czasowym zawierającym dany załomek wielomianem określonego rzędu. Takie podejście pozwala następnie na wyznaczenie punktów przegięcia i, co za tym idzie, granic załomka. Metoda została zastosowana do przetwarzania przebiegów zarejestrowanych w warunkach laboratoryjnych w spoczynku i w trakcie kontrolowanego wysiłku, wyniki zostały porównane i przedstawione w niniejszej pracy.

Słowa kluczowe: algorytm aproksymacji, elektrokardiografia, wielomian

POLYNOMIAL APPROXIMATION FOR T WAVE PARAMETER RECOGNITION IN ECG PROCESSING

Abstract. To successfully implement a telemedical system for diagnostic purposes it is necessary to verify the diagnostic value of the decision algorithms used to detect life threatening situations. ECG analysis is a useful tool for obtaining information about the overall patient condition, especially for the circulatory system. Proper recognition cannot be performed without creation of proper models. The first step is signal filtration and data preparation, followed by parameter extraction, comparison with the model and diagnosis presentation. Each of these steps requires a certain approach to minimize the error. Proper filtration needs to be performed. Then, the QRS complex is detected and rhythm is calculated. Afterwards, the remaining waves are detected. To be able to perform valuable time dependencies it is necessary to exactly mark the beginnings and ends of intervals. The proposed method is based on approximating the signal around the wave with a polynomial of a certain degree. This allows detection of inflection points corresponding to the borders of the wave. The method was applied to a set of ECG signals recorded during rest and activity, the results are presented and discussed.

Keywords: approximation algorithms, electrocardiography, polynomial

1. Wstęp

Systemy telemedyczne pozwalają na rozwiązanie wielu problemów współczesnego społeczeństwa. Konieczność zapewnienia opieki medycznej dla coraz bardziej starzejącego się społeczeństwa wymusza konieczność jej uproszczenia oraz zmniejszenia kosztów [3]. Wzrasta liczba ludzi cierpiących z powodu chorób cywilizacyjnych, wymagających ciągłego monitorowania. Do takowych należą cukrzyca, zaburzenia w układzie krążenia, neurologiczne albo psychosomatyczne.

Problem może zostać rozwiązany dzięki odpowiednim systemom telemedycznym, umożliwiającym zdalny nadzór nad chorymi poprzez specjalnie przygotowane urządzenia pomiarowe, wyposażone w możliwość zdalnej komunikacji [3]. Systemy tego typu mogą być również wyposażone w możliwość diagnozy online w samym urządzeniu. Taka automatyczna diagnoza zawsze musi zostać zweryfikowana przez przedstawiciela wykwalifikowanego personelu medycznego, jednakże może ona być pomocna w przypadkach wystąpienia nagłego stanu zagrożenia życia.

W celu wykrycia takiej sytuacji konieczna jest najpierw ocena stanu zdrowia pacjenta i jego nagłej zmiany. Do tego wymagane jest wykonanie odpowiedniego badania, pozwalającego na szybką i jednoznacznie oszacowanie przybliżonego stanu zdrowia pacjenta. Taką procedurą jest właśnie pomiar EKG, który jest prosty, tani, bezinwazyjny oraz bezpieczny. Dzięki niemu możliwe jest wykrycie wielu stanów zagrażających życiu pacjenta, związanych z zaburzeniami działania kluczowego dla życia układu krążenia [8]. W połączeniu z tą metodą diagnostyczną często stosowane są również urządzenia do pomiaru poziomu aktywności fizycznej pacjenta [3]. Dzięki temu możliwe jest wykrycie sytuacji upadku, wystąpienia drgawek lub rozróżnienie stanu ruchu od spoczynku. Dodatkowo, systemy telemedyczne wykorzystujące zdalny monitoring bazują na istniejących urządzeniach telekomunikacyjnych, takich jak telefony komórkowe. Pozwala to na redukcję kosztów oraz wykorzystanie istniejącej architektury oraz mechanizmów.

2. Analiza EKG

Sygnał EKG otrzymany dowolną metodą bezpośrednio po procesie akwizycji zawsze jest zniekształcony i zakłócony. Podczas przeprowadzenia rejestracji EKG pożądany sygnał oryginalny jest często zakłócony poprzez całym szeregiem niepożądanych zjawisk i procesów. Są one wywołane przez szereg czynników zewnętrznych, wynikających z otoczenia i samego urządzenia pomiarowego, oraz wewnętrznych, spowodowanych innymi sygnałami biologicznymi. Powodują one powstanie zakłóceń i zniekształceń w paśmie częstotliwości zbliżonych do pasma sygnału, co ma wpływ na błędną interpretację wyników analizy [4]. Do takich zakłóceń należą:

- zakłócenia mające źródło w liniach zasilających wysokiego napięcia o częstotliwościach 50 lub 60 Hz, wynikające z indukcji wzajemnej pomiędzy przewodami i na ścieżkach układu,
- zakłócenia techniczne pochodzące od niewłaściwie zamocowanych elektrod i przewodów pomiarowych; wynikają z tego nagłe zmiany rezystancji, które mogą osiągnąć ekstremalne wartości w czasie całkowitego odłączenia elektrody; prowadzi to najczęściej do chwilowego nasycenia wejściowych wzmacniaczy pomiarowych i uniemożliwia odczyt,
- artefakty ruchowe na styku pacjent–elektroda; powstają z powodu zmian rezystancji na styku skóry i przyklejonej elektrody pomiarowej podczas aktywności fizycznej pacjenta,
- zniekształcenia wynikające z pracy mięśni, powstałe na skutek elektrycznej aktywności mięśni szkieletowych, pasmo zawiera się pomiędzy 0 a 10 kHz,
- aktywność mięśni oddechowych, wywołująca dryft o paśmie około 0,15 do 0,3 Hz,
- zniekształcenia pochodzące od elektronicznego sprzętu pomiarowego, między innymi szumu wzmacniacza,
- zniekształcenia wzajemne aparatury medycznej,
- szum kwantyzacji i aliasingu,
- inne artefakty.

Analiza EKG najczęściej wykonywana jest w kilku krokach:

- przygotowanie danych oraz filtracja,
- ekstrakcja parametrów,
- analiza wyników,
- diagnoza.

Ze względu na dokładny opis sygnału w literaturze, możliwe jest późniejsze dokładne zweryfikowanie, czy otrzymane wyniki mieszczą się w oczekiwanych granicach. Jednakże, podczas analizy EKG dokonywanej przez specjalistów mogą wystąpić kilkunastoprocentowe różnice w wyznaczonych parametrach. Jest to związane z różną interpretacją związaną z osobistym doświadczeniem. Jednocześnie, podczas analizy EKG personel lekarski wciąż często stosuje wydruki na papierowych wstęgach, co może jeszcze pogłębiać różnice w interpretacjach.

2.1. Filtracja

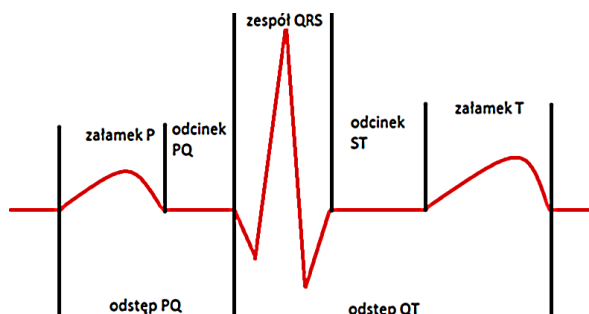
Zakłócenia o charakterze stacjonarnym są możliwe do przewidzenia i wyeliminowania. W tym celu konieczna jest najpierw odpowiednia filtracja sygnału [1]. Najczęściej stosowane metody opierają się na filtracji pasmowej filtrami pasmowo-przepustowymi, transformacie Fouriera lub metodach falkowych. Filtracja powinna też zapewniać usunięcie z sygnału trendu niskoczęstotliwościowego spowodowanego intensywną pracą mięśni oddechowych. Należy jednak zauważyć, że zbyt silna filtracja nierzadko powoduje obniżenie amplitudy sygnału EKG oraz zniekształcenie jego załomków. Ważnym aspektem filtracji jest również przesunięcie w czasie wywołane przez filtr, które może spowodować otrzymanie błędnych wyników podczas późniejszej analizy [4].

W omawianym przypadku filtracja była dokonana przy wykorzystaniu metod falkowych przy wykorzystaniu falki Daubechies 4 rzędu na 5 poziomie dekompozycji. Zastosowane miękkie progowanie. Dodatkowo, dzięki zastosowaniu uśredniania sygnału w oknie czasowym 240 ms możliwe było uzyskanie przebiegu trendu w sygnale, co pozwoliło na jego późniejsze usunięcie. Sama informacja o trendzie jednakże nie jest usuwana, gdyż może być ona ważna podczas diagnozowania niektórych schorzeń i daje informację o pracy mięśni oddechowych pacjenta.

Nie jest możliwe przewidzenie i wyeliminowanie wszystkich rodzajów zakłóceń w przebiegu EKG ze względu na ich wieloraki charakter i różnorodną genezę. Szczególnie nagłe, drastyczne zmiany impedancji w obwodzie wzmacniacza wywołane ruchami lub niewłaściwie zamocowanymi elektrodami powodują tak daleko idącą degenerację sygnału, iż analiza może nie być możliwa.

2.2. Ekstrakcja parametrów i aproksymacja wielomianowa

Ekstrakcja parametrów sygnału EKG najczęściej ma na celu otrzymanie szeregu wartości czasowych, będących opóźnieniami pomiędzy określonymi załomkami w sygnale [8]. Uproszczony przebieg EKG wraz z oznaczonymi charakterystycznymi punktami przedstawia poniższy rysunek.



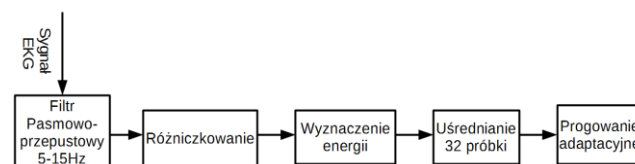
Rys. 1. Uproszczony przebieg sygnału EKG z oznaczonymi załomkami oraz najczęściej stosowanymi parametrami diagnostycznymi

Parametry najbardziej wartościowe diagnostycznie zawierają:

- Rytm serca lub interwał RR. Jest to odcinek czasowy pomiędzy kolejnymi skurczami komór. Jego wyznaczanie opiera się na wykryciu szeregu załomków QRS, a następnie wyznaczeniu różnic czasów wystąpienia tych załomków. Pozwala na diagnozę arytmii i jest podstawowym parametrem wyznaczanym podczas analizy EKG.
- Odcinki PQ i ST, których długości pozwalają na diagnozę stanu zawałowego, niedokrwienia mięśnia sercowego, zaburzeń przewodnictwa przedsionkowo – komorowego, hipokaliemii, reumatycznego zapalenia serca oraz pozwalają wykryć obecność leków określonego typu w organizmie.
- Szerokość i wysokość załamka P i T, pozwalające na wykrycie problemów z układem przywspółczulnym, wysokiego stężenia potasu, ostrego niedokrwienia mięśnia sercowego, zaburzeń elektrolitowych, migotania przedsionków oraz niektórych wad anatomicznych serca.

Zastosowana do analizy danych metoda opiera się na kilku kolejnych krokach:

- Wyznaczenie pozycji zespołu QRS i załamka R dzięki algorytmowi Pan-Tompkins. Jest to jedna z wielu powszechnie stosowanych metod. Opiera się ona na szeregu filtrów pasmowych oraz progowaniu adaptacyjnym energii sygnału. Schemat działania metody przedstawiony jest na rysunku 2.
- Wyznaczenie pozycji załomków P, Q, S, T jako minimów i maksimów sygnału w oknach czasowych znajdujących się w określonej odległości od załamka R. Wyszukiwanie odbywa się w zakresach zdefiniowanych w odpowiedniej literaturze [8].
- Wyznaczenie granic załomków wykorzystując nową metodę aproksymacji za pomocą wielomianu.



Rys. 2. Zasada działania metody Pan-Tompkins [6]

2.3. Aproksymacja

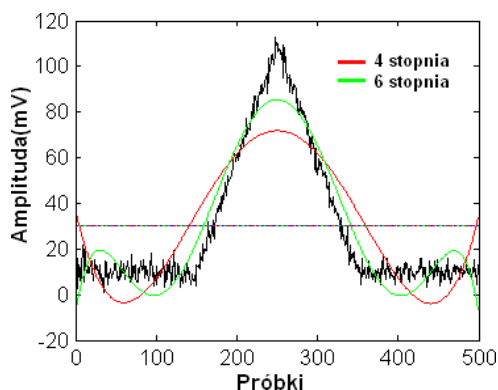
Zbyt silna filtracja doprowadza często do znacznego zniekształcenia sygnału i błędnych wyników. Proponowana metoda wykorzystuje aproksymację sygnału w oknie czasowym o środku w szczycie załamka. Aproksymacja polegała na minimalizacji błędu średniokwadratowego dla każdego kolejno wykrytego załamka. Do analizy wykorzystany został wielomian czwartego stopnia ze względu na fakt, że analizowany w czasie sygnał jest pod wieloma względami zbliżony do kształtu jego przebiegu. Wielomian dany jest więc wzorem

$$W(x) = a_4x^4 + a_3x^3 + a_2x^2 + a_1x + a_0 \quad (1)$$

gdzie $W(x)$ jest wielomianem, natomiast a_n oznacza jego współczynniki. Aproksymacja wielomianami zbyt wysokiego rzędu jest niewskazana ze względu na występujące w takich przypadkach oscylacje. Szerokość okna dobrana została eksperymentalnie i jest równa szerokości równej dwóm średnim długościom analizowanego załamka EKG. Kolejnym krokiem jest wyznaczenie punktów przegięcia w otrzymanym wielomianie. Wyznaczenie ich polega na rozwiązaniu równania

$$\frac{d^2W(x)}{dx^2} = 0 \quad (2)$$

gdzie $W(x)$ oznacza wyznaczony wielomian. Pozycja wyznaczonych rozwiązań w czasie jest zbliżona do początku i końca analizowanego załamka. Aproksymacja wielomianami 4 i 6 stopnia przedstawiona jest na rysunku 3.



Rys. 3. Symulacja aproksymacji załomka EKG wielomianem czwartego oraz szóstego stopnia

3. Badania

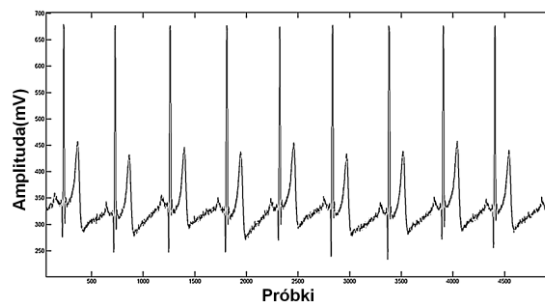
Proces weryfikacji poprawności działania metody został wykonany w oparciu o oprogramowanie Matlab. Jako dane posłużyły przebiegi EKG uzyskane przy częstotliwości próbkowania 500 próbek na sekundę i rozdzielczości 10 bitów. Badania miały postać 90 – sekundowych (1,5 minuty) zapisów dokonywanych co 600 sekund (10 minut). Jako wzmacniacz do EKG posłużył układ AD8232 firmy Analog Devices, pracujący w konfiguracji trój elektrodowej. Jest to układ zintegrowanego analogowego wzmacniacza EKG dostosowany do niskomocowego zasilania 3,3 V do zastosowania w urządzeniach przenośnych. Dzięki zastosowaniu w jego strukturze filtrów pasmowo przepustowych możliwe jest częściowe filtrowanie sygnału już na etapie przetwarzania analogowego, dzięki czemu niwelowane są zakłócenia o częstotliwości zasilania sieciowego oraz minimalizowany dryft niskoczęstotliwościowy. Jednocześnie, układ daje informację o zbyt wysokiej impedancji kontaktów elektrodowych. Do wykonania obudowy urządzenia posłużyła technologia druku 3d. Elementem zasilającym były akumulatory litowo – jonowe dające możliwość nieprzerwanej pracy przez kilkadziesiąt godzin.

Dane zapisywane były w oddzielnych plikach na karcie SD w systemie FAT32, zawierających w sobie poszczególne półtoraminutowe okresy rejestracji w formacie zbliżonym do CSV. Dzięki temu możliwe było szybkie przeniesienie informacji i ich przetworzenie bez żmudnego procesu przesyłania i konwersji danych zapisywanych w innych systemach.



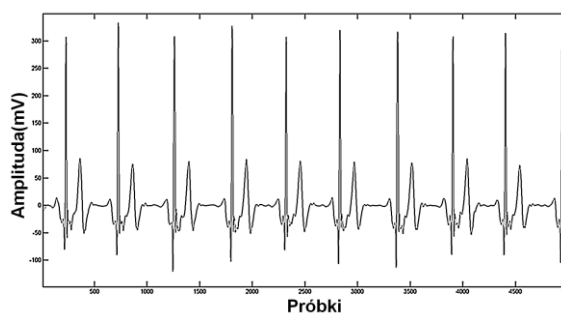
Rys. 4. Urządzenie wykorzystywane podczas akwizycji danych

Badania przeprowadzono na 4 dorosłych osobach w wieku od 32 do 63 lat, jednym mężczyźnie i trzech kobietach. Przykładowy otrzymany przed procesem filtracji i usunięcia trendu przebieg przedstawia rysunek 5



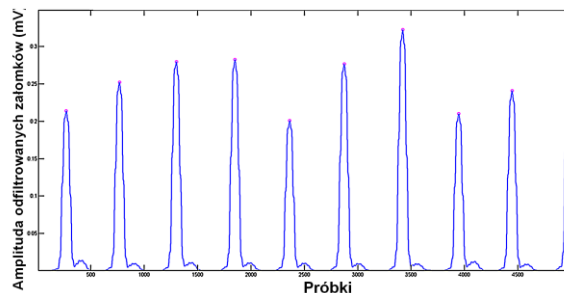
Rys. 5. Dane otrzymane w wyniku akwizycji przed procesem filtracji

Kolejnym krokiem było wyznaczenie i usunięcie trendu oraz filtracja falkowa. Przebieg wynikowy przedstawia rysunek 6.



Rys. 6. Dane otrzymane w filtracji i usunięcia trendu

Następnie zastosowano metodę Pan – Tompkins w celu ekstrakcji informacji o położeniu zespołów QRS. Wynik działania metody dla omawianego przykładowego sygnału przedstawia rysunek 7.



Rys. 7. Wynik działania algorytmu Pan – Tompkins

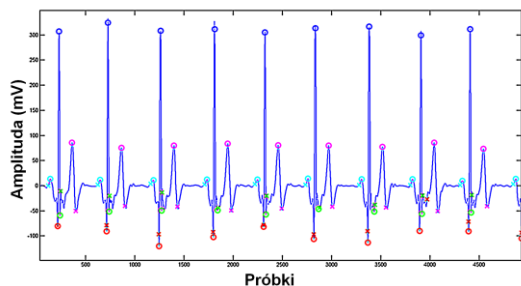
Podczas ekstrakcji parametrów skupiono się na uzyskaniu informacji o następujących wartościach:

- interwał RR,
- odcinek PR, QT, ST,
- długość zespołu QRS.

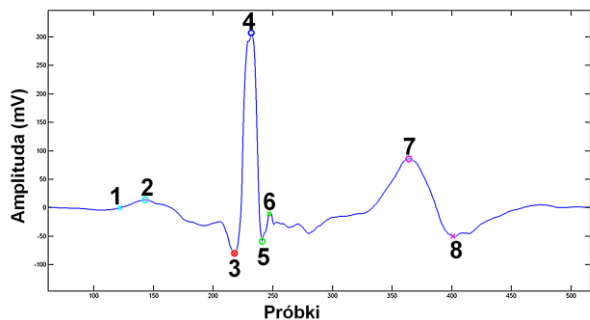
Wynik działania algorytmu wyszukującego charakterystyczne punkty w sygnale przedstawia rysunek 8.

Powiększenie przedstawiające szczegółowy kształt przebiegu EKG dla jednego cyklu pracy serca przedstawia rysunek 9.

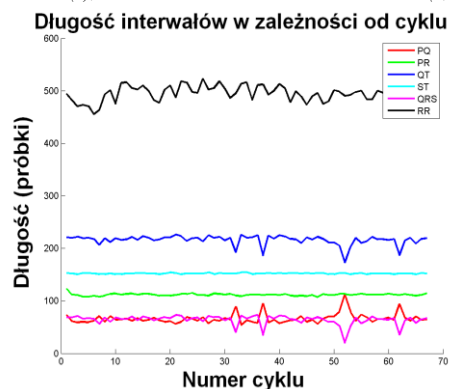
Metoda pozwoliła na ekstrakcję parametrów z wybranych przebiegów. Dla spoczynku wyniki ekstrakcji przedstawione są poniżej na rysunku 10.



Rys. 8. Przykładowy przebieg EKG z naniesionymi charakterystycznymi punktami w sygnale

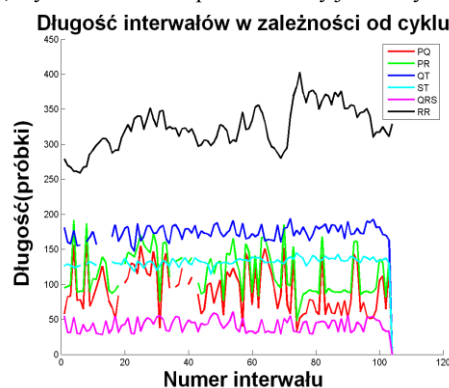


Rys. 9. Powiększenie obejmujące jeden cykl EKG wraz z markerami oznaczającymi interesujące punkty w sygnale. Markery kolejno odpowiadają początkowi i wierzchołkowi załamka P (1, 2), wierzchołkom załamków Q, R i S (3, 4, 5), końcowi załamka S (6), a także wierzchołkowi i końcowi załamka T (7, 8)



Rys. 10. Przykładowe pomiary parametrów dla spoczynku

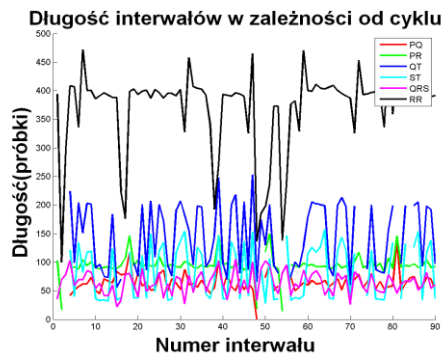
Dla umiarkowanego wysiłku metoda dawała mieszane rezultaty, wynik działania zaprezentowany jest na rysunku 11.



Rys. 11. Przykładowe pomiary parametrów dla umiarkowanego wysiłku fizycznego

Wahania wyznaczonej długości interwału RR wskazują na wrażliwość metody Pan – Tompkins na zakłócenia występujące podczas aktywności fizycznej. Powoduje to powstanie błędów już na wczesnym etapie analizy. Z tego powodu następne kroki dają niepoprawne wyniki, gdyż poszukiwanie kolejnych załamków przyjmuje załomek R jako punkt odniesienia.

Dla znacznego wysiłku fizycznego metoda wykazała ograniczoną przydatność ze względu na znaczny udział zakłóceń w sygnale (rysunek 12). Jest to najprawdopodobniej wywołane znacznym poziomem artefaktów mięśniowych w zarejestrowanym rzeczywistym sygnale EKG. Znaczny poziom zakłóceń w sygnale utrudnia poprawne wyznaczenie pozycji załamków R, co uniemożliwia wyszukiwanie kolejnych załamków na ich podstawie.



Rys. 12. Przykładowe pomiary parametrów dla znacznego wysiłku fizycznego

4. Wnioski

Przy wykorzystaniu proponowanej metody możliwe było uzyskanie informacji o zależnościach czasowych występujących w analizowanych przebiegach EKG. Znaczne zniekształcenia widoczne w przypadkach ruchu pacjenta sugerują konieczność uodpornienia metody na zakłócenia. Konieczne są badania w celu wyznaczenia zależności dokładności metody od SNR sygnału EKG, co będzie przedmiotem dalszej pracy w tym kierunku.

Kolejnym krokiem w prowadzonych badaniach będzie wygenerowanie sztucznych przebiegów EKG o określonych parametrach przy wykorzystaniu specjalnie napisanego do tego celu oprogramowania w celu weryfikacji poprawności działania metody dla szerszego zakresu zmienności wartości. Dzięki temu będzie możliwe bezpośrednie odniesienie parametrów przebiegów do wyników ekstrakcji otrzymanych za pomocą zaprezentowanej metody.

Literatura

- [1] Clifford G.D., Azuaje F., McSharry P.E.: Advanced Methods and Tools for ECG Analysis. Artech House Publishing, Boston/London 2006.
- [2] Delikat R.: 3-Lead ECG Interpretation. Western Oregon University, 2011.
- [3] Maciejewski M., Surtel W., Wójcik W., Masiak J., Dzida G., Horoch A.: Telemedical systems for home monitoring of patients with chronic conditions in rural environment. Ann Agric Environ Med. 21(1), 2014, 167–173.
- [4] Nayak S., Soni M.K., Bansal D.: Filtering techniques for ECG signal processing. International Journal of Research in Engineering & Applied Sciences 2(2), 2012, 671–679.
- [5] Omiotek Z., Wójcik W.: The use of Hellwig's method for dimension reduction in feature space of thyroid ultrasound images. Informatyka, Automatyka, Pomiary 3, 2014, 14–17, [doi: 10.5604/20830157.1121333].
- [6] Pan J., Tompkins W.J.: A Real-Time QRS Detection Algorithm. IEEE Transactions on Biomedical Engineering BME-32 (3), 1985, 230–236.
- [7] Tompkins W.J. (Ed.): Biomedical Digital Signal Processing: C language examples and laboratory experiments for the IBM PC. Prentice Hall, 1993.
- [8] Waechter J.: Introduction to ECG's: Rhythm Analysis. 2012.

Mgr inż. Marcin Maciejewski
e-mail: m.maciejewski@pollub.pl

Asystent w Instytucie Elektroniki i Techniki Informatycznych Politechniki Lubelskiej. Zajmuje się systemami teledygnostycznymi, telediagnostyką, urządzeniami mobilnymi i mikroprocesorowymi, a także elektroniką i zastosowaniem mikrokontrolerów w robotyce i automatyce. Autor wielu artykułów z dziedziny przetwarzania danych medycznych i systemów teledygnostycznych. Prowadzi badania w dziedzinie zastosowań urządzeń mobilnych w diagnostyce EKG.



DOI: 10.5604/01.3001.0010.7371

WPLYW FUNKCJI OKNA NA SKUTECZNOŚĆ IDENTYFIKACJI STANU EMOCJONALNEGO MÓWCY

Paweł Powroźnik, Dariusz Czerwiński

Politechnika Lubelska, Instytut Informatyki

Streszczenie. Artykuł prezentuje wpływ doboru funkcji okna wykorzystywanej w procesie obliczania spektrogramu, na skuteczność identyfikacji stanu emocjonalnego mówcy posługującego się mową polską. W badaniach wykorzystano następujące funkcje okna: Hamminga, Gaussa, Dolpha–Czebyszewa, Blackmana, Nuttalla, Blackmana-Harrisa. Ponadto został przedstawiony sposób przetwarzania spektrogramu przez sztuczną sieć neuronową (SSN), odpowiedzialną za identyfikację stanu emocjonalnego mówcy. Otrzymane wyniki pozwoliły na ocenę skuteczności rozpoznawania stanu emocjonalnego za pomocą SSN. Średnia skuteczność wahała się od około 70% do ponad 87%.

Słowa kluczowe: okna, sztuczne sieci neuronowe, identyfikacja polskiej mowy emocjonalnej

THE IMPACT OF WINDOW FUNCTION ON IDENTIFICATION OF SPEAKER EMOTIONAL STATE

Abstract. The article presents the impact of window function used for preparing the spectrogram, on Polish emotional speech identification. In conducted researches the following window functions were used: Hamming, Gauss, Dolph–Chebyshev, Blackman, Nuttall, Blackman-Harris. The spectrogram processing method by artificial neural network (ANN) was also described in this article. Obtained results allowed to assess the effectiveness of identification process with the use of ANN. The average efficiency ranged from 70 % to more than 87%.

Keywords: window function, artificial neural networks, Polish emotional speech recognition

Wstęp

Identyfikacja stanu emocjonalnego mówcy przez systemy informatyczne jest zadaniem skomplikowanym, jednak coraz bardziej pożądanym w dzisiejszym świecie. Według badań człowiek jest w stanie poprawnie zidentyfikować stan emocjonalny nieznanego mu osoby w około 60% przypadków [22]. Zatem wyzwanie jakie stoi przed systemami informatycznymi do automatycznej detekcji jest duże.

Oczywistym jest, iż informacje przekazywane poprzez intonację głosu zmieniają charakter wypowiedzianego tekstu. Te same zdania nacechowane różnymi emocjami mogą mieć zgoła odmienne znaczenia. Z punktu widzenia systemów informatycznych służących do rozpoznawania mowy idealną sytuacją stanowi wypowiedź nie nacechowana emocjonalnie ze względu na brak transferu dodatkowych informacji [20].

Innymi słowy emocje występujące w sygnale mowy mogą znacząco pogorszyć dokładność systemów automatycznego jej rozpoznawania [10].

Największy problem w rozpoznawaniu mowy emocjonalnej stanowi mnogość stanów emocjonalnych. Opracowanie systemu poprawnie identyfikującego większość emocji nie jest zagadnieniem trywialnym, dlatego też w pracach badawczych najczęściej rozważane są następujące stany emocjonalne: radość, smutek, strach, znużenie, złość oraz stan neutralny [10, 21].

W niniejszym artykule został przedstawiony wpływ funkcji okna, wykorzystywanej w procesie tworzenia spektrogramu, na skuteczność identyfikacji stanu emocjonalnego mówcy przez sztuczną sieć neuronową (SSN). W przeprowadzonych badaniach wykorzystane zostały następujące okna czasowe: Hamminga, Gaussa, Dolph-Czebyszewa, Blackmana, Nuttalla i Blackmana-Harrisa. Ponadto został przedstawiony nowatorski sposób przetwarzania spektrogramu, będącego wektorem wejściowym dla SSN.

Artykuł został podzielony na cztery części. Pierwsza z nich charakteryzuje zakres badań. W drugiej została przedstawiona wykorzystywana baza nagrań mowy emocjonalnej oraz omówiona została analiza widmowa sygnału mowy. Trzecia część traktuje o zastosowanych metodach badawczych. Ponadto zostały scharakteryzowane struktury wykorzystanych sieci neuronowych. W części tej zaprezentowano również otrzymane wyniki. Na końcu artykułu zostały nakreślone możliwe kierunki rozwoju badań oraz propozycje poprawy wykorzystanych metod.

Należy zauważyć, iż opracowana metoda identyfikacji stanu emocjonalnego mówcy daje zdecydowanie lepsze wyniki od poprzednio uzyskiwanych podczas pracy nad tym samym

zbiorem nagrań, gdzie średnia skuteczność identyfikacji stanu emocjonalnego wynosiła około 50% [19].

1. Krótka charakterystyka analizowanego zagadnienia

Najbardziej złożonym zagadnieniem w identyfikacji stanu emocjonalnego mówcy jest mnogość emocji, które należy rozpoznać. W literaturze pojawiają się wzmianki o sposobach przetwarzania sygnału polskiej mowy emocjonalnej oparte na maszynie wektorów wspierających [9] czy algorytmie k-NN [10] jednak wyniki otrzymywane przy ich wykorzystaniu ciągle nie są w pełni zadowalające. Niniejsze badania skupiały się na sześciu najpopularniejszych stanach: strachu, smutku, znużeniu, radości, złości i stanie neutralnym.

Metody czasowo – częstotliwościowe są najczęściej wykorzystywanymi narzędziami w przetwarzaniu sygnałów mowy [17]. Mogą one być podzielone na dwie zasadnicze grupy: reprezentacja czas – skala i czas – częstotliwość. Metody te umożliwiają estymację widma sygnału w krótkim i skończonym przedziale czasowym, bazując na fragmentach sygnału pozyskiwanego przez przesuwne okno czasowe [17].

Szczególną rolę w przetwarzaniu sygnału mowy pełni krótkoczasowa transformata Fouriera (STFT) i związany z nią spektrogram. Bardzo ważną rolę w procesie powstawania spektrogramu odgrywają funkcje okna czasowego. Wpływ tych funkcji na skuteczność rozpoznawania stanu emocjonalnego mówcy jest głównym przedmiotem badań opisanym w niniejszym artykule. Jako klasyfikatorem posłużono się sztuczną siecią neuronową. W skład wektora uczącego wchodził w 50% zbiór posiadanych nagrań emocjonalnej mowy polskiej. Jako zbiór testowy posłużyło pozostałe 50% nagrań. Ze względu na ograniczoną ilość danych, nagrania uczące i testowe pochodziły od tych samych mówców jednakże została zachowana niezależność od tekstu (trzy pierwsze zdania z bazy danych posłużyły jako wektory uczące, trzy kolejne jako testowe).

2. Analiza widmowa sygnału mowy

Aby dokonać analizy sygnału mowy należy w pierwszej kolejności zamienić sygnał analogowy na sygnał dyskretny. Odbywa się to poprzez proces próbkowania z określoną częstotliwością. Sygnał cyfrowy może w dalszym etapie posłużyć do przeprowadzenia analizy.

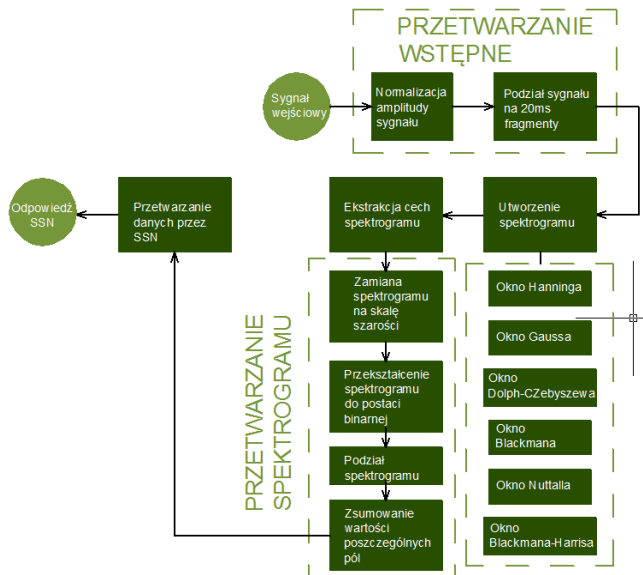
Zastosowanie metod wykorzystujących konwencjonalne podejście np. wyznaczanie widma długoterminowego

w przypadku sygnałów mowy nie daje zadowalających wyników ze względu na specyfikę tych sygnałów. Z tego powodu najczęściej stosowaną widmową metodą analizy sygnałów mowy jest metoda wykorzystująca wyznaczanie chwilowego widma sygnału i przedstawienie jego ewolucji w czasie na tzw. spektrogramie [25].

Największe wyzwaniem w przeprowadzonych badaniach stanowił proces przygotowania i przetwarzania danych. Został on podzielony na kilka etapów.

Pierwszy obejmował wstępne przetwarzanie sygnału wejściowego. Jego pierwszym etapem była normalizacja wartości danych wejściowych do przedziału [-1,1]. W zagadnieniach związanych z przetwarzaniem mowy powszechnym zjawiskiem jest podział sygnału wejściowego na ramki o stałej długości (ramkowanie) [6]. W niniejszych badaniach posłużono się ramkami o długości 20ms każda. Jednym z problemów związanym z próbkowaniem i ramkowaniem jest możliwość wystąpienia zjawiska "wycieku danych". Jest to spowodowane nieciągłą zmianą sygnału na końcach przedziału próbkowania. W celu ograniczenia występowania tego zjawiska należałoby zastosować metodę zwaną okienkowaniem [3, 5, 12, 15] i polegającą na przemnożeniu ciągu wejściowego przez funkcję okna powodującą redukcję amplitudy prążków widma przede wszystkim na końcach ramek, minimalizując wpływ składowych wysokoczęstotliwościowych będących powodem przecieków.

Kolejny etap skupiał się wokół transformacji wstępnie przetworzonego sygnału do postaci spektrogramu. W tym etapie wykorzystywane były funkcje okna, których dobór stanowił jedno z zagadnień opisywanych w niniejszym artykule. W przeprowadzonych badaniach użyte zostały okna o długości 128 próbek, z kolei nakładkowość wynosiła 50%. Ostatnim krokiem była ekstrakcja cech stanowiących wektor wejściowy dla SSN. Całość procesu przetwarzania sygnału została przedstawiona na rys. 1.



Rys. 1. Proces przetwarzania sygnału

2.1. Opis wykorzystanej bazy danych

W badaniach związanych z identyfikacją mowy emocjonalnej bardzo często stosowana jest Berlińska Baza Danych Mowy Emocjonalnej (BES) [1] przygotowana przez zawodowych aktorów i zawierająca nagrania w siedmiu stanach emocjonalnych to jest: strach, złość, zdumienie, radość, smutek, odraza oraz stan neutralny. Jednakże, w przypadku polskiej mowy emocjonalnej większość badaczy skupia się wokół bazy danych opracowanej przez Zakład Elektroniki Medycznej Politechniki Łódzkiej [5]. Baza ta została przygotowana przez ośmioro aktorów: czterech mężczyzn i cztery kobiety. Zebrane nagrania występują w sześciu stanach emocjonalnych analizowanych w niniejszym artykule.

Cały zbiór składa się z 240 nagrań w formacie '.wav' próbkowanych z częstotliwością 44,1 kHz. Baza ta zawiera następujące nagrania: „Od dziś przestaję się golić”, „Janek był dzisiaj u fryzjera”, „Oni kupili dzisiaj nowy samochód”, „Ta lampa dzisiaj jest na biurku” oraz „Jego dziewczyna przylatuje dzisiaj samolotem”.

2.2. Okna czasowe

Okna czasowe są funkcjami spełniającymi następujące warunki [4]:

- są symetryczne względem środka przedziału,
- są niezerowe w skończonym przedziale czasu,
- osiągają maksimum w środku przedziału.

Okienkowanie polega na wykonaniu operacji splotu sygnału wejściowego oraz funkcji okna w osi czasu. Wynikiem powyższej operacji jest zmiana amplitudy sygnału w funkcji okna.

Okno Hamminga

Okno czasowe jest funkcją opisującą sposób pozyskiwania próbek z analizowanego sygnału [26]. Przy założeniu, iż dany jest pewien sygnał $s(n)$, w skończonym przedziale czasu, wówczas wynikiem obserwacji takiego impulsu w oknie będzie funkcja $g(n)$ opisana następującym wzorem:

$$g(n) = s(n)w(n), \quad n \in (-\infty, +\infty), \quad (1)$$

gdzie $w(n)$ jest wspomnianą funkcją okna [26].

Szczególny przykład okna czasowego stanowi zaproponowane przez R. W. Hamminga okno Hamminga. Zostało ono opracowane aby minimalizować wartość maksymalną najbliższego płatka bocznego i charakteryzowane jest następującym wzorem [8]:

$$w(n) = \alpha - \beta \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right), \quad (2)$$

gdzie: $\alpha = 0,54$, $\beta = 1 - \alpha = 0,46$, N – liczba próbek sygnału.

Okno Gaussa

Okno czasowe Gaussa zdefiniowane jest następującym wzorem [8]:

$$w(n) = e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{n - (N-1)/2}{\sigma(N-1)/2} \right)^2}, \quad (3)$$

gdzie: N – liczba próbek sygnału, $\sigma \leq 0,5$

Okno to posiada dwie podstawowe zalety w odniesieniu do transformaty Fouriera. Kształt funkcji Gaussa zbliżony jest do paraboli, zatem może być niemal dokładnie wykorzystany w kwadratowej interpolacji estymacji częstotliwościowej. Po drugie w wyniku transformacji Fouriera funkcji Gaussa otrzymujemy również funkcję Gaussa zatem jest to funkcja własna transformacji.

Okno Dolpha-Czebyszewa

Okno Dolpha-Czebyszewa jest definiowane następująco [16]:

$$w_0(n) = w_0 \left(n - \frac{N-1}{2} \right), \quad (4)$$

gdzie:

$$w_0(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} W_0(k) e^{\frac{i2\pi kn}{N}} \quad n \in \left\langle -\frac{N}{2}, \frac{N}{2} \right\rangle, \quad (5)$$

$$W_0(k) = \frac{\cos \left\langle N \cos^{-1} \left[\beta \cos \left(\frac{\pi k}{N} \right) \right] \right\rangle}{\cosh \left[N \cosh^{-1}(\beta) \right]} \quad (6)$$

gdzie:

$$\beta = \cosh \left[\frac{1}{N} \cosh^{-1}(10^\alpha) \right], \quad (7)$$

gdzie: α jest parametrem określonym za pomocą norm Czebyszewa i określany jest jako logarytm stosunku wysokości maksimum głównego do bocznych [5].

Okno Blackmana

Opierając się na opracowaniu [7] okno Blackmana jest zdefiniowane w następujący sposób:

$$w(n) = a_0 - a_1 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) + a_2 \cos\left(\frac{4\pi n}{N-1}\right), \quad (8)$$

gdzie: $a_0 = \frac{1-\alpha}{2}$, $a_1 = \frac{1}{2}$, $a_2 = \frac{\alpha}{2}$, $\alpha = 0,16$.

Okno Nuttalla

Matematycznie okno Nuttalla opiera się na następującej definicji [8]:

$$w(n) = a_0 - a_1 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) + a_2 \cos\left(\frac{4\pi n}{N-1}\right) - a_3 \cos\left(\frac{6\pi n}{N-1}\right), \quad (9)$$

gdzie: $a_0 = 0,355768$, $a_1 = 0,487396$, $a_2 = 0,144232$, $a_3 = 0,012604$.

Ponadto jeśli założymy, iż dana jest dowolna liczba rzeczywista n . Wówczas funkcja Nuttalla i jej pierwsza pochodna są zawsze ciągle. Oznacza to, iż funkcja dąży do 0 dla $n = 0$.

Okno Blackmana-Harrisa

Okno to jest uogólnieniem okna Hamminga. Otrzymywane jest poprzez większe w przesunięciu funkcji *sinc* w celu minimalizacji prążków bocznych. Okno Blackmana-Harrisa jest definiowane następująco [16]:

$$w(n) = a_0 - a_1 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) + a_2 \cos\left(\frac{4\pi n}{N-1}\right) - a_3 \cos\left(\frac{6\pi n}{N-1}\right), \quad (10)$$

gdzie: $a_0 = 0,3635819$, $a_1 = 0,4891775$, $a_2 = 0,1365995$, $a_3 = 0,0106411$.

2.3. Krótkoczasowa transformata Fouriera

Krótkoczasowa transformata Fouriera (STFT) pełni znaczącą rolę w analizie sygnału mowy podobnie jak metody spektrograficzne. Oba sposoby przetwarzania dźwięku są zaliczane do reprezentacji sygnału mowy w przestrzeni czas – częstotliwość [11]. Ciągła STFT może być interpretowana jako szczególny przypadek przekształcenia Gabora [26]. Dla ciągłego sygnału $x(t)$ transformacja jest zdefiniowana następująco [13]:

$$STFT_x^F(t, f) = e^{-j2\pi ft} \int_{-\infty}^{+\infty} X(\theta) W^*(\theta - f) e^{j2\pi \theta t} d\theta \quad (11)$$

Z kolei w dziedzinie czasu transformacja jest zdefiniowana następująco:

$$STFT_x^T(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) w^*(\tau - t) e^{j2\pi f \tau} d\tau, \quad (12)$$

gdzie: $w(t)$ jest funkcją okna o widmie Fouriera $W(\theta)$, $X(\theta)$ – widmo analizowanego sygnału, znak "*" – oznacza sprzężenie zespolone.

Równanie (12) polega na wykonaniu przekształcenia Fouriera na następujących po sobie fragmentach sygnału wejściowego pozyskiwanych za pomocą okna $w(t)$. Krótkoczasowa transformata Fouriera w dziedzinie częstotliwości jest równoważna [4]:

- 1) odwrotnemu przekształceniu Fouriera obliczonemu dla fragmentu widma sygnału $X(\theta)$ pozyskanemu przez przesuwane w dziedzinie częstotliwości okno $W(\theta - f)$.
- 2) przemieszczeniu w częstotliwości sygnału pozyskanego z 1. do częstotliwości zerowej. Przekształcenie to wykonywane jest poprzez pomnożenie sygnału z 1. przez $e^{j2\pi f \tau}$.

Dla sygnałów cyfrowych szczególne znaczenie przyjmuje następująca postać powyższego równania [13]:

$$STFT(nk) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} x(m) w^*(n-m) e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}k\right)m} \quad (13)$$

Jeżeli rozważymy funkcję okna o N niezerowych i rzeczywistych próbkach, wówczas powyższe równanie przyjmie następującą postać [13]:

$$STFT(nk) = \sum_{m=0}^N w(m) x(n-m) e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}k\right)m} \quad (14)$$

gdzie: $n = 0, N, 2N, \dots, M-N$; $k = 0, 1, 2, \dots, N-1, M$ – liczba analizowanych próbek.

Związek pomiędzy krótkoczasową transformatą Fouriera, a spektrogramem definiuje następujące równanie [13]:

$$S(nk) = |STFT(nk)|^2 \quad (15)$$

Obliczenia są wykonywane w oparciu o metodę przesuwne okna w dziedzinie czasu. Krótkoczasowa transformata Fouriera jest obliczana dla każdego zbioru próbek ograniczonych przez okno czasowe.

Dobór rozdzielczości w obu dziedzinach ma zasadniczy wpływ na jakość spektrogramu. Szerokie okno znacząco zwiększa rozdzielczość w dziedzinie częstotliwości, negatywnie wpływając na jakość w dziedzinie czasu. Uzasadnienia takiego zjawiska należy szukać w zależnościach czasowo – częstotliwościowych funkcji okna. Uzyskanie wysokiej rozdzielczości czasowej wiąże się z koniecznością użycia wąskiego okna. Mała liczba próbek sprawia, iż obliczenia transformaty Fouriera wykonywane

z krokiem $\Delta f = \frac{f_p}{N}$, f_p – częstotliwość próbkowania, będą realizowane ze znacznym przyrostem częstotliwości [2]. Dodatkowo w powyższym przypadku duża szerokość listka głównego na charakterystyce częstotliwościowej spowoduje pojawienie się efektu rozmycia [2]. Rozwiązaniem problemu związanego z doбором szerokości okna jest metoda nakładkowania, która znacząco poprawia jakość spektrogramu [14].

3. Przeprowadzone badania

Głównym celem przeprowadzonych badań było sprawdzenie wpływu funkcji okna, w procesie opracowywania spektrogramu, na skuteczność identyfikacji stanu emocjonalnego mowy posługującego się mową polską. W badaniach została wykorzystana baza nagrań mowy emocjonalnej przygotowana przez Zakład Elektroniki Medycznej Politechniki Łódzkiej [5].

3.1. Dobór parametrów spektrogramu

Uzyskanie spektrogramu umożliwiającego efektywną identyfikację sygnału emocjonalnej mowy polskiej wiąże się z odpowiednim doбором takich parametrów jak: szerokość okna, funkcja okna czy rozdzielczość w dziedzinie czasu. Najwyższa rozdzielczość w dziedzinie czasu może być uzyskana przy zastosowaniu nakładkowania wynoszącego $N-1$ próbek, jednak jak łatwo zauważyć przesuwane okna w każdym kroku tylko o jedną próbkę wiąże się ze znaczącym wzrostem obliczeń. Dlatego też w przeprowadzonych badaniach wykorzystano nakładkowanie wynoszące 50% długości okna. Właściwy dobór długości okna jest zagadnieniem nieco bardziej złożonym.

Najwyższa efektywność osiągana jest w sytuacji gdy stosunek średniokwadratowej długości częstotliwościowej (A) do czasowej (B) był równy stosunkowi przyrostu częstotliwości do czasu, w którym dany przyrost miał miejsce [2]:

$$\frac{A}{B} = \frac{\Delta f}{\Delta t}, \quad (16)$$

gdzie:

$$A = \sqrt{\frac{1}{E} \int_{-\infty}^{+\infty} f^2 |w(f)|^2 df}, \tag{17}$$

$$B = \sqrt{\frac{1}{E} \int_{-\infty}^{+\infty} t^2 |w(t)|^2 dt}, \tag{18}$$

$$E = \sqrt{\frac{1}{E} \int_{-\infty}^{+\infty} |w(t)|^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{E} \int_{-\infty}^{+\infty} |w(f)|^2 df} \tag{19}$$

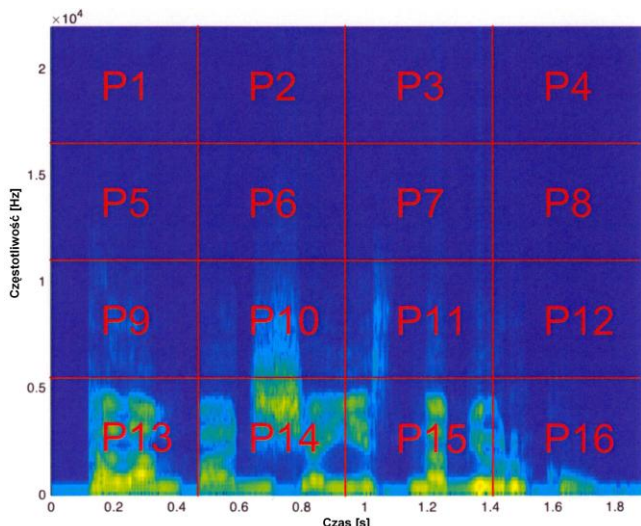
Problem doboru rodzaju funkcji okna jak i jej parametrów powinien stanowić swoisty kompromis pomiędzy jakością sygnału uzyskiwaną na wyjściu, a czasem niezbędnym do wykonania obliczeń. Należy również zauważyć, iż sam dobór funkcji okna jest pewnym kompromisem pomiędzy szerokością listka głównego, poziomem pierwszego listka bocznego oraz szybkością zmian poziomów listków bocznych wraz ze wzrostem częstotliwości. A zetem jest to kompromis pomiędzy dokładnością wartości amplitudy oraz częstotliwością.

3.2. Ekstrakcja cech spektrogramu

Głównym elementem etapu ekstrakcji cech ze spektrogramu było utworzenie zestawu danych stanowiących wektor wejściowy dla SSN. Proces ekstrakcji cech przebiegał następująco:

- 1) Przedstawienie spektrogramu w skali odcieni szarości (0-255).
- 2) Przekształcenie otrzymanego spektrogramu w postać binarną. Wartości poniżej progu zyskały wartość 0, powyżej – 1. Przeprowadzony został szereg eksperymentów mający na celu wyznaczenie najlepszej wartości progu. Zbadany został zakres od 100 do 200. Najlepsze wyniki zostały osiągnięte gdy wartość progu wynosiła 155.
- 3) Obraz uzyskany poprzez zamianę spektrogramu do obrazu binarnego został podzielony odpowiednio na 9, 16 i 25 fragmentów. Dla każdego z podziałów przeprowadzone zostały badania. Przykład podziału spektrogramu został przedstawiony na rysunku 2.

Wartości w poszczególnych obszarach zostały zsumowane stając się wektorem wejściowym dla SSN.



Rys. 2. Przykład podziału spektrogramu (dla lepszej czytelności został przedstawiony spektrogram w skali barwnej)

3.3. Zastosowanie sztucznych sieci neuronowych do identyfikacji emocji

W niniejszych badaniach zostały wykorzystane SSN udostępniane za pośrednictwem pakietu Neural Network Toolbox programu Matlab 2015b. W zależności od podziału spektrogramu zostały wykorzystane trzy różne SSN.

W przypadku podziału spektrogramu na 9 obszarów użyta sztuczna sieć neuronowa składała się z 4 warstw. Warstwę wejściową stanowiło 10 neuronów (9 ze spektrogramu i pięć mowy). SSN miała dwie warstwy ukryte po 20 neuronów każda oraz 6 neuronów w warstwie wyjściowej odpowiadające 6 zidentyfikowanym stanom emocjonalnym.

W przypadku podziału spektrogramu na 16 fragmentów, warstwa wejściowa SSN składała się z 17 neuronów. Warstwy ukryte zawierały po 34 sztuczne komórki nerwowe każda. Z kolei warstwa wyjściowa zbudowana została z 6 neuronów.

Ostatnie badania zostały przeprowadzone dla podziału spektrogramu na 25 obszarów. Warstwę wejściową stanowiło 26 neuronów. Warstwy ukryte zostały zbudowane odpowiednio z 20 i 10 neuronów. Natomiast podobnie jak w poprzednich przypadkach w warstwie wyjściowej znajdowało się 6 neuronów.

We wszystkich badaniach jako funkcja aktywacji neuronów została użyta funkcja tangens hiperboliczny. SSN były uczone za pomocą algorytmu wstecznej propagacji błędów z adaptacyjną zmianą współczynników uczenia i momentum. Nauka odbywała się do momentu osiągnięcia przez SSN dopuszczalnego błędu wynoszącego 0,05.

3.4. Wyniki badań

Najlepsze wyniki zostały uzyskane przy wykorzystaniu sieci neuronowej składającej się z 17 neuronów w warstwie wejściowej, dwóch 34 neuronowych warstw ukrytych oraz 6 neuronów wyjściowych. Najskuteczniejszą funkcją okna okazała się być funkcja Dolpha-Czebyszewa, dla której skuteczność identyfikacji stanów emocjonalnych sięgnęła niemal 88% w przypadku rozpoznawania radości. Otrzymane wyniki badań dla poszczególnych funkcji okien czasowych przedstawiono w tabeli 1.

Tabela 1. Wyniki otrzymane dla poszczególnych funkcji okna i stanów emocjonalnych (w procentach)

Funkcja okna	Rodzaj emocji					
	Złość	Znużenie	Strach	Radość	Neutralny	Smutek
Hamminga	79,17	79,17	80,21	84,38	73,96	76,04
Gausa	75,00	77,08	71,88	78,13	71,88	73,96
Dolpha-Czebyszewa	83,33	82,29	84,38	87,50	78,13	82,29
Blackmana	78,13	79,17	77,08	82,29	76,04	77,08
Nuttalla	82,29	80,21	81,25	83,33	75,00	79,17
Blackmana-Harrisa	82,29	80,21	82,29	84,38	77,08	80,17

Jak łatwo zauważyć najlepszą skuteczność, bez względu na zastosowane okno, uzyskano dla radości, najgorszą dla stanu neutralnego. Może to być związane z częstotliwością podstawową, która dla radości zdecydowanie różni się od pozostałych stanów emocjonalnych [24]. Średnia wartość amplitudy dla poszczególnych emocji [18] również mogła mieć wpływ na otrzymane wyniki. Należy zauważyć (tabela 2), iż radość była najrzadziej mylonym stanem emocjonalnym, z kolei stan neutralny często był mylony ze znużeniem oraz smutkiem.

Tabela 2. Macierz pomyłek (w procentach)

Emocje zadane na wejściu	Emocje rozpoznane					
	Złość	Znużenie	Strach	Radość	Neutralny	Smutek
Złość	80,04	3,11	5,03	4,75	3,32	3,75
Znużenie	1,02	79,69	0,94	1,00	9,23	8,12
Strach	7,03	2,13	79,52	5,55	3,89	1,88
Radość	5,12	2,98	3,64	83,34	2,25	2,67
Neutralny	4,42	8,98	2,22	0,80	75,35	8,23
Smutek	2,65	8,11	1,58	1,65	7,89	78,12

4. Wnioski

Jak pokazały przeprowadzone badania, rozpoznawanie emocji w sygnale mowy jest zagadnieniem stosunkowo trudnym. Brakuje publikacji bezpośrednio związanych z możliwościami jakie dają metody spektrograficzne oraz sztuczne sieci neuronowe w zagadnieniach związanych z identyfikacją emocji w mowie polskiej.

Podział spektrogramu oraz określenie w jego podobszarach sumarycznej energii pozwoliło na określenie odpowiedniego wektora wejściowego dla SSN.

Przeprowadzone badania pokazały, iż najlepsze wyniki są otrzymywane przy zastosowaniu okna Dolpha-Czebyszewa w procesie wykonywania spektrogramu. Może to być związane z kształtem okna oraz jego skutecznością eliminowania przecieku danych. Warto zauważyć, iż okno Dolpha-Czebyszewa jest efektem optymalizacji, w której to ograniczona została wysokość listków bocznych przy jednoczesnej minimalizacji szerokości listka głównego, co nie ma miejsca w przypadku pozostałych okien poddanych analizie.

Średnia skuteczność SSN przetwarzającej tego rodzaju dane wyniosła około 83%, zaś same wyniki wahają się od około 78% do niemal 88%.

Przeprowadzone badania oraz otrzymane wyniki, jak również wstępne rezultaty kolejnych eksperymentów pozwalają domniemywać, iż zaproponowana metoda przetwarzania sygnału emocjonalnej mowy polskiej może być na tyle uniwersalna, iż będzie możliwe jednoznacznie określenie stanu emocjonalnego mówcy bez względu na rodzaj wypowiedzi.

W dalszym etapie badań planowane jest sprawdzenie możliwości transformaty falkowej i skalogramów w przetwarzaniu emocjonalnej mowy polskiej. Wydaje się, że pozwoli to na opracowanie jeszcze skuteczniejszych metod identyfikacji emocji.

Literatura

- [1] Berlin Database of Emotional Speech: <http://www.expressive-speech.net/> (10.08.2014).
- [2] Bracewell R.: The Fourier Transform and its Application. Electric Engineering Series. McGraw-Hill International Editions. Singapore 2000.
- [3] Chena K.F., Lib Y.F.: Combining the Hanning windowed interpolated FFT in both directions. Computer Physics Communication 178(12)/2008, 924–928.
- [4] Chmaj T., Lankosz M.: Akwizycja i przetwarzanie sygnałów cyfrowych. Politechnika Krakowska, Kraków 2011.
- [5] Database of Polish Emotional Speech: http://www.eletel.p.lodz.pl/bronakowski/med_cat-alog/ (10.08.2014).
- [6] Gałka J., Ziółko B.: Study of Performance Evaluation Methods for Non-Uniform Speech Segmentation, International of Circuits, Systems and Signal Processing. NAUN 2008.
- [7] Harris R, Fredric J.: On the use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform. Proceedings of the IEEE 66(1)/1978, 51–83.
- [8] Heinzel, G., Rüdiger, A., Schilling R.: Spectrum and spectral density estimation by the Discrete Fourier transform (DFT), including a comprehensive list of window functions and some new flat-top windows (Technical report). Max Planck Institute (MPI) für Gravitationsphysik/Laser Interferometry & Gravitational Wave Astronomy.
- [9] Janicki A., Turkot M.: Rozpoznawanie stanu emocjonalnego mówcy z wykorzystaniem maszyny wektorów wspierających. KSTyT 2008, Bydgoszcz 2008.
- [10] Kamińska D., Pelikant A.: Zastosowanie multimedialnej klasyfikacji w rozpoznawaniu stanów emocjonalnych na podstawie mowy spontanicznej. IAPGOŚ 3/2012, 36–39.

- [11] Kim E.H., Hyu K.H., Kim S.H., Kwak Y.K.: Speech emotion recognition using eigen-FFT in clean and noisy environments. 16th IEEE International Conference on Robots and Human Interactive Communication, Jeju, Korea 2007.
- [12] Kłosiński R.: Materiały X Konferencji Naukowej SP 2014.
- [13] Konratowski E.: Czasowo-częstotliwościowa analiza drgań z wykorzystaniem metody overlapping. Logistyka 3/2014, 3104–3110.
- [14] Konratowski E.: Monitoring of the Multichannel Audio Signal, Computational collective intelligence. Technologies and Applications. Lecture Notes in Artificial Intelligence 6422, Springer Verlag, 298–306.
- [15] Krzyk P., Sułowicz M., Pragłowska-Rylko N.: Zastosowanie IpDFT do diagnostyki silników asynchronicznych. Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne 3/2014, 293–300.
- [16] Lynch P.: The Dolph-Chebyshev window: A simple optimal filter. America Meteorological Society Journal of the Online 125/1997, 655–660.
- [17] Parsomphan S.: Use of Neural Network Classifier for Detecting Human Emotions via Speech Spectrogram. Proceedings of the 3rd IAAE International Conference on Intelligence Systems and Image Processing. Japan 2015.
- [18] Pfitzinger H.R., Kaernbach C.: Amplitude and Amplitude Variation of Emotional Speech. Interspeech 2008, 1036–1039.
- [19] Powroźnik P., Czerwiński D.: Effectiveness comparison on an artificial neural networks to identify Polish emotional speech. Przegląd Elektrotechniczny 07/2016, 45–48.
- [20] Powroźnik P.: Polish emotional speech recognition using artificial neural network. Advances in Science and Technology Research Journal 8(24)/2014, 24–27.
- [21] Ramakrishnan S.: Recognition of emotion from speech, A review. Speech Enhancement, Modeling and Recognition – Algorithms and Applications, March 2012.
- [22] Scherer K.: Vocal communication of emotions: A Review of Research Paradigms in Speech Communication 40/2003, 227–256.
- [23] Smith J. O.: Spectral Audio Signal Processing. W3K Publishing, 2011.
- [24] Thompson W. F., Balkwill L-L.: Decoding speech prosody in five languages. Semiotica 158/2006, 407–424.
- [25] Wieher A., Sęk A., Konieczny J.: Akustyczno-fonetyczne cechy mowy polskiej. Instytut Akustyki UAM Poznań, 2005.
- [26] Zieliński T. P., Cyfrowe przetwarzanie sygnałów. Od teorii do zastosowań. WKiŁ, Warszawa 2009.

Mgr Paweł Powroźnik

e-mail: pawel.powroznik@pollub.edu.pl

Absolwent Uniwersytetu Marii Curie Skłodowskiej w Lublinie na kierunku informatyka. Obecnie doktorant w Instytucie Informatyki Politechniki Lubelskiej. Działalność naukowa obejmuje między innymi przetwarzanie sygnału mowy oraz zastosowania sztucznych sieci neuronowych.



Dr hab. inż. Dariusz Czerwiński, prof. PL

e-mail: d.czerwiński@pollub.pl

Absolwent Wydziału Elektrycznego Politechniki Lubelskiej oraz student Uniwersytetu Kanazwa w Japonii. Pracę doktorską obronił w 2001, a habilitacyjną w 2014. Obecnie pełni funkcję dyrektora Instytutu Informatyki Politechniki Lubelskiej. Działalność naukowa obejmuje między innymi modelowanie numeryczne urządzeń elektromagnetycznych, zastosowania chmur komputerowych, bezpieczeństwo danych w systemach sieciowych, systemy eksploracji danych wykorzystujące paradygmat MapReduce, zastosowania Sztucznych Sieci Neuronowych.



otrzymano/received: 15.06.2016

przyjęto do druku/accepted: 22.11.2017

DOI: 10.5604/01.3001.0010.7372

OPTIMALIZACJA WIELOKRYTERIALNA W PROCESIE PRODUKCJI MEBLI

Grzegorz Kłosowski¹, Edward Kozłowski²¹Politechnika Lubelska, Katedra Organizacji Przedsiębiorstwa, ²Politechnika Lubelska, Katedra Metod Ilościowych w Zarządzaniu

Streszczenie. Opracowanie dotyczy zastosowania programowania liniowego całkowitoliczbowego w optymalizacji wielokryterialnej. Celem badań było opracowanie modelu sterownika decyzyjnego umożliwiającego jednoczesną minimalizację poziomu zapasów półfabrykatów wygenerowanych w procesie cięcia, jak i odpadów po rozkroju. Zadaniem sterownika było dobranie odpowiedniego programu rozkroju z uwzględnieniem zamówień produkcyjnych, bieżących zapasów półfabrykatów i ograniczeń odnośnie dopuszczalnych poziomów zapasów.

Słowa kluczowe: procesy przemysłowe, systemy wspomagania decyzji, programowanie liniowe całkowitoliczbowe, symulacja komputerowa

USE OF MULTICRITERIAL OPTIMIZATION IN FURNITURE MANUFACTURING PROCESS

Abstract. This paper concerns the use of integer linear programming in a multi-criteria optimization. The aim of the research was to develop a model of the decision support system allowing simultaneous minimization of the intermediate products stocks level and waste generated in the process of cutting. The goal of controller was to select the appropriate cutting program, including production orders, the current inventory and limits on permissible stocks levels.

Keywords: process industry, decision support systems, integer linear programming, computer simulation

Wstęp

Programowanie całkowitoliczbowe (PC) jest metodą wykorzystywaną w szerokim spektrum zagadnień z zakresu optymalizacji [6]. Istnieje wiele prac naukowych, które są dowodem dużej przydatności tej metody w zastosowaniach przemysłowych, a także w różnych innych dziedzinach życia. Spotyka się przykłady zastosowań programowania liniowego całkowitoliczbowego (PLC) w procesie optymalizacji portfela inwestycyjnego. Wielkościami optymalizowanymi mogą być ryzyko i stopa zwrotu w określonym horyzoncie czasowym [8]. Ponadto, w zagadnieniach optymalizacji procesów inwestycyjnych, można znaleźć przykłady rozwiązań hybrydowych, polegających na łączeniu programowania liniowego i logiki rozmytej [11].

Prowadzone są badania w zakresie zastosowań PLC w dziedzinie optymalizacji pakowania elementów nieregularnych. Istnieją modele matematyczne, umożliwiające optymalizację pakowania przestrzennego (3D) przy użyciu układu dwóch modeli dwuwymiarowych (2D). W tym celu pierwszy model optymalizuje upakowanie elementów na płaszczyźnie poziomej, a drugi realizuje podobne zadanie dla płaszczyzny pionowej [4].

Programowanie liniowe całkowitoliczbowe znajduje skuteczne zastosowania jako metoda zarządzania łańcuchem dostaw alternatywna do klasycznych metod wykorzystywanych w systemach informatycznych klasy ERP. Tworzone są modele matematyczne umożliwiające optymalizację zapasów całego łańcucha logistycznego, w skład którego wchodzi poddostawcy realizujący dostawy w strukturze wielopoziomowej [9].

O wysokim poziomie aplikacyjności PLC, świadczą wyniki badań odnośnie problemu planowania w ramach organizacji systemu transportu rzeczno-godowego. Opiswany problem dotyczył floty barek przewożących zawiesziny węgla wapnia, dostarczanego do europejskich producentów papieru. Do rozwiązania problemu organizacyjnego zastosowano mieszane programowanie liniowe całkowitoliczbowe. Na bazie tej metody opracowano system wspomagania decyzji wspomagający zarządzanie łańcuchem dostaw. System uwzględniał wiele czynników, jak choćby dostępność barek, ich różnorodność pod względem ładowności, rozmieszczenie magazynów surowców i miejsc docelowych, poziomy zapas surowca w poszczególnych magazynach [2].

Innym przykładem zastosowania programowania całkowitoliczbowego są problemy związane z zarządzaniem kolejowymi przewozami towarowymi. Badania dotyczyły opracowania dynamicznego systemu wspomagania decyzji. W ramach tej problematyki, celami optymalizacji mogą być takie zagadnienia jak: redystrybucja pustych wagonów, ustalanie składów pociągów, ustalanie tras i harmonogramów przewozów [12].

Programowanie liniowe całkowitoliczbowe znajduje zastosowanie w procesie opracowania algorytmów sekwencyjnych realizujących zadania związane z optymalizacją pakowania [5, 9].

PLC znalazło zastosowanie w zagadnieniu optymalizacji procesu radioterapii o zmiennej intensywności naświetlania. Jest to problem NP-trudny, wobec czego nie istnieje uproszczona metoda umożliwiająca jego jednoznaczne rozwiązanie, stąd konieczność użycia metody iteracyjnej [3].

Kolejnym przykładem dziedziny, w której prowadzone są badania z zastosowaniem programowania liniowego całkowitoliczbowego jest problematyka optymalizacji zapasów poprzez odpowiedni dobór programu rozkroju [1]. Celem badań opisywanych w niniejszym opracowaniu jest optymalizacja zapasów półfabrykatów będących rezultatem operacji cięcia płyt w branży meblarskiej. Jednocześnie, drugim celem optymalizacji jest minimalizacja odpadów pozostałych w wyniku cięcia. Aby rozwiązać powyższy problem zastosowano metodę PLC. Opracowano model matematyczny sterownika decyzyjnego, a także zastosowano symulację komputerową w celu weryfikacji skuteczności modelu.

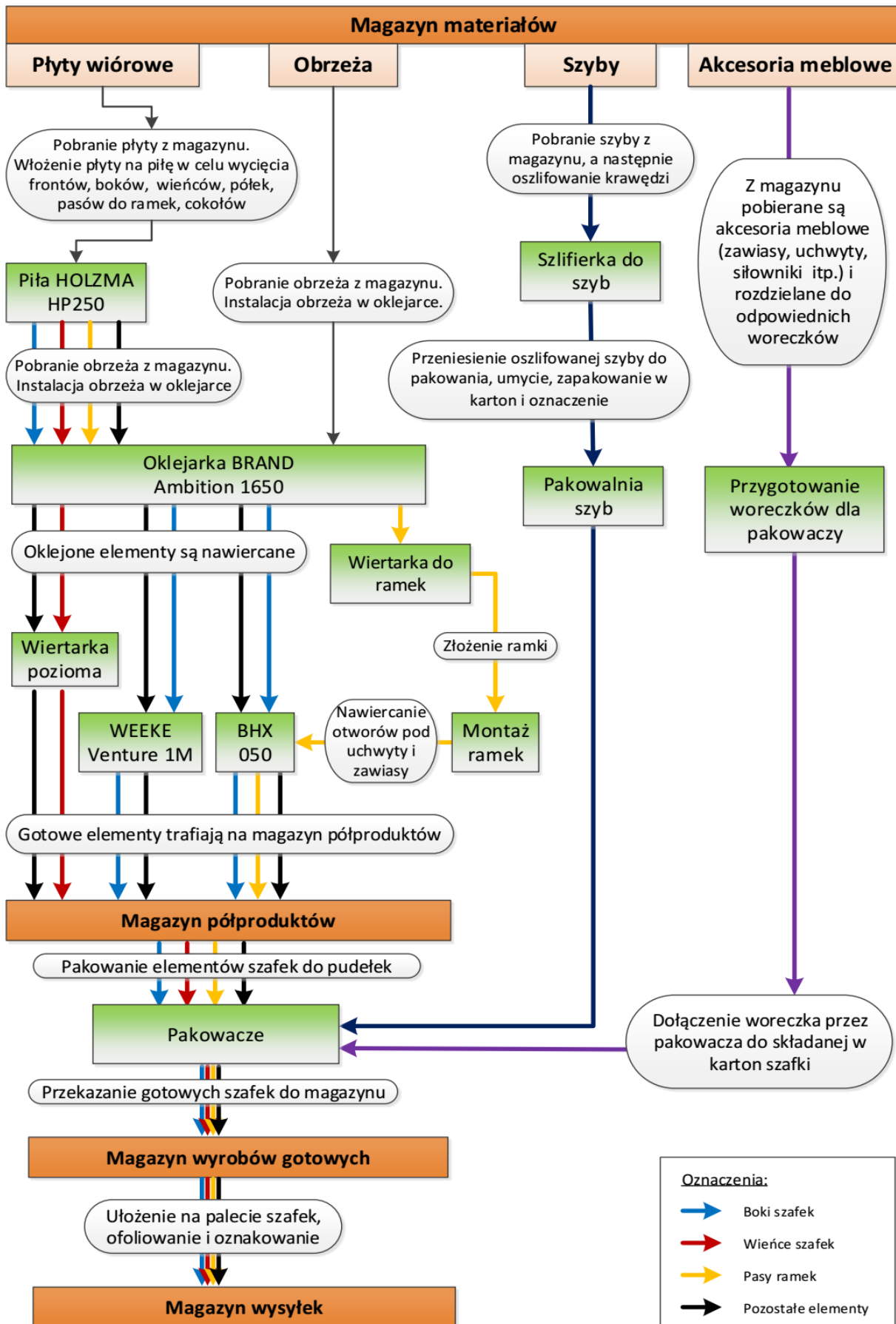
1. Charakterystyka obiektu badań

Obiektem badań jest przedsiębiorstwo produkcyjne średniej wielkości. Firma produkuje meble dla dużej, międzynarodowej sieci handlowej. Meble sprzedawane są dla klientów końcowych pod marką ww. sieci handlowej. Badane przedsiębiorstwo nie posiada własnego działu projektowego, ponieważ całość produkcji podporządkowana jest konkretnym projektom mebli, które znajdują się w ofercie odbiorcy hurtowego (sieci handlowej).

Odbiorca hurtowy zleca producentowi mebli około 40 modeli różnych szafek. Meble występują w 6 wariantach kolorystycznych. Ponadto, rozróżnia się fronty lewe i prawe. Daje to łączną liczbę 480 wariantów szafek meblowych.

Rocznie, firma meblowa produkuje około 55 tysięcy szafek. Zamówienia na określone rodzaje i ilości szafek wpływają do przedsiębiorstwa codziennie. Codziennie także odbywają się wysyłki mebli. Termin realizacji zamówienia wynosi 14 dni. Szafki wysyłane są do klienta hurtowego w postaci rozmontowanej. Są to komplety elementów do montażu zapakowane w pudełko kartonowe w taki sposób, że jedna szafka zajmuje jedno pudełko.

Transport wewnętrzzakładowy oparty jest na systemie wykorzystującym wózki widłowe i palety. W zależności od rodzaju (wielkości) szafki, na jedną paletę można załadować od 20 do 32 szafek. Waga załadowanej palety waha się w granicach 600–1000 kg. Średnia ilość szafek wysyłanych każdego dnia roboczego wynosi około 200 sztuk.



Rys. 1. Schemat procesu produkcyjnego w omawianym przedsiębiorstwie [7]

Podstawowym materiałem do produkcji szafek meblowych są laminowane płyty wiórowe. Są one kupowane z zewnątrz w formacie 2800×2070×18 mm. Płyty zamawiane są w konkretnych kolorach laminatów. Badane przedsiębiorstwo posiada własne okleiniarki wąskich płaszczyzn umożliwiające estetyczne wykończenie obrzeży pociętych formatek meblowych odpowiednią okleiną dobraną do koloru laminatu płyty.

Schemat głównego procesu produkcyjnego zaprezentowano na rys. 1. Z pewnym uogólnieniem można założyć, że do produkcji szafek meblowych wykorzystuje się 4 grupy materiałów. Pierwszą z nich są wspomniane już laminowane płyty wiórowe. Prócz nich, od zewnętrznych dostawców kupowane są gotowe: obrzeża, szyby i akcesoria meblowe (uchwyty, prowadnice, zawiasy, siłowniki itp.).

Pierwszym etapem procesu jest rozkrój płyt wiórowych na pile panelowej Holzma HP250. Pila jest urządzeniem klasy CNC o wysokim stopniu automatyzacji. Posiada oprogramowanie umożliwiające optymalizację rozkroju. Po wprowadzeniu do pamięci możliwych wymiarów formatek meblowych, na podstawie ilości poszczególnych płyt do pocięcia oprogramowanie maszynowe jest w stanie podać zoptymalizowany program rozkroju.

Na wyjściu pila generuje podstawowe elementy szafek. Należą do nich: fronty, boki, wieńce, cokoły, półki i pasy ramek.

Formatki wymagające oklejania kierowane są na stanowisko okleiniarki obrzeży. Oklejone formatki poddawane są operacjom nawiercania i frezowania. Dzięki tym zabiegom możliwy jest późniejszy montaż zawiasów oraz wzajemne zespolenie poszczególnych elementów szafek. Tak przygotowane formatki trafiają do magazynu półproduktów.

Jeśli dany rodzaj szafki wymaga zamontowania przeszklonego frontu, wtedy uruchamiany jest odrębny proces szlifowania, a następnie odpowiedniego zapakowania szyby.

Każda szafka meblowa ma odrębny zestaw akcesoriów, które są pakowane w woreczki a następnie dołączane do pudeł kartonowych z poszczególnymi szafkami. Jak wynika z rys. 1, miejscem w którym zbiegają się 3 równoległe strumienie półfabrykatów (formatek, szyb i akcesoriów) jest stanowisko pakowania. Stanowisko to jest obsługiwane przez kilku pakowaczy. Pakowanie odbywa się w sposób niezautomatyzowany.

2. Problem badawczy, cel i zakres badań

W przedsiębiorstwach MŚP o średnim stopniu automatyzacji występuje wiele zróżnicowanych problemów o charakterze technicznym, funkcjonalnym, a także społecznym. Spośród nich wyodrębniono problem mający zdaniem kierownictwa zasadniczy wpływ na konkurencyjność przedsiębiorstwa.

Jak wynika z powyższego opisu, przedsiębiorstwo realizuje produkcję w tzw. systemie ssącym – czyli wykonuje zadania produkcyjne na podstawie wcześniejszych zamówień od klientów. Teoretycznie, zaletą tego typu produkcji jest minimalizacja zapasów wyrobów gotowych. Wadą jest stosunkowo długi czas oczekiwania na produkt. Wnikając głębiej w specyfikę procesu produkcyjnego można dostrzec problem, polegający na rozbieżności celów. Celem numer jeden jest optymalizacja rozkroju, której efektem jest minimalizacja odpadów płyty wiórowej. Celem numer dwa jest minimalizacja półproduktów, którymi są formatki poszczególnych elementów szafek.

Zauważono że, gdy pila panelowa realizuje programy cięć uwzględniające jedynie bieżące zamówienia od klientów, procentowa ilość odpadów jest większa niż w przypadku, gdy programy rozkroju są uzupełniane o elementy szafek, które nie zostały jeszcze zamówione ale z historycznej analizy poprzednich zamówień można domniemywać, że w niedługim czasie będą wykorzystane. Metodą na minimalizację odpadów powstających w procesie cięcia na pile panelowej jest więc kontrolowany, lecz nie do końca przewidywalny wzrost zapasów półfabrykatów. Nieprzewidywalność wzrostu zapasów w braku pewności odnośnie terminu wykorzystania niezamówionych elementów szafek.

W omawianym przedsiębiorstwie decyzje odnośnie uzupełniania programów rozkroju o elementy niezamówione w celu redukcji odpadów podejmowany jest przez doświadczonego pracownika. Pracownik, podejmując decyzję kieruje się swoją wiedzą, doświadczeniem, znajomością rynku, a także twardymi danymi odnośnie aktualnych stanów magazynowych poszczególnych rodzajów półproduktów (formatek), przewidywanej wielkości i zróżnicowania asortymentowego przyszłych zamówień. Z uwagi na konieczność analizy wielu czynników, trafne (optymalne) podejmowanie tego rodzaju decyzji jest trudne i istnieje spore prawdopodobieństwo, że podczas tego procesu może się pojawić wiele błędów wynikających ze specyfiki natury ludzkiej.

Prócz tego dochodzi tu problem zastępowalności, a raczej jego braku. W przedsiębiorstwach MSP trudno zastąpić wysoko wyspecjalizowanego pracownika o stosunkowo wyrafinowanych kwalifikacjach. Trudno jest precyzyjnie oszacować potencjalne koszty, będące skutkiem błędnych decyzji.

Celem badań jest opracowanie sterownika realizującego zadania optymalizacji wielokryterialnej w oparciu o metodę programowania liniowego całkowitoliczbowego.

Zakres badań obejmuje opracowanie modelu symulacyjnego ww. sterownika, uwzględniającego funkcję celu i ograniczenia.

3. Metoda badawcza

Pierwszym etapem procesu produkcyjnego w branży meblarskiej jest operacja cięcia. Szczegółowym celem badań jest rozwiązanie problemu realizacji operacji cięcia z uwzględnieniem stanów magazynowych półfabrykatów (formatek). Jak już wcześniej wspomniano, każdy proces rozkroju wymaga podjęcia decyzji odnośnie wyboru sposobu cięcia. Numeryczna pila panelowa jest fabrycznie wyposażona w specjalistyczne oprogramowanie, z którego pomocą można optymalizować różnorodne programy rozkroju uwzględniające rozwinięcia materiałowe szafek meblowych będących w aktualnej ofercie producenta.

Niech N oznacza zbiór liczb naturalnych. Rozważamy produkcję $z \in N^n$ gotowych wyrobów, które powstają z $y \in N^k$ elementów. Wielkość $y = Bz$, gdzie macierz $B \in N^{k \times n}$ oznacza macierz zużycia pociętych formatek, tzn. $b_{ij} \in N$, $1 \leq i \leq k$, $1 \leq j \leq n$ oznacza liczbę elementów typu i użytych podczas produkcji jednej jednostki wyrobu j .

Stan początkowy pociętych elementów na magazynie oznaczamy przez $x \in N^k$.

Przyjmijmy, że istnieje m sposobów rozkroju arkusza oraz macierz $A \in N^{k \times m}$ oznacza macierz sposobów rozkroju, natomiast $u \in N^m$ oznacza wektor cięć. Rozważmy dwa scenariusze problemowe.

Problem 1.

Należy zużyć jak najmniej materiału podczas produkcji z wyrobów uwzględniając bieżące stany magazynowe gotowych elementów.

$$\min_u \sum_{i=1}^m u_i \text{ przy ograniczeniach } \begin{cases} u \in N^m \\ Au + x \geq Bz \end{cases} \quad (1)$$

Problem 2.

Tak jak problem 1, dodatkowo stany magazynowe nie powinny przekraczać wielkości $x_u \in N^k$.

$$\min_u \sum_{i=1}^m u_i \text{ przy ograniczeniach } \begin{cases} u \in N^m \\ Bz \leq Au + x \leq Bz + x_u \end{cases} \quad (2)$$

W Matlabie zadania programowania liniowego całkowitoliczbowego postaci (3)

$$\min_x f^T x \text{ przy ograniczeniach } \begin{cases} x \in N^m \\ Ax \leq b \\ A_{eq}x = b_{eq} \\ lb \leq x \leq ub \end{cases} \quad (3)$$

rozwiązujemy za pomocą zdefiniowanej funkcji (4)

$$\text{intlinprog}(f, \text{intcon}, A, b, A_{eq}, b_{eq}, lb, ub, \text{options}) \quad (4)$$

gdzie intcon oznacza wektor współrzędnych całkowitoliczbowych.

Aby rozwiązać zadania (1) i (2) definiujemy najpierw wektor:

$$f = (1, 1, \dots, 1) \in N^m,$$

$$xu = (50, 50, \dots, 50) \in N^k,$$

$$lb = (0, 0, \dots, 0) \in N^m,$$

$$ub = (Inf, Inf, \dots, Inf) \in N^m.$$

Zadanie (1) rozwiązujemy wykorzystując polecenie:

```
intlinprog(f, 1:m, -A, x - Bz, [], [], lb, ub).
```

Zadanie (2) rozwiązujemy wykorzystując polecenie:

```
intlinprog(f, 1:m, [-A; A], [x - Bz; Bz - x + xu], [], [], lb, ub).
```

Skrypt 1. Skrypt programu w Matlab

```
clear;
x(:,1)=[12; 40; 2; 30; 10; 0; 1; 22];
% stan początkowy elementów w magazynie
% macierz - liczba elem/sposoby cięć;
% w przykładzie uwzględniono 40 sposobów cięć/
% w praktyce może być ich zdecydowanie więcej;
% Zakładamy 2 rodzaje szafek, każda składa się % z
4. elementów.
x_ogr(:,1)=x(:,1);
% macierz liczba elem/sposoby cięć; sposobów cięć/
% do wykonania 2. szafek, każda składa się z 4.
elementów - prosty przykład
il_czesci_szafki = 4;
il_rodz_szafek = 2;
rozm=size(x);
rzedy_x0=rozm(1,1); %liczba elementów wykorzystywa-
nych podczas produkcji

%ograniczenie na stany magazynowe
for i=1:rzedy_x0
    ograniczenie(i)=50;
end;

%macierz sposobów cięć->wczytanie do zmiennej A
[A,naglowki]=xlsread('C:\Users\...\sposoby
ciem.xls','sposoby');
wymiar=size(A);
il_ciec = wymiar(1,2);

%macierz transformacji zamówienie--->liczba elemen-
tów \tu na stałe\można
%wpisać do arkusza i też wczytać
%można korzystać z elementów z innych szafek. Tyle
kolumn ile rodzajów szafek.
B=[1 0; 2 0; 2 0; 2 0; 0 1; 0 2; 0 2; 0 1];
f=ones(il_ciec,1); %definicja wektora f, reprezentu-
je wsp. kierunkowe dla liniowej funkcji celu
%ograniczenia na cięcia
%ile arkuszy maszyna rozkroji w ciągu doby lub na
miesiąc? (dolne górne)
ls=zeros(il_ciec,1);
for i=1:il_ciec; bs(i)=Inf; end
intcon=[1:il_ciec]; %ograniczenie na zmienne które
muszą być typu Integer

%rozwiązanie problemu
N=100; %liczba prób
for k=1:N
    fid=fopen(['C:\Users\...\Orygiały\17.05.2016',
num2str(k), '.doc'], 'w');

    fid_ogr=fopen(['C:\Users\...\Orygiały\17.05.2016', num
2str(k), '_ogr.doc'], 'w');
    fprintf(fid, '\v %s %s\n', 'Zapotrzebowanie
nr:', num2str(k));
    fprintf(fid, '\v %s\n', 'Plan realizacji szafek');
    fprintf(fid_ogr, '\v %s %s\n', 'Zapotrzebowanie
nr:', num2str(k));
    fprintf(fid_ogr, '\v %s\n', 'Plan realizacji
szafek');

    il_sz_do_wyk(:,k)=randi([0 10],1,il_rodz_szafek);

    for s=1:length(il_sz_do_wyk(:,k))
        fprintf(fid, '\v %s %s %s %s
%s\n', 'szafka', num2str(s), '----
', num2str(il_sz_do_wyk(s,k)), 'szt');
        fprintf(fid_ogr, '\v %s %s %s %s
%s\n', 'szafka', num2str(s), '----
', num2str(il_sz_do_wyk(s,k)), 'szt');
    end;
```

```
%liczba elementów do zrealizowania
y=B*il_sz_do_wyk(:,k);

%wyswietlenie danych bez ograniczenia
[u,fval]=intlinprog(f, intcon, -A, x(:,k)-y, [], [],
ls, bs);
% wyniki
disp('cięcia')
u
liczba_ciec(k)=fval;

fprintf(fid, '\v %s %s\n', 'Liczba płyt do rozkro-
ju: ', num2str(fval));
for j=1:il_ciec
    if round(u(j))>0
        fprintf(fid, '\v %s %s %s %s %s\n', 'Sposobem
', num2str(j), 'pociąć', num2str(round(u(j))), 'ra-
zy');
    end;
end;

%wyswietlenie danych z ograniczeniem magazynowym
[u_ogr,fval_ogr]=intlinprog(f, intcon, [-A;A],
[x_ogr(:,k)-y;y-x_ogr(:,k)+ograniczenie'], [], [],
ls, bs);
% wyniki
disp('cięcia z ograniczeniem')
u_ogr
liczba_ciec_ogr(k)=fval_ogr;
fprintf(fid_ogr, '\v %s %s\n', 'Liczba płyt do
rozkroju: ', num2str(fval_ogr));
for j=1:il_ciec
    if round(u_ogr(j))>0
        fprintf(fid_ogr, '\v %s %s %s %s
%s\n', 'Sposobem ', num2str(j), 'pociąć',
num2str(round(u_ogr(j))), 'razy');
    end;
end;

%uzupełnienie
uzup=A*u;
uzup_ogr=A*u_ogr;
disp('wartości stanu końcowe')
x(:,k+1)=x(:,k)+A*u-y;
x_ogr(:,k+1)=x_ogr(:,k)+A*u_ogr-y;

fprintf(fid, '\v %s\n', 'Elementy');
fprintf(fid, '\v %s %s %s %s %s
%s\n', 'nr', 'Stan pocz.', 'Zapotrz.', 'Uzup.', 'Stan
końc. ');
fprintf(fid_ogr, '\v %s\n', 'Elementy');
fprintf(fid_ogr, '\v %s %s %s %s %s
%s\n', 'nr', 'Stan pocz.', 'Zapotrz.', 'Uzup.', 'Stan
końc. ');

for i=1:8
    fprintf(fid, '\v %2s %3s %3s %3s
%3s
%3s\n', num2str(i), num2str(round(x(i,k))), num2str(y(i)
), num2str(round(uzup(i))), num2str(round(x(i,k+1)))));
    fprintf(fid_ogr, '\v %2s %3s %3s %3s
%3s
%3s\n', num2str(i), num2str(round(x_ogr(i,k))), num2str
(y(i)), num2str(round(uzup_ogr(i))), num2str(round(x_ogr(i,k+1)))));
end;

fclose(fid);
fclose(fid_ogr);
end;
title('Stany magazynowe')
for s=1:8
    subplot(4,2,s); plot(1:N+1, x(s,:), 'b'); hold on;
    plot(1:N+1, x_ogr(s,:), 'r'); axis([1 N+1 0
max(max(x(s,:)), max(x_ogr(s,:)))+10]);
    title(strcat('Stany
magazynowe', char(naglowki(s+1,1))));
end;
disp(['liczba płyt wykorzystanych podczas
', num2str(N), 'zamówień']);
disp(['bez ograniczeń na stany -
', num2str(sum(liczba_ciec)), 'płyt']);
disp(['z ograniczeniami stanów -
', num2str(sum(liczba_ciec_ogr)), 'płyt']);
```

Jak wynika z powyższego opisu, do przeprowadzenia badań symulacyjnych zastosowano model matematyczny w postaci odpowiednio sparametryzowanej funkcji. Przyjęto następujące założenia:

1. Macierz możliwych sposobów cięć przedstawiono w tabeli 1, w której uwzględniono czterdzieści przypadków.
2. Każda szafka składa się z czterech elementów (formatek).
3. Ilość rodzajów szafek wynosi dwa.
4. Stan początkowy poszczególnych rodzajów elementów w magazynie wynosi odpowiednio: [12; 40; 2; 30; 10; 0; 1; 22].
5. Eksperyment symulacyjny obejmuje sto dni.
6. Ograniczenie na stany magazynowe każdego elementu wynosi maksymalnie pięćdziesiąt sztuk.

Tabela 1. Macierz sposobów rozkroju $A \in N^{k \times m}$

Liczba elementów	Sposoby cięć													
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	..	40
Typu 1	9	1	1	3	0	2	4	7	5	3	0	0	..	3
Typu 2	5	7	7	1	2	3	5	0	2	9	3	6	..	5
Typu 3	3	0	0	1	0	0	8	7	6	7	7	4	..	7
Typu 4	4	1	0	7	2	0	1	8	5	0	3	0	..	1
Typu 5	8	0	4	7	0	3	3	7	5	3	5	1	..	2
Typu 6	8	0	0	0	7	0	3	6	0	1	5	8	..	0
Typu 7	5	0	8	1	1	2	0	1	2	5	0	8	..	8
Typu 8	6	1	0	0	0	5	1	0	3	3	7	0	..	2

Skrypt 1 realizuje proces wspomagania decyzji w zakresie optymalizacji doboru programu rozkroju z uwzględnieniem ograniczeń odnośnie maksymalnego poziomu zapasu półfabrykatów (Problem 2) oraz uwzględnienia w/w ograniczeń (Problem 1). Linie rozpoczynające się od znaku „%” oznaczają komentarze umożliwiające łatwiejsze zrozumienie zapisu skryptowego.

4. Wyniki eksperymentów symulacyjnych

Przeprowadzono dwa eksperymenty symulacyjne, odpowiadające dwóm problemom opisanych w rozdziale 3. Oba eksperymenty obejmowały sto dni produkcji. W każdym dniu dokonywano rozkroju z uwzględnieniem kolejnych zamówień, które zostały zamodelowane za pomocą generatora liczb całkowitych.

Poniżej zaprezentowano stan zapasów jaki miał miejsce w dniu 33. W tabeli 3 zaprezentowano stany magazynowe poszczególnych elementów dla zadania (2), gdy sterownik decyzyjny uwzględniał ograniczenie maksymalnego stanu zapasów (dopuszczalny zapas maksymalny został ustalony na poziomie 50 sztuk), natomiast w tabeli 2 zaprezentowano stany magazynowe dla zadania (1) bez uwzględnienia w/w ograniczeń.

W tym dniu wpłynęło zamówienie od klientów na szafkę nr 1 w ilości 8 sztuk oraz na szafkę nr 2 w ilości 4 sztuk. W przypadku, gdy oprogramowanie sterownika nie było ograniczone ilością stanów magazynowych, sterownik zaproponował wykorzystanie dwóch płyt. Jedną płytę należało pociąć sposobem nr 12, a drugą sposobem nr 26. W tabeli 2 zaprezentowano stany magazynowe w dniu 33 spośród 100 dni symulacji. W rzędach znajdują się poszczególne elementy składowe dwóch szafek (2 szafki \times 4 elementy na szafkę = 8 elementów). Stan końcowy jest wynikiem stanu początkowego pomniejszonego o zapotrzebowanie (zużycie

wynikające z bieżących zamówień) i powiększonego o produkcję na magazyn. Biorąc pod uwagę numery kolumn, sposób wyliczenia stanu końcowego jest następujący: (5)=(2)-(3)+(4).

Tabela 2. Stany magazynowe pociętych elementów w dniu 33 dla zadania (1)

Nr	Stan początkowy	Zapotrzebowanie	Uzupełnienie	Stan końcowy
(1)	(2)	(3)	(4)	(5)
1	54	8	0	46
2	6	16	14	4
3	5	16	12	1
4	30	8	1	23
5	52	4	5	53
6	11	8	11	14
7	0	8	10	2
8	12	4	4	12

Analizując tabelę 3 przedstawiającą rozwiązanie Problemu 2 można zauważyć, że wartości stanów końcowych w kolumnie (5) nie przekraczają poziomu 50 sztuk. W tabeli 2 przedstawiającej rozwiązanie Problemu 1 element nr 5 osiąga poziom zapasu w ilości 53 sztuk. Magazynowanie zbyt dużej ilości gotowych elementów nie jest działaniem racjonalnym.

Na rys. 2 zaprezentowano wykresy stanów magazynowych każdego z ośmiu półfabrykatów (pociętych formatek) w trakcie 100 dni eksperymentu dla dwóch wariantów – z ograniczeniami do 50 sztuk zapasów i bez ograniczenia zapasów. Krzywa czerwona przedstawia przebieg kształtowania się zapasów dla przypadku uwzględniającego ograniczenia poziomu zapasów (Problem 2). Natomiast krzywa granatowa przedstawia przebieg zapasów dla Problemu 1, dla którego stan gotowych elementów na magazynie nie jest ograniczony.

W przypadku braku ograniczenia zapasów stanów magazynowych dla poszczególnych części, można zauważyć, że dla elementów nr 5 poziom zapasów wielokrotnie przekroczył 100 sztuk.

Ponadto, w przypadku gdy sterownik decyzyjny uwzględniał ograniczenie maksymalnego poziomu zapasów do 50 sztuk, żaden z ośmiu elementów nie przekroczył tego poziomu w trakcie 100 dni symulowanego okresu. W sposób szczególny jest to widoczne w odniesieniu do elementu typu 5.

Tabela 3. Stany magazynowe pociętych elementów w dniu 33 dla zadania (2)

Nr	Stan początkowy	Zapotrzebowanie	Uzupełnienie	Stan końcowy
(1)	(2)	(3)	(4)	(5)
1	42	8	4	38
2	4	16	17	5
3	0	16	16	0
4	8	8	1	1
5	49	4	5	50
6	10	8	19	21
7	2	8	16	10
8	9	4	1	6

Jeśli ograniczenia na zapasy nie obowiązują, poziom zapasu pod koniec symulacji przekracza 100 sztuk. Dzięki wprowadzeniu ograniczenia, poziom ten jest zachowany w przedziale od 0 do 50 sztuk. Można zauważyć, że w przypadku elementów innych typów, przebiegi obu linii są zbliżone. Interesująco prezentuje się wykres dla elementu typu 1.

Na rys. 2 widać zbliżone kształty obu linii, jednak różnica poziomu zapasów pomiędzy obydwoimi przypadkami osiąga 50 sztuk (po osiemdziesiątym dniu symulacji).



Rys. 2. Wykresy stanów magazynowych poszczególnych elementów (formatek) z uwzględnieniem ograniczeń na maksymalny poziom zapasów oraz bez uwzględnienia maksymalnego poziomu zapasów

5. Wnioski

W niniejszym opracowaniu zaprezentowano koncepcję zastosowania programowania liniowego całkowitoliczbowego w problematyce zarządzania produkcją. Opracowano matematyczny model systemu wspomagania decyzji, którego zadaniem była optymalizacja wielokryterialna: minimalizacja zapasów półproduktów powstałych w efekcie rozkroju płyt meblowych oraz minimalizacja odpadów po rozkroju. Wykorzystując symulację komputerową przeprowadzono dwa eksperymenty, w trakcie których zasymulowano sto dni pracy sterownika.

Eksperyment pierwszy polegał na symulacji procesu rozkroju bez ograniczeń na wielkość stanów magazynowych półfabrykatów. Eksperyment drugi zakładał limit zapasów półfabrykatów ustawiony na poziomie 50 sztuk w odniesieniu do każdego rodzaju formatki. Eksperymenty potwierdziły skuteczność badanej metody zarówno w wersji bez ograniczeń nałozonych na poziomy zapasów, jak i z ograniczeniami.

Literatura

- [1] Arbib C., Marinelli F., Ventura P.: One-dimensional cutting stock with a limited number of open stacks: bounds and solutions from a new integer linear programming model. *International Transactions in Operational Research* 23(1–2), 2016, 47–63.
- [2] Bredström D., et al.: A mixed integer linear programming model applied in barge planning for Omya. *Operations Research Perspectives* 2/2015, 150–155.
- [3] Catanzaro D., Engelbeen C.: An Integer Linear Programming Formulation for the Minimum Cardinality Segmentation Problem. *Algorithms* 8(4)/2015, 999–1020.
- [4] Cherri L. H., et al.: Robust mixed-integer linear programming models for the irregular strip packing problem. *European Journal of Operational Research* 253(3)/2016, 570–583.
- [5] Fischetti M., Monaci M., Salvagnin D.: Mixed-integer linear programming heuristics for the prepack optimization problem. *Discrete Optimization* 22 Part A, 2016, 195–205 [doi: 10.1016/j.disopt.2015.03.004].
- [6] Hiller F., Lieberman G.: *Introduction to Operational Research*. McGraw-Hill Publishing Company, 1986.
- [7] Kłosowski G.: Zastosowanie symulacji komputerowej w sterowaniu przepływem produkcji mebli, *Zarządzanie Przedsiębiorstwem* 2, 2011, 29–37.

- [8] Mansini R., Ogryczak W., Speranza M. G.: Twenty years of linear programming based portfolio optimization. *European Journal of Operational Research* 234(2)/2014, 518–535.
- [9] Martinovic J., Scheithauer G.: Integer linear programming models for the skiving stock problem. *European Journal of Operational Research*, 251(2)/2016, 356–368.
- [10] Mula J., et al.: An integer linear programming model to support customer-driven material planning in synchronised, multi-tier supply chains. *International Journal of Production Research* 52(14)/2014, 4267–4278.
- [11] Sadati M. E. H., Nematian J.: Two-level linear programming for fuzzy random portfolio optimization through possibility and necessity-based model. *Procedia Economics and Finance* 5/2013, 657–666.
- [12] Upadhyay A., Bolia N. B.: An optimization based decision support system for integrated planning and scheduling on dedicated freight corridors. *International Journal of Production Research* 52(24)/2014, 7416–7435.

Dr inż. Grzegorz Kłosowski
e-mail: g.klosowski@pollub.pl

Adiunkt w Katedrze Organizacji Przedsiębiorstwa na Wydziale Zarządzania Politechniki Lubelskiej. Zainteresowania naukowe autora obejmują sztuczną inteligencję, symulacje i modelowanie procesów produkcyjnych i biznesowych. Kierownik i uczestnik kilkunastu projektów wdrożeniowych. Prezes zarządu spółki celowej Politechniki Lubelskiej, POLLUB-Invest Sp. z o.o., której zadaniem jest komercjalizacja pośrednia.



Dr Edward Kozłowski
e-mail: e.kozlovski@pollub.pl

Adiunkt w Katedrze Metod Ilościowych w Zarządaniu na Wydziale Zarządzania Politechniki Lubelskiej. Zainteresowania naukowe autora obejmują optymalne sterowanie systemami stochastycznymi, modelowanie układów wspomagania decyzji w warunkach niepełnej informacji o systemie, analiza szeregów czasowych, wycena wartości informacji.



otrzymano/received: 15.06.2016

przyjęto do druku/accepted: 22.11.2017

DOI: 10.5604/01.3001.0010.7373

MODEL DYNAMICZNEGO STEROWANIA WINDĄ Z WYKORZYSTANIEM SERWERA CENTRALNEGO

Łukasz Furgala¹, Krzysztof Kolano¹, Włodzimierz Mosorow²¹Politechnika Lubelska, Katedra Napędów i Maszyn Elektrycznych, ²Politechnika Łódzka, Instytut Informatyki Stosowanej

Streszczenie. Proces zarządzania wezwaniami i dyspozycjami w większości z dostępnych wind realizują lokalne urządzenia mikroprocesorowe. Rozwiązanie to posiada znaczne ograniczenia. Wśród nich można wymienić niską moc obliczeniową procesora, konieczność każdorazowej instalacji na każdym z mikrokontrolerów w przypadku wytworzenia nowej wersji oprogramowania, kosztowne moduły umożliwiające rejestrację danych historycznych zdarzeń. Bardziej optymalne dysponowanie windy lub grupy wind można osiągnąć dzięki proponowanemu przeniesieniu algorytmu optymalizującego pracę sterownia do serwera centralnego. Rozwiązanie oparte na proponowanym modelu umożliwi również na zdalną zmianę konfiguracji, zdalne zarządzanie parametrami, w tym dynamiczną zmianę algorytmu sterowania oraz na zaawansowane zarządzanie dostępem i uprawnieniami.

Słowa kluczowe: inteligentne systemy sterowania, dźwigi osobowe, optymalizacja pracy

MODEL OF DYNAMIC ELEVATOR CONTROL SYSTEM USING CENTRAL APPLICATION SERVER

Abstract. The passenger handling process of personal passenger lifts usually implements local microprocessor devices. This solution has significant limitations. Among them, you can mention low computing power CPU, the need to install each time on each microcontrollers in the case of a new software version. Data acquisition requires costly modules to record and access historical data. More optimal handling of the elevator or group of lifts can be achieved by the proposed transfer of the control algorithm to the central server. The solution based on the proposed model will also allow you to remote configuration, management of parameters, including dynamic change of control algorithm and advanced management access and permissions.

Keywords: intelligent management systems, passenger lift, work optimization

Wstęp

Winda od wielu lat jest niezbędnym elementem wyposażenia budynków biurowych, miejsc użyteczności publicznej i bloków mieszkalnych. Jest nie tylko elementem poprawiającym komfort i wygodę, ale standardem, bez którego trudno wyobrazić sobie funkcjonowanie użytkowników tych obiektów.

W przypadku wysokich, wielokondygnacyjnych budynków oraz miejsc o dużych potrzebach transportowych pomiędzy piętrami administratorzy, właściciele budynków zmuszeni są do instalacji kolejnych wind w obiekcie. Zwiększenie liczby wind niestety nie determinuje bezpośrednio liniowego wzrostu wydajności systemu. Odpowiedzią na ten problem jest logiczne powiązanie ich w jeden moduł transportowy, który powszechnie nazywany jest grupą wind.

Dla zapewnienia poprawnego sterowania windami w grupie niezbędna jest wymiana komunikatów pomiędzy nimi o wszystkich dyspozycjach oraz wezwaniach, często realizowana w postaci rozgłoszenia, do wszystkich urządzeń podpiętych do magistrali. Do rozwiązania pozostaje problem dostępu do historii zleceń danych dźwigów. Bez posiadania tych danych rodzi się problem niepełności danych wejściowych do algorytmu sterowania każdej z wind. Generuje to konieczność zakładania w algorytmie najgorszego scenariusza transportowego, który w praktyce rzadko ma miejsce, ale jest możliwy.

1. Zaawansowany system optymalizujący sterowanie dźwigów osobowych

Przy tworzeniu algorytmu optymalizującego kolejność realizacji zleceń, zarówno dla wind pracujących w grupie jak i w układzie pojedynczym, należy wziąć pod uwagę priorytety, na jakich zależy właścicielowi lub administratorowi.

Zazwyczaj głównym zadaniem algorytmu optymalizującego pracę grupy dźwigów jest jedynie skrócenie czasu oczekiwania pasażerów na realizację zadań transportowych. Często prowadzi to do wzrostu zużycia energii elektrycznej. Duża liczbajazd wpływa na wzrost zużycia elementów wykonawczych dźwigu takich jak np.: przekładniki, łożyska oraz inne elementy cierne.

W podejściu odwrotnym zmierza się do oszczędności energii elektrycznej, kosztem wydajności transportowej, co w znaczący sposób obniża komfort pasażerów.

Kolejnym z możliwych rozwiązań jest optymalizacja pracy wind z uwzględnieniem profilu działania urządzeń w miejscu instalacji np.: lokalach mieszkalnych, urzędach, budynkach biurowych, szpitalach, restauracjach, hotelach wielopiętrowy, zwyczajów użytkowników, trendów i historycznych cykli (rocznych, miesięcznych, tygodniowych, dziennych).

Niestety taki sposób zarządzania wymaga zaawansowanych, dedykowanych systemów kontrolujących pracę wind, predykcji przewidujących wykorzystanie danego dźwigu na bazie zarchiwizowanej w pamięci EEPROM historii pracy wind. Do ich stworzenia niezbędne jest wykorzystanie dedykowanych układów archiwizujących dla każdego dźwigu oddzielnie. Symulacje pracy zaawansowanych algorytmów optymalizujących wykazują, że przy ich zastosowaniu możliwe jest uzyskanie oszczędności energii nawet do około 30% przy niezmiennym albo nawet skróconym czasie realizacji zadań transportowych. To bardzo ważna wskazówka obrazująca jak wielkie rezerwy są jeszcze do wykorzystania w procesie optymalizacji pracy urządzeń dźwigowych. Staje się ona szczególnie cenna jeśli zastosowanie nowych rozwiązań nie pociągałoby za sobą konieczności znacznego zwiększenia kosztów inwestycyjnych. Oprócz zmniejszenia zużycia energii elektrycznej optymalna liczba jazd kabiny skutkowałaby znacznie niższym zużyciem eksploatacyjnym elementów urządzeń dźwigowych, a skrócony czas realizacji zadań transportowych zwiększoną satysfakcją użytkowników. Z uwagi na duże koszty inwestycyjne i złożoność techniczną takiego rozwiązania wykorzystywana jest zwykle w dedykowanych, prestiżowych budynkach.

W praktyce zatem urządzenia dźwigowe sterowane są za pomocą mało złożonych algorytmów, które nie uwzględniają charakteru oraz przeznaczenia budynku oraz nie wykorzystują informacji historycznych rozplywu ruchu pasażerskiego w budynkach

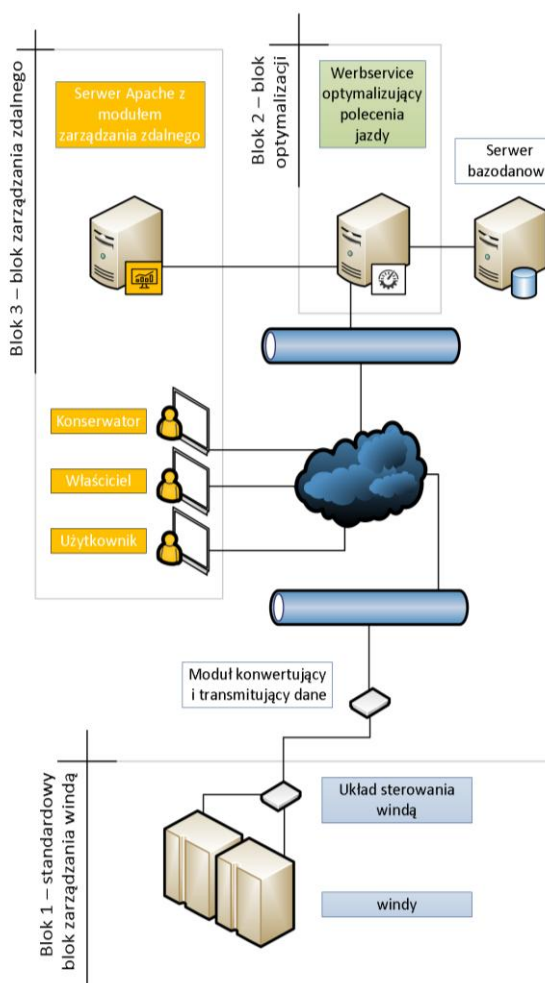
1.1. Architektura proponowanego rozwiązania

Obecne, powszechnie dostępne rozwiązania bazujące na bloku oznaczonym na rys. 1 kolorem niebieskim (blok 1 – standardowy blok zarządzania windą) pozwalają na lokalne sterowanie dyspozycjami, wezwaniami, otwieranie i zamykanie drzwi oraz zarządzanie innymi funkcjami np. zapalaniem światła w windzie, obsługę dzwonka alarmowego lub wywołanie połączenia telefonicznego do obsługi dźwigu.

Model rozszerzony z blokiem optymalizacji oznaczony kolorem zielonym na rys. 1 (blok 2 – blok optymalizacji) wykorzystuje oprogramowanie posadowione na serwerze ulokowanym w dowolnej lokalizacji na świecie, do którego dostęp uzyskiwany jest za pomocą sieci WAN lub sieci GSM. Oprogramowanie to w postaci usługi webservice, obsługuje proces pozyskiwania danych z wind, zapisania ich do bazy danych, przetworzenie, optymalizację i odesłanie do konkretnego układu sterowania. Może również uwzględniać aspekty autoryzacji dostępu do wybranych pięter z wykorzystaniem kart dostępowych lub specjalnych kluczyków.

Model rozszerzony z modulem zarządzania zdalnego oznaczony kolorem żółtym na rys. 1 (blok 3 – blok zarządzania zdalnego) zrealizowany w postaci responsywnej aplikacji webowej pozwala, po uprzedniej autoryzacji, w zależności od uprawnień, na dysponowanie danej windy, na zmianę parametrów windy, bieżącą analizę wykorzystania, zmianę uprawnień i konfiguracji, generowanie raportów i innych statystyk.

W obu blokach (2 i 3) niezbędnym do budowy tego układu jest wytworzenie modułu konwertującego i transmitującego dane. Pozwala on na integrację dowolnego sterownika windy (zarówno na bazie przekaźników jak i mikrokontrolerów) z proponowaną infrastrukturą teleinformatyczną. Uniwersalność tego modułu pozwala na jego zastosowanie zarówno w nowych windach jak i windach wyprodukowanych na początku XX wieku.



Rys. 1. Obecny i docelowy model zarządzania windą

Do wdrożenia proponowanego rozwiązania koniecznym było wskazanie przedziału czasowego, w którym możliwe jest dokonanie aktualizacji tablicy poleceń jazdy bez zakłócania wydajności transportowej dźwigu. Analizując cykl pracy windy można wydzielić powtarzające się sekwencje. Wśród nich, istnieje

taka, w której winda nie porusza się, a polecenia jazdy pozostają niezmiennie.

Taki przedział czasu ma miejsce każdorazowo w momencie od zatrzymania dźwigu na danym poziomie, poprzez otwarcie drzwi, aż do momentu zamknięcia drzwi. W tym czasie pasażerowie dźwigu mogą opuścić kabinę na danym przystanku, a nowi do niej wsiąść. W większości urządzeń jest to czas równy minimum 5 sekund i jest to czas wystarczający, aby zmienne odpowiedzialne za realizowanie przyszłych zadań transportowych zostały przesłane do serwera nadzorującego, poddane optymalizacji przez konkretny algorytm oraz odesłane z powrotem do jednostki sterującej dźwigiem. Wybór tej fazy cyklu pracy windy podnosi znacząco aspekty związane z bezpieczeństwem wdrożenia aktualizacji poleceń jazdy.

1.2. Model danych

Złożoność funkcjonalna systemu zdalnego zarządzania windami wymaga opracowania relacyjnej struktury bazodanowej (rys. 2), która umożliwi przechowywanie i szybkie wybieranie niezbędnych danych.

Najbardziej złożony fragment w modelu danych związany jest z encją przycisk (rys. 3). Każda z wind posiada minimum jeden panel sterujący umieszczony wewnątrz kabiny oraz „n” paneli zewnętrznych na piętrach. Każdy z przycisków ma swoją nazwę lub ikonę wyświetlaną na przycisku, kolor podświetlenia, pozycję na danym panelu, niezmienny rodzaj oraz funkcję jaka jest realizowana po jego wciśnięciu lub przekręceniu.

Ponadto z każdym z przycisków dyspozycji winna być skojarzona informacja na jakim piętrze jest ulokowany (w przypadku panelu poza kabiną) i na jakie piętro on dysponuje.

Zidentyfikowane rodzaje przycisków to:

- standardowy przycisk,
- standardowy przycisk ze wstawionym zamkiem na klucz, który odblokowuje przypisaną do niego funkcjonalność po przekręceniu,
- kontrolka informacyjna,
- przełącznik wielostanowy,
- zamek z kluczem odblokowującym możliwość wciśnięcia wybranych przycisków.

Zidentyfikowane funkcje przycisków to:

- dyspozycja na dane piętro,
- wezwanie do dołu, wezwanie do góry, wezwanie góra-dół,
- zamykanie i otwieranie drzwi kabiny,
- natychmiastowe zatrzymanie windy,
- reset obecnych dyspozycji i wezwań,
- włączenie i wyłączenie oświetlenia,
- włączenie i wyłączenie wiatraków wentylacyjnych,
- wywołanie rozmowy z obsługą.

Oprócz niezmiennych, konfiguracyjnych atrybutów przycisku konieczne jest przechowywanie informacji o bieżącym i historycznym stanie przycisku. Standardowo jest to stan:

- wciśnięty,
- wyciśnięty,
- trzymany,

w przypadku przełącznika wielostanowego:

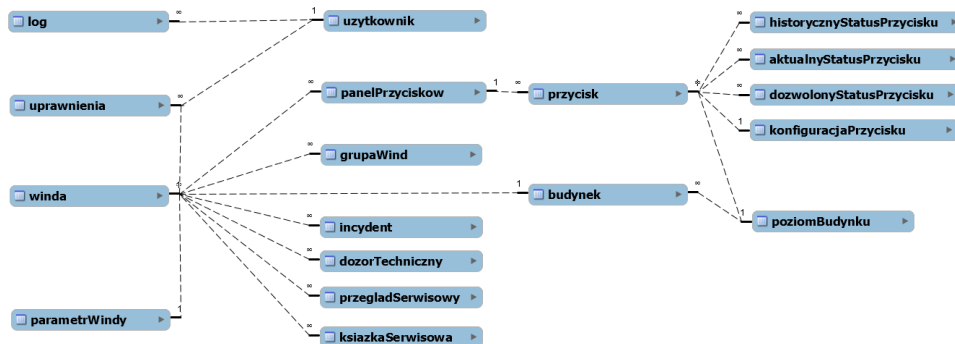
- nastawienie na konkretną pozycję,

dla kontrolki:

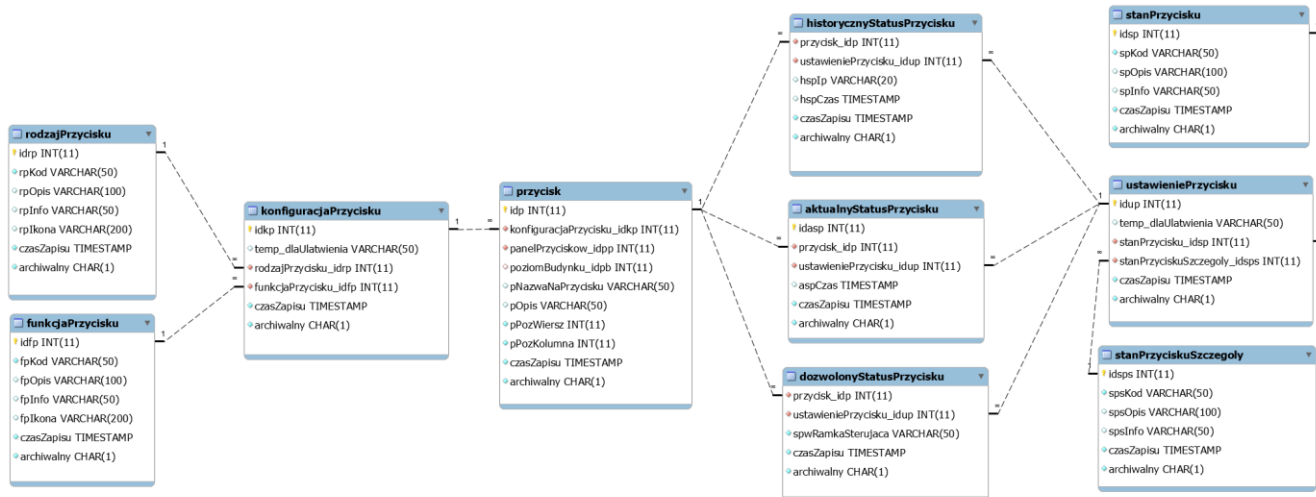
- podświetlona,
- nie podświetlona,

dla karty autoryzacyjnej:

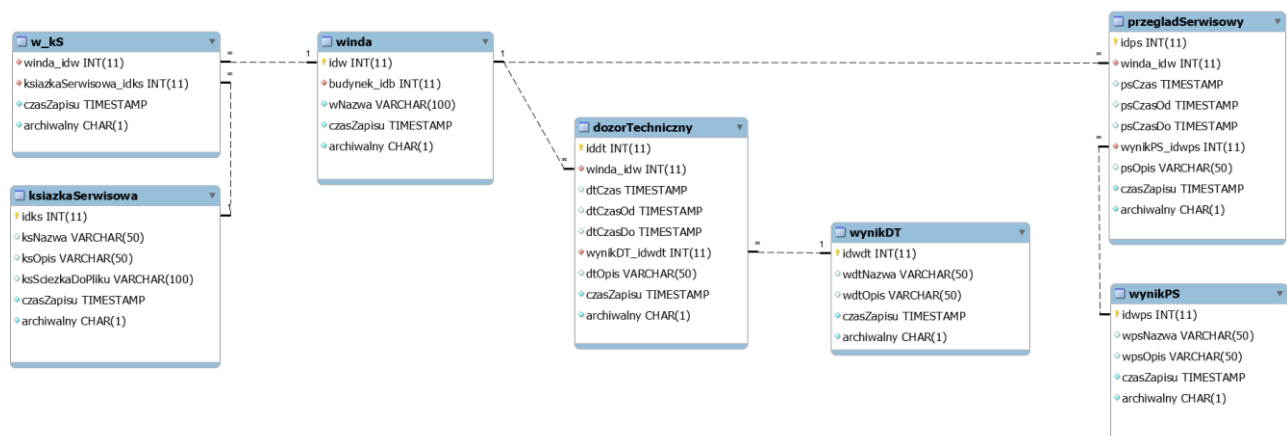
- autoryzowano,
- nie autoryzowano.



Rys. 2. Uproszczony model struktury bazy danych aplikacji webowej



Rys. 3. Fragment modelu struktury bazy danych przeznaczonego do przetrzymywania danych o ustawieniu i konfiguracji przycisku



Rys. 4. Fragment modelu struktury bazy danych przeznaczonego do przetrzymywania danych o usterekach oraz danych związanych z konserwacją windy

Obok wyżej wymienionych stanów istnieje konieczność uwzględnienia możliwości przechowywania informacji o stanie nieustalonym (np. pomiędzy pozycjami w przelączniku wielostanowym) lub informacji o przekazanej błędnej ramce danych sterujących.

Istnieją windy, w których dany przycisk dostępny jest okresowo, tylko i wyłącznie w wybranych godzinach lub jednorazowo w określonym przedziale czasowym.

Do implementacji algorytmu predykcyjnego, optymalizującego dyspozycje oraz dla celów raportowych, analitycznych i statystycznych, niezbędna jest wiedza o aktualnym oraz historycznym stanie przycisku, o dozwolonych stanach, jakie może przyjąć dany przycisk oraz wiedza o:

- rodzaju funkcji wszystkich aktualnie wciśniętych przycisków we wszystkich windach w danej logicznej grupie wind (dyspozycja, wezwanie),

- numerze piętra (poziomu budynku) z którego zostało zainicjowane wezwanie lub piętra na które jest dyspozycja z kabiny (w przypadku win z panelem dyspozycji poza kabiną obie te informacje),
- czasie wciśnięcia danych przycisków,
- aktualnej pozycji windy oraz kierunku jej jazdy,
- logicznej kolejności pięter (poziomach budynków),
- historycznych wezwaniach z danej grupy wind,
- historycznych dyspozycjach z danej grupy wind.

Moduł odpowiadający za autoryzację i administrację w modelu z zarządzaniem zdalnym wymaga przechowywania informacji o:

- koncie użytkownika,
- prawach dostępu danego użytkownika do wykonywania czynności dla danej windy np.: zarządzanie windami, zarządzanie grupami wind, edycja panelu, zarządzanie

uprawnieniami, przegląd logów, statystyk, incydentów, historycznych i aktualnych wezwań,

- magnetycznych kartach dostępowych i uprawnieniach do nich,
- przyciskach, które są odblokowywane przez specjalne kluczyki odblokowujące,
- logach systemowych korzystania z systemu.

Moduł służący do monitorowania zarządzania procesem konserwacji i wykrywania usterek (rys. 4), dzięki któremu w przyszłości będzie możliwe predykcyjne prognozowanie wystąpienia awarii wymaga przechowywania informacji o:

- przeglądach serwisowych (dzięki czemu konserwator ma informację o historii i rodzaju napraw),
- dozorach technicznych (dzięki czemu konserwator ma informację o historii kontroli i dacie ich ważności),
- książkach serwisowych do danej windy (dzięki czemu konserwator zamiast wielu papierowych książek, innych dla każdej windy ma dostęp online do wersji elektronicznej),
- problemach i incydentach.

Moduł związany z bieżącą konfiguracją windy, jej parametrami i ustawieniami np.:

- wytwórca,
- typ dźwigu,
- numer rejestrowy dźwigu, numer fabryczny,
- maksymalny udźwig, maksymalna liczba pasażerów,
- powierzchnia, wysokość kabiny,
- rok produkcji,
- maksymalna prędkość windy,
- rodzaj i typ napędu (sprawność, typ silnika, moc),
- data uruchomienia, data zawieszenia, data usunięcia,
- numer telefonu na 24h pogotowie dźwigowe,
- klasa energetyczna.

2. Korzyści z wdrożenia

Zaproponowane rozwiązanie daje znacznie większą funkcjonalność i wydajność algorytmu optymalizacji przy bardzo niskich kosztach inwestycyjnych takiego przedsięwzięcia. Dodatkowym atutem jest możliwość modyfikacji algorytmu sterowania grupy urządzeń i szybkie testowanie jego wpływu na wydajność systemu.

W przypadku chęci lub konieczności dokonania aktualizacji algorytmu sterującego w rozwiązaniach stosowanych obecnie, każdorazowo niezbędne jest:

- opracowanie nowej wersji oprogramowania przeznaczonej dla danego układu mikrokontrolerowego,
- przetestowanie jej w środowisku testowym,
- wgranie oddzielnie za pomocą programatora na każdy ze sterowników,
- przetestowanie poprawności na docelowej windzie.

Proces ten generuje przestój windy, który jest zjawiskiem niepożądanym oraz wymusza konieczność zaangażowania wykwalifikowanej ekipy konserwacyjnej, co wpływa negatywnie na koszty operacyjne.

Fizyczna separacja zaproponowanego systemu od logiki sterowania poszczególnymi urządzeniami (rys. 4) umożliwia wykorzystanie go do sterowania wszystkimi rodzajami dźwigów różnych producentów poprzez wykorzystanie otwartego protokołu komunikacyjnego z modułem łączącym grupę dźwigów z serwerem centralnym poprzez sieć WAN lub sieci GSM.

Zaproponowane rozwiązanie umożliwia optymalizację wielu układów dźwigowych przy wykorzystaniu stale modernizowanego algorytmu sterowania z możliwością dostosowania do preferencji klienta. Usługa typu „webservice” na serwerze o dużej mocy obliczeniowej pozyskuje bieżące tablice dyspozycji i wezwań, optymalizuje je zgodnie z algorytmem bazując na szybkim dostępie do danych historycznych, po czym odsyła uaktualnioną tablicę poleceń jazdy do urządzenia dźwigowego.

Rozwiązanie to pozwala na znaczną poprawę wydajności urządzeń dźwigowych bez konieczności ingerencji w ich budowę i bez konieczności ponoszenia znacznych kosztów związanych z przebudową fizyczną układów sterowania. Posiadanie danych historycznych dotyczących potoku pasażerów, jak również możliwość szybkiej implementacji najnowszych rozwiązań technicznych obejmujących dużą grupę urządzeń pracujących logicznie w jednym układzie zarządzania umożliwi zarówno lepsze wykorzystanie infrastruktury dźwigowej jak i większy komfort właściciela windy i użytkowników.

Z implementacji proponowanego modelu tj. przeniesienia wykonywania czasochłonnych algorytmów z lokalnych układów do chmury obliczeniowej płyną następujące korzyści:

- Szybka reakcja na awarię dźwigu oraz ułatwienie procedur serwisowych.

Umożliwienie przesyłania danych z dźwigu osobowego do serwera otwiera nową drogę do ułatwienia obsługi serwisowej poprzez szybkie, automatyczne poinformowanie obsługi serwisowej o ustercie. Dodatkowo znajomość rodzaju sterowania i procedury serwisowej umożliwiłyby wygenerowanie metody naprawy „krok po kroku” ułatwiającej i przyspieszającej naprawę dźwigu. System zarządzający mógłby gromadzić wszelkie podręczniki, ustawienia dedykowane konkretnej windzie, przez co konserwator nie będzie musiał wozić ze sobą papierowych, dedykowanych do danego modelu książek, instrukcji, planów.

- Udostępnienie funkcjonalności autoryzacji przy pomocy magnetycznych kart dostępowych.

Dzięki modułowi uwierzytelniania możliwe będzie personalizowanie dostępu do danych przycisków w kabinie danej windy za pomocą karty autoryzacyjnej. Zniknie konieczność instalowania modułów przetwarzających dane autoryzacyjne w windach, konieczne będzie tylko poniesienie kosztu modułu odczytującego unikalny identyfikator karty. Po jego odczytaniu, tj. weryfikacji bieżących uprawnień karty zostanie wysłane zapytanie do centralnego serwera autoryzującego o posiadane uprawnienia, a po odebraniu zwrotnej informacji ewentualne przydzielanie uprawnień do wybranych funkcjonalności.

- Umożliwienie zarządzania windą i jej konfiguracją za pomocą aplikacji webowej.

Responsywna aplikacja sieciowa z poziomu przeglądarki internetowej telefonu lub komputera umożliwi wgląd do statystyk dyspozycji, wezwań, czasów realizowanych przejazdów, analizy danych historycznych, trendów używania danej windy w cyklu dziennym, dobowym, rocznym. Ponadto umożliwi zmianę algorytmu sterowania, przydzielania uprawnień danym użytkownikom aplikacji. Zastosowanie jej umożliwi również na nadawanie priorytetu lub dostępu osobom uprawnionym do zadawania poleceń jazdy dźwigów np. osoby niepełnosprawne i dostęp do wind wydzielonych. Ograniczy to konieczność posiadania wielu kart magnetycznych do różnych wind, a w przypadku osób niepełnosprawnych brak konieczności wzywania obsługi lub szukania specjalnych kluczy dostępowych do windy oraz ograniczy liczbę aktów wandalizmu poprzez ograniczenie dostępu do urządzeń osobom nieuprawnionym.

- Zaawansowane usługi z wykorzystaniem czujników.

Dzięki zastosowaniu protokołu komunikacyjnego między serwerem a sterownikiem windy możliwe jest przesyłanie dowolnych informacji wygenerowanych na dźwigu. Dla przykładu po integracji z systemem klimatyzacji będzie istniała możliwość automatycznego zarządzania temperaturą w windzie po zastosowaniu dedykowanych czujników. Podobnie przy wykorzystaniu czujników ruchu oraz czujników jasności będzie możliwość automatycznej zmiany jasności źródeł światła lub całkowitego ich wyłączenia, co przyniesie kolejne oszczędności. Czujniki czystości powietrza pozwolą np. na automatyczne uruchomienie wentylacji. Dzięki integracji z systemem

wykrywania pożarów lub inną automatyką winda będzie w stanie spełnić wszystkie normy bezpieczeństwa, a zmiana jej zachowania w zależności od sytuacji będzie bardziej konfigurowalna, z ograniczoną do minimum koniecznością wysyłania na miejsce konserwatorów.

3. Wyniki rejestracji zleceń windy

Budynki, w których zainstalowane są urządzenia dźwigowe pełnią często różnorodne funkcje. Wiele spośród nich to budynki użyteczności publicznej, których rozkład wezwań i dyspozycji jest bardzo silnie uzależniony od rodzaju usług dostępnych na poszczególnych poziomach. Dodatkowo na funkcję budynku nakłada się profil korzystania z dźwigu przez pasażerów, który znacznie różni się dla pasażerów starszych oraz dla np. pasażerów w sile wieku. Poza budynkami użyteczności publicznej wiele urządzeń pracujących w grupie jest zainstalowanych w budynkach mieszkalnych, których rozkład dobowego obciążenia transportowego znacznie odróżnia je od pozostałych. Również w budynkach mieszkalnych preferencje użytkowników w dużym stopniu wpływają na rozkład poleceń pasażerów.

Aby poznać te preferencje należy dokonać dokładnej analizy zdarzeń, które zachodzą na dźwigu w funkcji czasu jego funkcjonowania. W tym celu opracowany został moduł akwizycji zdarzeń, który jest w stanie zarejestrować wezwania i dyspozycje pasażerów z odniesieniem ich do godziny wystąpienia. Ponieważ ingerencja w układ sterowania oddanego do użytkowania dźwigu jest bez odpowiednich uzgodnień niedopuszczalna, opracowano moduł mikroprocesorowy, którego układ transmisji informacji jest zablokowany. Dokonuje on jedynie odczytu informacji z magistrali sterującej dźwigiem oraz odpowiednio je przyporządkowuje i przechowuje w pamięci EEPROM.

Dokładny zapis tych poleceń pozwoli prześledzić procesy transportowe charakterystyczne dla poszczególnych obiektów, co może posłużyć do optymalizacji pracy urządzeń dźwigowych.

Jeden z modułów został zainstalowany w budynku użyteczności publicznej o dużym natężeniu ruchu pasażerów. Na rys. 5 wyraźnie można zauważyć stosunkowo dużą liczbę dyspozycji na piętro 11 w godzinach porannych, co wynika z faktu, że mieści się tam urząd, w którym istnieje duża rotacja petentów. Co ciekawe w godzinach południowych liczba dyspozycji na to piętro znacząco spada, co może zostać wykorzystane przez algorytm optymalizujący czas oczekiwania pasażerów na realizację zadań transportowych.

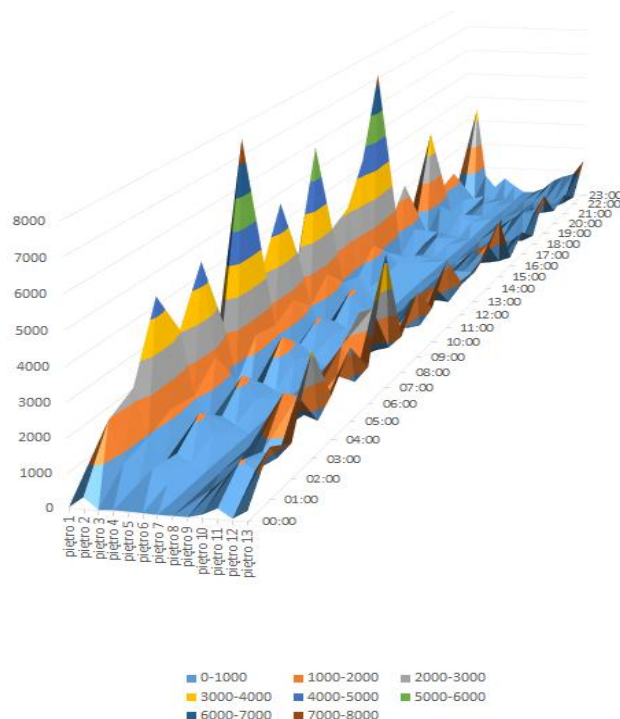
Analiza wezwań pasażerów w kierunku „do dołu” (rys. 6) wyraźnie wskazuje, że większość tych poleceń jest wydawana z poziomów znajdujących się powyżej 6 piętra, a niemal brak ich na piętrze 1. Na tym tle nie dziwi rozkład wezwań „do góry” (rys. 7), w których dominującą rolę pełnią wezwania dźwigu z przystanku najniższego. W tego rodzaju budynku za wydawanie tego typu żądań odpowiedzialni są głównie pracownicy, gdyż interesanci stosunkowo rzadko są zmuszeni do podróżowania pomiędzy piętrami – urzędy „powiązane” kompetencjami są zazwyczaj usytuowane na sąsiednich piętrach i pasażerowie wybierają drogę schodami tak, aby nie tracić czasu w oczekiwaniu na windę.

Podobne obserwacje zostały poczynione w innych budynkach użyteczności publicznej, w których rozkład poleceń silnie zależał od rodzaju funkcji pełnionych przez poszczególne poziomy budynku. Obserwacje poczynione w budynkach mieszkalnych są zdecydowanie mniej zróżnicowane, ale ich wspólną cechą jest zauważalnie mniejsza liczba zadań transportowych na piętra 1–3 w godzinach szczytu komunikacyjnego (7:00–8:00 oraz 16:00–17:00).

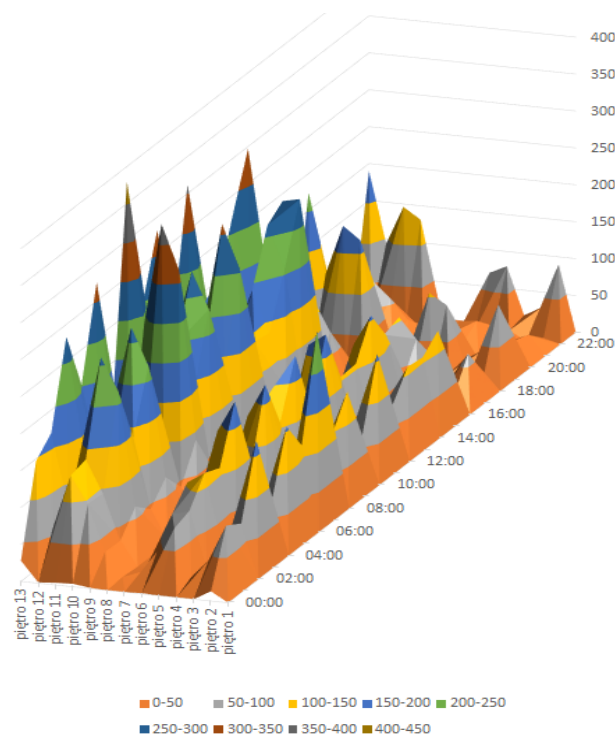
Informacje pozyskiwane w długim horyzoncie czasowym wskazują na dużą zależność intensywności korzystania z dźwigów w funkcji np. pory roku, pory dnia, a także funkcji, jakie pełni budynek.

Wyraźnie można zauważyć, że rozkład poleceń jazdy jest bardzo różny i silnie zależny od profilu danego obiektu, ale także od preferencji jego mieszkańców i użytkowników. Optymalizacja pracy urządzeń w ramach hermetycznego systemu obliczeniowego

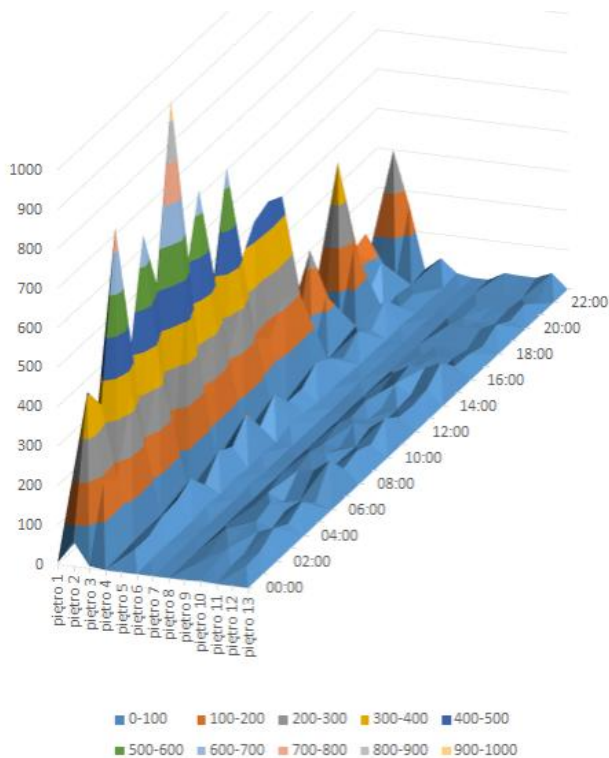
jest trudna i wymaga zastosowania algorytmów optymalizujących bazujących w dużej mierze na danych historycznych. Jest to trudne do wykonania na względnie prostych sterownikach dźwigów osobowych, a ich rozbudowa pociąga za sobą wzrost kosztów instalacji takiego zaawansowanego rozwiązania. Głównym celem autorów jest wskazanie możliwości przeniesienia danych historycznych wraz z algorytmami je analizującymi na urządzenie zewnętrzne współdzielone pomiędzy dużą liczbę urządzeń dźwigowych i wykorzystujące sieć internetową do przesłania zoptymalizowanych danych sterujących dla układów kontroli dźwigów osobowych. Rozwiązanie to oprócz zachowania niskich kosztów inwestycyjnych i eksploatacyjnych umożliwi również akwizycję zdarzeń awaryjnych dźwigów oraz szybszą reakcję ekipy serwisowej na usterki.



Rys. 5. Rozkład dobowy liczby dyspozycji w odniesieniu do numeru piętra



Rys. 6. Rozkład dobowy wezwań w kierunku „do dołu” w odniesieniu do numeru piętra



Rys. 7. Rozkład dyspozycji w kierunku „do góry” w funkcji czasu dobowego

4. Podsumowanie

Zaproponowany model umożliwi optymalizację wielu układów dźwigowych przy wykorzystaniu jednego, stale modernizowanego algorytmu sterowania. Ze względu na małą wydajność mikrokontrolerów sterujących pełna implementacja na nich jest praktycznie niemożliwa. Należy go zatem zaimplementować jako usługę „web service” na wydajnym serwerze centralnym z połączeniem do bazy danych. Takie rozwiązanie znacznie poprawi wydajność urządzeń dźwigowych bez konieczności ingerencji w ich budowę i bez konieczności ponoszenia znacznych kosztów związanych z przebudową fizyczną układów sterowania.

Umożliwienie przesyłania danych pomiędzy dźwigiem a serwerem centralnym otwiera nową drogę do zarządzania parametrami windy. Możliwe jest ułatwienie obsługi serwisowej poprzez szybkie, automatyczne poinformowanie obsługi serwisowej o usterce wraz z identyfikacją problem i sposobem naprawy.

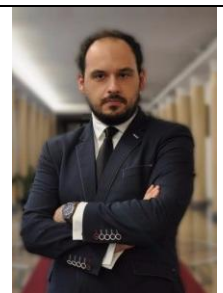
Dostęp do zarządzania windą z poziomu aplikacji webowej oraz moduł uwierzytelniania pozwoli wykorzystać posiadane dane generowane przez windę w celu ograniczenia kosztów rozbudowy, przebudowy i eksploatacji. Zyskają na tym właściciele dźwigu oraz pasażerowie.

Literatura

- [1] Bamunuarachchi D.T., Ranasinghe D.N.: Elevator group optimization in a smart building. IEEE 10th International Conference on Industrial and Information Systems (ICIIS) 2015, 71–76.
- [2] Dongmei Y.: Dispatching strategy of elevator group control system based on policy-booking fuzzy optimization. IEEE International Conference on Information and Automation (ICIA) 2014, 578–581.
- [3] Fernandez J.R., Cortes P.: A Survey of Elevator Group Control Systems for Vertical Transportation: A Look at Recent Literature. IEEE Control Systems 35(4)/2015, 38–55.
- [4] Markon S.: A solvable simplified model for elevator group control studies. IEEE 4th Global Conference on Consumer Electronics (GCCE) 2015, 56–60.
- [5] Xibo W., Hongshuai G., Wenbo Z., Yingzhen L.: Design of elevator running parameters remote monitoring system based on Internet of Things. 6th IEEE International Conference on Software Engineering and Service Science (ICSESS) 2015, 549–555.
- [6] Zheng L., Guang S., Hui D.: Research of elevator group scheduling system based on reinforcement learning algorithm. Proceedings of 2013 2nd International Conference on Measurement, Information and Control Year 1/2013, 606–610.

Mgr inż. Łukasz Furgala
e-mail: info@lukaszfurgala.pl

Doktorant w Wydziale Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Lubelskiej. Manager, Scrum Master, kierownik projektów informatycznych w administracji publicznej. Zwolennik ciągłej poprawy procesu zarządzania i nadzoru nad organizacją poprzez odpowiedzialnie wykorzystanie narzędzi informatycznych. Prelegent na wielu konferencjach studenckich, specjalistycznych i naukowych.



Dr inż. Krzysztof Kolano
e-mail: k.kolano@pollub.pl

Adiunkt w Katedrze Napędów i Maszyn Elektrycznych na Wydziale Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Lubelskiej. Ukończył studia w 2002 r. na Wydziale Elektrycznym Politechniki Lubelskiej. Tytuł doktora nauk technicznych uzyskał w 2009 r. Jego zainteresowania naukowe dotyczą układów sterowania dźwigów osobowych oraz napędu elektrycznego. Był kierownikiem prac badawczych dotyczących tych zagadnień, a ich wyniki zostały wdrożone do praktyki przemysłowej.



Dr hab. inż. Włodzimierz Mosorow, prof. PŁ
e-mail: w.mosorow@kis.p.lodz.pl

Tytuł doktora habilitowanego z informatyki uzyskał na Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie w 2009 r. Od 2000 r. jest zatrudniony w Instytucie Informatyki Stosowanej Politechniki Łódzkiej obecnie na stanowisku profesora nadzwyczajnego. Jest autorem ponad 150 prac naukowych z dziedziny przetwarzania danych pomiarowych, obrazów i sygnałów.



otrzymano/received: 26.09.2017

przyjęto do druku/accepted: 22.11.2017

LISTA RECENZENTÓW WSPÓŁPRACUJĄCYCH Z CZASOPISMEM W ROKU 2017

prof.	Barabash Oleg	– State University of Telecommunications (Kijów, Ukraina)
prof.	Bartosik Marek	– Politechnika Łódzka
dr	Bobyk Andrzej	– Katolicki Uniwersytet Lubelski
dr	Bochniak Andrzej	– Uniwersytet Przyrodniczy w Lublinie
dr	Brauer Hartmut	– Technische Universität Ilmenau (Ilmenau, Niemcy)
prof.	Byrski Aleksander	– Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie
mgr	Cegielski Tomasz	– NIVISS Sp. z o.o. Sp.k. w Gdynia
dr	Charlak Michał	– Politechnika Lubelska
dr	Chmielak Waldemar	– Politechnika Warszawska
dr	Czyż-Gwiazda Ewa	– Uniwersytet Ekonomiczny w Katowicach
prof.	Dąbala Konrad	– Instytut Elektrotechniki w Warszawie
prof.	Doležel Ivo	– Czech Academy of Sciences (Praga, Czechy)
dr	Domański Grzegorz	– Politechnika Warszawska
dr	Filipek Piotr	– Politechnika Lubelska
dr	Gorbulyk Volodymyr	– National Technical University “Kharkiv Polytechnic Institute” (Kharkiv, Ukraina)
prof.	Gratkowski Stanisław	– Zachodniopomorski Uniwersytet Techniczny w Szczecinie
dr	Grudzień Krzysztof	– Politechnika Łódzka
dr	Haliuk Serhii	– Yuriy Fedkovych Chernivtsi National University (Chernivtsi, Ukraina)
prof.	Hlaponin Yurii	– Kyiv National University of Construction and Architecture (Kijów, Ukraina)
dr	Horyński Marek	– Politechnika Lubelska
prof.	Hotra Zenon	– Lviv Polytechnic National University (Lwów, Ukraina)
prof.	Ivakhiv Orest	– Lviv Polytechnic National University (Lwów, Ukraina)
prof.	Jackowska-Strumiłło Lidia	– Politechnika Łódzka
dr	Janicki Artur	– Politechnika Warszawska
dr	Januszek Michał	– Instytut Elektrotechniki w Warszawie
prof.	Jarzyna Wojciech	– Politechnika Lubelska
prof.	Jóźwik Adam	– Instytut Biocybernetyki i Inżynierii Biomedycznej PAN
prof.	Klymash Mykhailo	– Lviv Polytechnic National University (Lwów, Ukraina)
dr	Kolano Krzysztof	– Politechnika Lubelska
prof.	Koroliov Dmitri	– Institute of Telecommunications and Global Information Space (Kijów, Ukraina)
prof.	Kotyra Andrzej	– Politechnika Lubelska
dr	Kovaluk Zakhar	– Chernivtsi Division of I. M. Frantsevich Institute of Materials Science Problems (Chernivtsi, Ukraina)
mgr	Kryszyn Jacek	– Politechnika Warszawska
prof.	Krzemiński Zbigniew	– Politechnika Gdańska
dr	Kulikowski Krzysztof	– Politechnika Warszawska
dr	Kushnir Mykola	– Yuriy Fedkovych Chernivtsi National University (Chernivtsi, Ukraina)
prof.	Liashenko Sergey	– Kharkiv Petro Vasylenko National Technical University of Agriculture (Kharkiv, Ukraina)
prof.	Liubchuk Vitalii	– Khmelnytskyi National University (Khmelnytskyi, Ukraina)
dr	Łukasik Edyta	– Politechnika Lubelska
dr	Melnychyn Andriy	– Lviv Ivan Franko State University (Lwów, Ukraina)
prof.	Mikulka Jan	– Brno University of Technology (Brno, Czechy)
dr	Mora Sergio Luján	– University of Alicante (Alicante, Hiszpania)
prof.	Mykytyuk Zinovi	– Lviv Polytechnic National University (Lwów, Ukraina)
prof.	Osadchuk Alexander	– Vinnitsa National Technical University (Vinnitsia, Ukraina)
prof.	Ozirkovskyy Leonid	– Lviv Polytechnic National University (Lwów, Ukraina)
dr	Pańczyk Beata	– Politechnika Lubelska
dr	Pańczyk Maciej	– Politechnika Lubelska
dr	Parchomiuk Marcin	– Instytut Elektrotechniki w Warszawie
dr	Paszkiel Szczepan	– Politechnika Opolska
prof.	Peleshchak Roman	– Drohobych Ivan Franko State Pedagogical University (Drohobych, Ukraina)
prof.	Piątek Zygmunt	– Politechnika Częstochowska

prof.	Polakowski Krzysztof	–	Politechnika Warszawska
prof.	Politanskyi Leonid	–	Yuriy Fedkovych Chernivtsi National University (Chernivtsi, Ukraina)
prof.	Politanskyi Ruslan	–	Yuriy Fedkovych Chernivtsi National University (Chernivtsi, Ukraina)
dr	Pribylova Lenka	–	Masaryk University (Brno, Czechy)
dr	Rymarczyk Tomasz	–	Netrix S.A., Lublin
prof.	Rzasa Mariusz R.	–	Politechnika Opolska
dr	Skowron Mikołaj	–	Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie
dr	Skubleska-Paszkowska Maria	–	Politechnika Lubelska
prof.	Smolik Waldemar	–	Politechnika Warszawska
dr	Smołka Jakub	–	Politechnika Lubelska
dr	Surtel Wojciech	–	Politechnika Lubelska
dr	Syrek Przemysław	–	Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie
dr	Szabatin Roman	–	Politechnika Warszawska
dr	Śliwiński Paweł	–	Politechnika Gdańska
prof.	Ślot Krzysztof	–	Politechnika Łódzka
prof.	Udoenko Serhiy	–	Simon Kuznets Kharkiv National University of Economics (Kharkiv, Ukraina)
prof.	Vasiuta Konstantyn	–	Ivan Kozhedub Kharkiv National Aviation University (Kharkiv, Ukraina)
dr	Wójtowicz Stefan	–	Instytut Elektrotechniki w Warszawie
mgr	Wróblewski Przemysław	–	Politechnika Warszawska
dr	Yevseiev Serhii	–	Simon Kuznets Kharkiv National University of Economics (Kharkiv, Ukraina)
prof.	Zeńczak Michał	–	Zachodniopomorski Uniwersytet Techniczny w Szczecinie
prof.	Ziółkowski Marek	–	Technische Universität Ilmenau (Ilmenau, Niemcy)

SCIENTIFIC COMMITTEE

Kluszczyński Krzysztof, Silesian University of Technology
Sikora Jan, Lublin University of Technology

Honorary Chairman
Honorary Chairman

Ziółkowski Marcin, West Pomeranian University of Technology
Gratkowski Stanisław, West Pomeranian University of Technology

Chairman
co-Chairman

Adamiak K., University of Western Ontario, Canada
Aoqui S.I., Sojo University, Japan
Bales V., Slovak University of Technology, Slovakia
Banasiak Robert, Lodz University of Technology, Poland
Barlik R., Warsaw University of Technology, Warsaw
Brauer H., Technische Universität Ilmenau, Germany
Butryło B., Białystok University of Technology, Poland
Cichocki A., Riken Brain Institute, Japan
Cieśla A., AGH University of Science and Technology, Poland
Dedkova J., Brno University of Technology, Czech Republic
Demenko A., Poznan University of Technology, Poland
Doležel I., Czech Technical University, Czech Republic
Domek S., West Pomeranian University of Technology, Poland
Drexler P., Brno University of Technology, Czech Republic
Fiala P., Brno University of Technology, Czech Republic
Hausman S., Lodz University of Technology, Poland
Hoła J., Wrocław University of Technology, Poland
Hotra Z., Lviv Polytechnic National University, Ukraine
Jabłoński P., Czestochowa University of Technology, Poland
Jackowska-Strumiłło L., Lodz University of Technology, Poland
Jakubiuk K., Gdansk University of Technology, Poland
Jancarik V., Slovak University of Technology, Slovak Republic
Janicek F., Slovak University of Technology, Slovakia
Jarzyna W., Lublin University of Technology, Poland
Jung H.K., Seoul National University, Korea
Kadlec R., Brno University of Technology, Czech Republic
Kaźmierkowski M.P., Warsaw University of Technology, Poland
Komada Paweł, Lublin University of Technology, Poland
Kraak Y., National Technical University of Ukraine, Ukraine
Krawczyk A., Czestochowa University of Technology, Poland
Lionheart B., University of Manchester, UK
Malinowski M., Warsaw University of Technology, Poland
Mikulka J., Brno University of Technology, Czech Republic
Mitkowski W., AGH University of Science and Technology, Poland

Nagy L., Budapest University of Technology and Economics, Hungary
Nilsson H.E., Mid Sweden University, Sweden
Okarma K., West Pomeranian University of Technology, Poland
Orłowska-Kowalska T., Wrocław University of Technology/PAN, Poland
Pasko M., Silesian University of Technology, Poland
Pavo J., Budapest University of Technology and Economics, Hungary
Pelikant Adam, Lodz University of Technology, Poland
Piątek Z., Czestochowa University of Technology, Poland
Pietruszewicz K., West Pomeranian University of Technology, Poland
Polakowski K., Warsaw University of Technology, Poland
Pozzi M., Cranfield University, United Kingdom, Poland
Ripoll J., Inst. of Electronic Structure & Laser (FORTH), Poland Greece
Rymarczyk T., Net-Art R&D, Lublin Poland, Poland
Sankowski D., Technical University of Lodz, Poland
Schmid U., Vienna University of Technology, Austria
Skoczkowski T., Warsaw University of Technology, Poland
Slosarčík S., Technical University of Kosice, Slovak Republic
Sokolowski J., Université de Lorraine, Campus des Aiguillettes, France
Stryczewska H.D., Lublin University of Technology, Poland
Sykulski J., University of Southampton, UK
Toepfer H., Ilmenau University of Technology, Germany
Tomczuk B., Opole University of Technology, Poland
Tumański S., Warsaw University of Technology, Poland
Udvary E., Budapest University of Technology and Economics, Hungary
Usak E., Slovak University of Technology, Poland
Wac-Włodarczyk A., Lublin University of Technology, Poland
Wiak S., Łódź University of Technology, Poland
Wojciechowski R., Poznan University of Technology, Poland
Wołoszyn M., Gdańsk University of Technology, Poland
Wójcik W., Lublin University of Technology, Poland
Yamada S., Kanazawa University, Japan
Yang W.Q., The University of Manchester, UK
Ziółkowski M., Technische Universität Ilmenau, Germany
Zubert M., Lodz University of Technology, Poland

ORGANISING COMMITTEE

Barbara Grochowalska, West Pomeranian University of Technology
Adam Łukowski, West Pomeranian University of Technology
Jarosław Fastowicz, West Pomeranian University of Technology

Chairman
co-Chairman
co-Chairman

Members:

Paweł Frankowski, West Pomeranian University of Technology
Justyna Jończyk, West Pomeranian University of Technology
Maja Kocoń, West Pomeranian University of Technology
Aurelia Kołodziej, West Pomeranian University of Technology
Adam Żywica, West Pomeranian University of Technology

EDITORIAL BOARD

Hołub Marcin, West Pomeranian University of Technology
Paplicki Piotr, West Pomeranian University of Technology
Stawicki Krzysztof, West Pomeranian University of Technology

For more information, please visit: <http://iiphdw2018.zut.edu.pl>

or contact conference secretariat: iiphdw2018@zut.edu.pl

