

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

40

**ZASTOSOWANIE KOMPUTERÓW
W NAUCE I TECHNICE 2014**

**XXIV cykl seminariów zorganizowanych
przez PTETiS, Oddział w Gdańsku**



Gdańsk 2014

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

40



ZASTOSOWANIE KOMPUTERÓW W NAUCE I TECHNICIE 2014

XXIV cykl seminarów zorganizowanych przez PTETiS
Oddział w Gdańsku



IEEE
Polska Sekcja

Wydawnictwo Wydziału Elektrotechniki i Automatyki
Politechniki Gdańskiej

Gdańsk, 2014

REDAKCJA
Dariusz Świsulski

KOMITET NAUKOWY SEMINARIUM

Przewodniczący: Kazimierz Jakubiuk

Członkowie

Lech Hasse, Bogdan Kosmowski, Ludwik Referowski, Janusz Smulko, Dariusz Świsulski

RECENZENCI

- | | |
|---|--|
| Wojciech Bąchorek, <i>Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie</i> | Tadeusz Missała, <i>Przemysłowy Instytut Automatyki i Pomiarów</i> |
| Elżbieta Bogalecka, <i>Politechnika Gdańska</i> | Ryszard Niedbała, <i>Politechnika Warszawska</i> |
| Bogdan Broel-Plater, <i>Zachodniopomorski Uniwersytet Technologiczny w Szczecinie</i> | Marek Olesz, <i>Politechnika Gdańska</i> |
| Krzysztof Brzostowski, <i>Politechnika Wroclawska</i> | Artur Opaliński, <i>Politechnika Gdańska</i> |
| Wojciech Burlikowski, <i>Politechnika Śląska</i> | Zbigniew Pilch, <i>Politechnika Śląska</i> |
| Kazimierz Choroś, <i>Politechnika Wroclawska</i> | Zbigniew Porada, <i>Politechnika Krakowska</i> |
| Jarosław Domin, <i>Politechnika Śląska</i> | Maksymilian Przygodzki, <i>Politechnika Śląska</i> |
| Mykhaylo Dorozhovets, <i>Politechnika Rzeszowska</i> | Ryszard Rybski, <i>Uniwersytet Zielonogórski</i> |
| Konstanty M. Gawrylczyk, <i>Zachodniopomorski Uniwersytet Technologiczny w Szczecinie</i> | Mariusz R. Rząsa, <i>Politechnika Opolska</i> |
| Witold Gierusz, <i>Akademia Morska w Gdyni</i> | Maciej Sibiński, <i>Politechnika Łódzka</i> |
| Sławomir Gryś, <i>Politechnika Częstochowska</i> | Cezary Sobaniec, <i>Politechnika Poznańska</i> |
| Robert Hanus, <i>Politechnika Rzeszowska</i> | Janusz Sowiński, <i>Politechnika Częstochowska</i> |
| Kazimierz Jakubiuk, <i>Politechnika Gdańska</i> | Bronisław Stec, <i>Wojskowa Akademia Techniczna</i> |
| Wojciech Jarzyna, <i>Politechnika Lubelska</i> | Andrzej Stefanowski, <i>Akademia Morska w Szczecinie</i> |
| Ireneusz Józwiak, <i>Politechnika Wroclawska</i> | Janusz Stokłosa, <i>Politechnika Poznańska</i> |
| Jarosław Kacerka, <i>Politechnika Łódzka</i> | Jan Subocz, <i>Zachodniopomorski Uniwersytet Technologiczny w Szczecinie</i> |
| Krzysztof Karwowski, <i>Politechnika Gdańska</i> | Paweł Tadejko, <i>Politechnika Białostocka</i> |
| Marek Kciuk, <i>Politechnika Śląska</i> | Tomasz Tarasiuk, <i>Akademia Morska w Gdyni</i> |
| Paweł Kielan, <i>Politechnika Śląska</i> | Agnieszka Terelak-Tymczyna, <i>Zachodniopomorski Uniwersytet Technologiczny w Szczecinie</i> |
| Grzegorz Kostro, <i>Politechnika Gdańska</i> | Krzysztof Wandachowicz, <i>Politechnika Poznańska</i> |
| Paweł Kowol, <i>Politechnika Śląska</i> | Jarosław Wiater, <i>Politechnika Białostocka</i> |
| Damian Krawczyk, <i>Politechnika Śląska</i> | Marek Wojciechowski, <i>Politechnika Poznańska</i> |
| Andrzej Kwiecień, <i>Politechnika Śląska</i> | Jakub Wojturski, <i>Politechnika Rzeszowska</i> |
| Kazimierz Lebecki, <i>Wyższa Szkoła Zarządzania Ochrony Pracy</i> | Mirosław Wołoszyn, <i>Politechnika Gdańska</i> |
| Piotr Lesiak, <i>Uniwersytet Technologiczno-Humanistyczny im. K. Pułaskiego w Radomiu</i> | Maria Wrzuszcak, <i>Politechnika Opolska</i> |
| Tadeusz Maciołek, <i>Politechnika Warszawska</i> | Jacek Zawalich, <i>Politechnika Gdańska</i> |
| Grzegorz Masłowski, <i>Politechnika Rzeszowska</i> | Zenon Zwierzewicz, <i>Akademia Morska w Szczecinie</i> |
| | Wojciech Żagan, <i>Politechnika Warszawska</i> |
| | Zbigniew Hilary Żurek, <i>Politechnika Śląska</i> |

Wydano za zgodą

Dziekana Wydziału Elektrotechniki i Automatyki

Politechniki Gdańskiej

na podstawie materiałów dostarczonych przez autorów

Artykuły po recenzjach zakwalifikował do druku

Komitet Naukowy Seminarium

Wydanie 1

Nakład 170 egzemplarzy

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

40



**APPLICATION OF COMPUTERS
IN SCIENCE AND TECHNOLOGY 2014**

Proceedings of the XXIII Seminar organised by
Polish Society of Theoretical and Applied Electrical Engineering
PTETiS, Gdańsk Section



IEEE
Polish Section

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

Gdańsk, 2014

ISSN 2353-1290

Copyright © by Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki

Adres redakcji:

Politechnika Gdańska
Wydział Elektrotechniki i Automatyki
ul. Narutowicza 11/12
80-233 Gdańsk
www.ely.pg.gda.pl/zn/

SPIS TREŚCI

Indeks autorów	8
1. Bartłomiej Adamczyk, Barbara Florkowka <i>The modelling of electric field distribution for multi-segment electrodes of HV test equipment</i> <i>Modelowanie rozkładu pola elektrycznego w otoczeniu wielo-segmentowych elektrod</i> <i>wysokonapięciowych układów probierczych.....</i>	9
2. Ryszard Arendt, Ryszard Michalski <i>Wykorzystanie sieci CAN z protokołem DeviceNet oraz CANopen w diagnostyce ciągników kołowych</i> <i>Application of CAN net with DeviceNet and CANopen protocols in diagnostic of wheeled tractors</i>	13
3. Marek Augustyniak, Zbigniew Usarek <i>Kontrola parametrów obwodu wymuszającego w quasi-statycznych magnetycznych badaniach nieniszczących stali, cz. I: Model analityczny i 2D</i> <i>Control of magnetic circuit parameters in quasi-static magnetic non-destructive testing, part I: Analytical and 2-D model</i>	17
4. Tomasz Barnert, Emilian Piesik, Marcin Śliwiński <i>Wpływ poziomu ochrony informacji na wymagania nienaruszalności bezpieczeństwa</i> <i>The impact of the information security level on the safety integrity requirements</i>	23
5. Jerzy Buriak <i>Ocena warunków nasłonecznienia i projektowanie elektrowni słonecznych z wykorzystaniem dedykowanego oprogramowania oraz baz danych</i> <i>Assessment of irradiation conditions and design of solar power plant using dedicated software and databases</i>	29
6. Tomasz Chmielewski <i>Simulations of voltage sags in an industrial installation featuring a large induction motor</i> <i>Symulacja zapadów napięcia w układzie z silnikami indukcyjnymi o dużych mocach</i>	33
7. Stanisław Czapp, Kamil Babiński <i>Komputerowy projekt oświetlenia elektrycznego boiska piłkarskiego</i> <i>Computer-aided electrical lighting design of a football pitch</i>	37
8. Elżbieta Ekiert, Stanisław Galla <i>Wpływ rozłożenia elementów przetwornicy STIS10PUR na rozkład temperatury</i> <i>Effect of placement of the elements of STIS10PUR inverter on the temperature emission</i>	41
9. Adam Ł. Kaczmarek <i>Inteligentne hybrydowe systemy wyszukiwania informacji</i> <i>Intelligent hybrid systems for information retrieval</i>	45
10. Paweł Kaczmarek <i>Klasyfikacja algorytmów wyboru usług w architekturze SOA</i> <i>Classification of service selection algorithms in SOA architecture</i>	49
11. Paweł Kaczmarek <i>Wybrane metody efektywnej integracji komponentów w systemach rozproszonych</i> <i>Selected methods of effective component integration in distributed systems</i>	53
12. Paweł Kaczmarek, Krzysztof Karwowski, Marek Kuciński, Michał Michna, Jacek Skibicki, Andrzej Wilk <i>Model referencyjny sieci trakcyjnej – koncepcja modelowania</i> <i>Reference model of overhead contact line system – concept of modeling</i>	57

13. Andrzej Kopczyński	
<i>Badania symulacyjne prowadzone w środowisku systemu ekspertowego stosowane do wspomagania projektowania układów automatyki statku</i>	
<i>Simulation investigation in expert system environment for aided design of ship systems automation</i>	61
14. Krzysztof Kula, Karol Pozorski	
<i>Układ regulacji z modelem wewnętrznym sterujący obiektem nieliniowym</i>	
<i>Control system with internal model regulating a nonlinear plant</i>	65
15. Adrian Miller, Paweł Bućko	
<i>Zastosowanie sztucznych sieci neuronowych do prognozowania cen na giełdzie energii</i>	
<i>Using artificial neural networks to forecasting the energy exchange price</i>	69
16. Krystyna Maria Noga	
<i>Cyfrowe sterowanie z zastosowaniem układów programowalnych</i>	
<i>Digital controlling using programmable devices</i>	73
17. Krystyna Maria Noga	
<i>Transmisja danych w kanale radiowym - wybrane zagadnienia w środowisku Vissim</i>	
<i>The transmission of the data in the radio channel- chosen problems in Vissim environment</i>	77
18. Piotr Oramus, Marek Florkowski	
<i>Influence of various transmission line models on lightning overvoltages in insulation coordination studies</i>	
<i>Porównanie modeli linii przesyłowych stosowanych do wykonywania analiz przepięciowych w systemach elektroenergetycznych</i>	81
19. Emilian Piesik, Tomasz Barnert, Marcin Śliwiński	
<i>Metoda analizy niezawodności człowieka SPAR-H w aplikacji ProSIL-EAL</i>	
<i>Human reliability analysis method SPAR-H in software ProSIL-EAL</i>	85
20. Michał Porzeziński	
<i>Wybrane zagadnienia niezawodności i bezpieczeństwa transmisji danych w przemysłowych sieciach komputerowych</i>	
<i>Selected issues of safety and security of data transmission in industrial computer networks</i>	89
21. Jan Paweł Staniszewski, Radosław Kucman, Stanisław Galla	
<i>Układy zasilania energią resztkową z urządzeń grzewczych</i>	
<i>Heating system residual energy harvesting for power supply circuits</i>	95
22. Alicja Stoltmann, Marcin Jaskólski	
<i>Ocena wpływu poprawy dokładności pomiaru temperatury pary świeżej na efektywność ekonomiczną bloku energetycznego</i>	
<i>Impact assessment of the accuracy of live steam temperature measurement on the economic effectiveness of power unit</i>	99
23. Arkadiusz Szewczyk, Barbara Stawarz-Graczyk	
<i>Investigation of RTS noise in reverse polarized Silicon Carbide Schottky diodes</i>	
<i>Badanie szumów RTS w diodach SiC spolaryzowanych w kierunku zaporowym</i>	103
24. Marcin Śliwiński, Tomasz Barnert, Emilian Piesik	
<i>Weryfikacja poziomów nienaruszalności bezpieczeństwa z uwzględnieniem aspektów ochrony informacji</i>	
<i>Security aspects in verification of the safety integrity level</i>	107
25. Mirosław Tomera	
<i>Sterowanie ślizgowe w układzie połączonych zbiorników</i>	
<i>Sliding mode control in coupled tanks system</i>	111
26. Mirosław Tomera	
<i>Zmiana położenia układu odwróconego wahadła przy użyciu sterowania ślizgowego</i>	
<i>Position changing of inverted pendulum system using a sliding mode control</i>	119

27. Mirosław Tomera, Krzysztof Kula <i>Sterowanie kaskadowe poziomem wody w układzie dwóch zbiorników</i> <i>Cascade control of water level in two tanks system</i>	127
28. Maciej Trawka, Janusz Smulko, Lech Hasse <i>Automated system for fluctuation enhanced gas sensing</i> <i>Zautomatyzowany system do poprawy czułości detekcji gazów z wykorzystaniem</i> <i>zjawisk fluktuacyjnych.....</i>	133
29. Andrzej Wilk <i>Dynamiczny model histerezy magnetycznej</i> <i>Dynamic model of magnetic hysteresis</i>	137
30. Anna Witkowska <i>Projektowanie wielowymiarowego regulatora backstepping w układzie dynamicznego</i> <i>pozycjonowania statku</i> <i>Designing a multidimensional backstepping controller in dynamic positioning system</i>	141
31. Anna Witkowska <i>Zastosowanie macierzy pseudo odwrotnej w metodach alokacji pędników układu</i> <i>dynamicznego pozycjonowania statku</i> <i>Control allocation methods in dynamic positioning system using pseudoinverse</i>	145
32. Paweł Zydróż, Damian Pała, Michał Bonk <i>Mikroprocesorowy, dwukanałowy kilowoltomierz napięcia stałego</i> <i>Mikroprocessor-controlled 2-channel dc-kilovoltmeter</i>	149
33. Paweł Zydróż, Michał Smolana, Michał Bonk <i>Zastosowanie systemu do pomiaru pojemności i współczynnika strat dielektrycznych</i> <i>w badaniach wysokonapięciowych układów izolacyjnych</i> <i>Application of capacity and dielectric loss factor measuring system in researches</i> <i>of high voltage insulating systems</i>	153
Wyróżnione referaty w XXIII cyklu seminaryjnym Zastosowanie Komputerów w Nauce i Technice 2013	157
Informacja o XXV cyklu seminaryjnym Zastosowanie Komputerów w Nauce i Technice 2015	159

INDEKS AUTORÓW

Bartłomiej Adamczyk	9
Ryszard Arendt	13
Marek Augustyniak	17
Kamil Babiński	37
Tomasz Barnert	23, 85, 107
Michał Bonk	149, 153
Paweł Bućko	69
Jerzy Buriak	29
Tomasz Chmielewski	33
Stanisław Czapp	37
Elżbieta Ekiert	41
Barbara Florkowka	9
Marek Florkowski	81
Stanisław Galla	41, 95
Lech Hasse	133
Marcin Jaskólski	99
Adam Ł. Kaczmarek	45
Paweł Kaczmarek	49, 53, 57
Krzysztof Karwowski	57
Andrzej Kopczyński	61
Marek Kuciński	57
Radosław Kucman	95
Krzysztof Kula	65, 127
Ryszard Michalski	13
Michał Michna	57
Adrian Miller	69
Krystyna Maria Noga	73, 77
Piotr Oramus	81
Damian Pala	149
Emilian Piesik	23, 85, 107
Karol Pozorski	65
Michał Porzeziński	89
Jacek Skibicki	57
Michał Smolana	153
Janusz Smulko	133
Jan Paweł Staniszewski	95
Barbara Stawarz-Graczyk	103
Alicja Stoltmann	99
Arkadiusz Szewczyk	103
Marcin Śliwiński	23, 85, 107
Mirosław Tomera	111, 119, 127
Maciej Trawka	133
Zbigniew Usarek	17
Andrzej Wilk	57, 137
Anna Witkowska	141, 145
Paweł Zydrón	149, 153

THE MODELLING OF ELECTRIC FIELD DISTRIBUTION FOR MULTI-SEGMENT ELECTRODES OF HV TEST EQUIPMENT

Bartłomiej ADAMCZYK¹, Barbara FLORKOWSKA²

1. ABB Corporate Research Center, Starowiślna Str. 13a, 31-038 Kraków
tel: 22 223-94-55 fax: 22-223-95-01 e-mail: bartlomiej.adamczyk@pl.abb.com
2. Akademia Górniczo-Hutnicza, Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Inżynierii Biomedycznej
tel: 12 617-37-61 fax: 12 634-48-25 e-mail: beflor@agh.edu.pl

Abstract: Electric field grading or stress control, refers to the technique of reducing local enhancements of the electric field in various devices. This problem for laboratory testing equipment is considered when multi-segment electrodes – also known under the name “polycon electrodes” are applied. Such symmetrical electrodes were designed on the basis of a polyedrical framework and modified for practical applications. They must be carefully designed with respect to the reliable operation and the cost of the equipment. The multi-segment electrodes can be characterized by so called segment factor, which is defined as the relation between maximum field strength of a curved multi-segment electrode and its envelopment. This covers not only the shape and arrangement of the plate electrodes but also the angle between them in space. The segment factor is influenced also by the dimensions and parameters of each single plate.

The aim of the simulations is analysis of the maximum field strength at smooth and multi-segment electrodes. These aspects, referring to the real configuration of the two-stage laboratory cascade transformer system 250 kV, are presented in the paper.

Keywords: multi-segment electrodes, electric field, FEM simulations.

1. INTRODUCTION

Equipment of high voltage (HV) laboratories usually consists of: testing transformers, dividers and DC generators, located in laboratory hall or in fenced positions. Parts of electrical apparatuses on the HV potential must be carefully designed and shielded to avoid high field strength leading to local ionization and inception of streamers.

The maximum field strength in the vicinity of the element under high voltage depends on the shape of the element, the configuration of the surrounding space and the distance from the earthed elements. It is a problem of so called "safe spaces" and the conditions for generating streamer forms of discharges. Therefore the elements of sharp edges must be eliminated in construction of HV equipment.

The multi-segment electrodes, also known as “polycon electrodes” are well introduced for HV objects in HV Laboratories [1]. Multi-segment electrodes are subdivided into a fixed number of single plates, which substitute a smooth plane representing the shape of the HV electrode. The main reasons of the introduction of the segmented

electrodes to the HV objects were of practical and economical nature. For many applications making of the HV electrodes from many small segmented plates is cheaper and easier than manufacturing of large aluminum electrodes as a single element.

For assessment of such designs, not only the maximum field strength but also the total stressed area of the electrode should be considered.

This problem is presented in the paper, based on the example of testing transformers in High Voltage Laboratory at AGH University of Science and Technology (AGH-UST) in Kraków. It refers to the 2-stage cascade transformers rated for a voltage 250 kV, containing multi-segment electrodes on a top of each stage of the cascade.

2. FEATURES OF MULTI-SEGMENT ELECTRODE

The exemplary multi-segment electrode of 18 plates is presented in the Figure 1. The following set of parameters describes the multi-segment electrode:

- R - the radius R of the envelopment,
- n - the number of plates,
- d - the diameter of the single plate,
- r - radius of the ledge,
- d_0 – the diameter of air gap between adjacent plates.

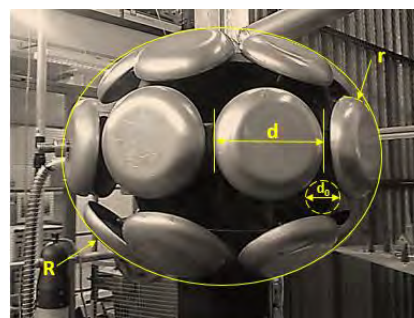


Fig. 1. Multi-segment electrode of 18 plates and its parameters

The relation between the maximum field strength of a curved multi-segment electrode and its envelopment (representing a smooth electrode surface) is determined by the segment factor k_s (1):

$$k_s = \frac{E_{ms}}{E_{se}} \quad (1)$$

where: E_{ms} – the maximum field strength of a curve multi-segment electrode, E_{se} – the maximum field strength of a smooth electrode.

This segment factor covers not only the shape and arrangement of the plate electrodes but also the angle between them in space. The factor k_s is dependent also on the dimensions and parameters of each single plate [1].

3. CONFIGURATION OF THE 2-STAGE CASCADE TRANSFORMERS IN HV LABORATORY

The picture, scheme as well as nominal parameters of the 2-stage cascade transformers in HV Laboratory at AGH-UST in Kraków are presented in the Figure 2 and the Table 1, respectively.

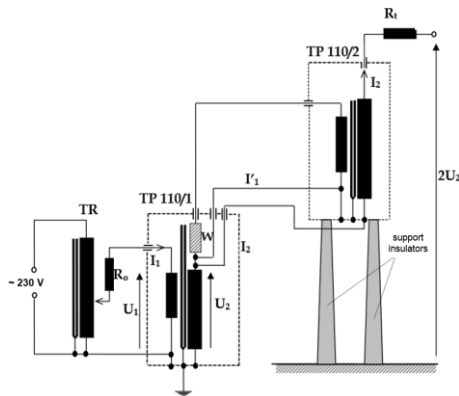


Fig. 2. Photograph (top) and scheme (bottom) of the two-stage cascade transformers in HV Laboratory at AGH-UST, TP110/1 – first stage of the cascade, TP110/2 – second stage of the cascade, TR – regulating transformer, R_0 – short-circuit current limiting resistor, R_t – dumping resistor [2]

Table 1. Nominal parameters of the cascade transformers

Primary voltage	230 V
Secondary voltage	250 kV
Secondary current	90 mA
Nominal power	10 kVA
Nominal frequency	50 Hz

The cascade transformers are located in a fenced test area. The distances of the HV electrodes from grounded fences and walls are calculated so that there is no risk of flashover between these elements at 250 kV AC voltage.

4. SIMULATION MODEL DESCRIPTION

4.1. Scope of simulations

The simulation results of the electric field distribution near the two-stage cascade transformers are presented in this paper. The scope of simulations cover the case when the cascade transformers are “free in space” as well as located in a fenced test field of real dimensions. To show the shielding effect of the multi-segment electrodes arrangement, the results are compared to the equivalent cascade transformers equipped with smooth electrodes with the shape corresponding to the envelopment of the multi-segment electrodes.

4.2. Simulation approach

The simulations have been done by means of the COMSOL Multiphysics v4.4. In this case, the “AC/DC - Electric Currents” program interface and *Frequency domain* analysis have been used. In this program interface the following general equation is being solved for the electric potential V in every point in space [3]:

$$-\nabla \cdot (\sigma + j\omega\epsilon_0)\nabla V = 0 \quad (2)$$

where: σ – electrical conductivity, V – electric potential, ϵ_0 – vacuum permittivity, ω – angular frequency.

Then, the electric potential that was obtained by solving equation (2) is used to find out the electric field strength:

$$E = -\nabla V \quad (3)$$

4.3. Model details

A full-scale 3D models of the two-stage cascade transformers with smooth and multi-segment electrodes were implemented into the simulation software. The geometry and selected dimensions of the simulation model are presented in the Figure 3. The cascade transformers comprise three electrodes numbered from 1 to 3 according to the picture below.

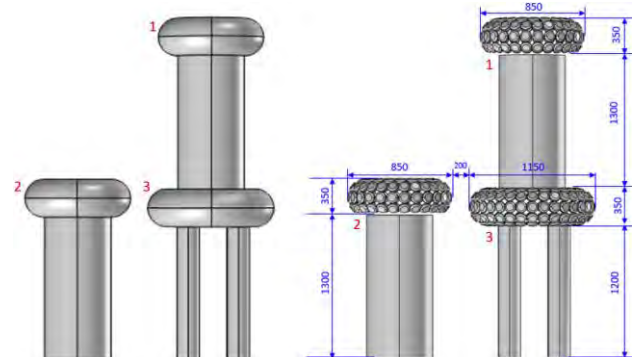


Fig. 3. Geometry and dimensions (in mm) of the analyzed cascade transformers with smooth (left) and multi-segment (right) HV electrodes

In the first case, the cascade transformers have been located in a space representing the real fenced test field in HV Laboratory at AGH-UST (Fig. 4). Red boundaries

represent the grounded elements, while green ones are electrically insulated. In the case with the “free in space” transformers, no elements were grounded – all elements surrounding the cascade were electrically insulated. This means that the ground potential was placed infinitely far from the cascade transformers.



Fig. 4. Selected dimensions of the fenced test field at HV Lab at AGH-UST and location of the cascade transformers (left - front view, right - side view)

Dimensions of the each single plate of the multi-segment electrode are as follows: $d = 100$ mm, $r = 20$ mm. The radius of the HV multi-segment electrodes envelopment $R = 175$ mm.

The 50Hz electric potential was applied to the HV electrodes: top electrode (no.1) $V_1 = 250$ kV, bottom electrodes (no.2 and 3) $V_2 = V_3 = 125$ kV. The properties of materials used in the simulation are presented in the Table 2.

Table 2. Material properties used in simulations

Material / Parameter	Relative permittivity ϵ_r	Electrical conductivity σ [S/m]
Air	1	10^{-12}
Aluminum electrodes	1	$3,7 \cdot 10^7$
Cylinders filled with oil	2.2	10^{-12}
Support insulators	5	10^{-12}

5. SIMULATION RESULTS AND DISCUSSION

5.1. Cascade transformers in real lab arrangement

The results of the electric field strength distribution near the laboratory arrangement of the cascade transformers with smooth and multi-segment HV electrodes are presented in the Figure 5 and 6, respectively.

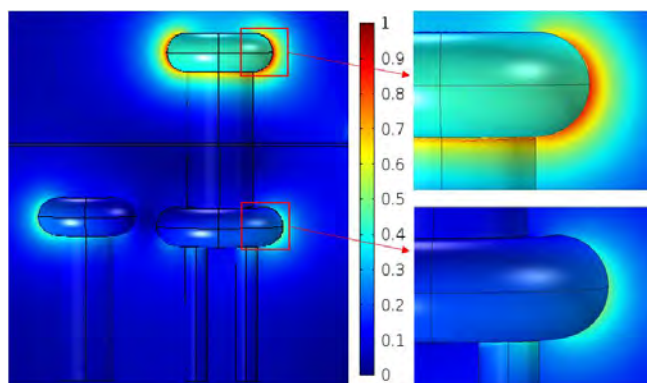


Fig. 5. Electric field distribution near the real lab arrangement of cascade transformers with smooth electrodes

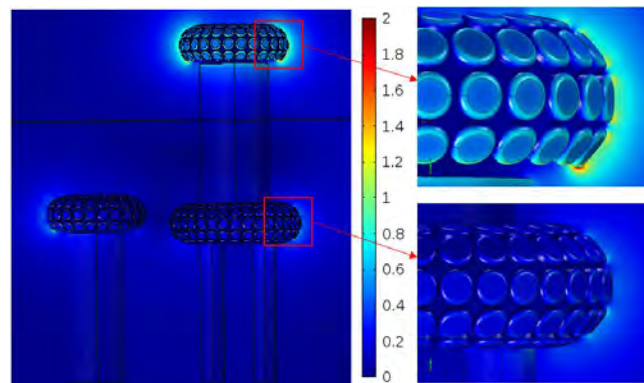


Fig. 6. Electric field distribution near the real lab arrangement of cascade transformers with multi-segment electrodes

In both, the smooth and multi-segment electrode cases, the maximum electric field strength exists near the surface of the top electrode which is on the 250 kV potential, on their curved edges. The maximum field strength is ca. 0,87 kV/mm for the smooth electrode, while for the multi-segment electrode is more than twice higher. This big difference of the maximum values of electric field strength is caused by the curved edges of the small segment plates. The highest electric field strength is observed on the curved edge of the lowermost row of plates, in the place where the distance to the grounded fence is the smallest. However, near the flat surface of each segment plate of the HV electrode, the field strength is comparable to that of smooth electrode case (ca. 0,9 kV/mm). The maximum field strengths near the top electrode and the calculated segment factor k_s for both cases are shown in the Table 3.

Table 3. Comparison of the maximum field strengths near the HV electrodes

Electrode type	Smooth electrode	Multi-segment electrode
E_{max}	0,87 kV/mm	1,95 kV/mm
k_s	2,24	

The electric field strength distribution along the line between the points P1 and G1 (the smallest distance between the top electrode and grounded fence) is presented in the Figure 7.

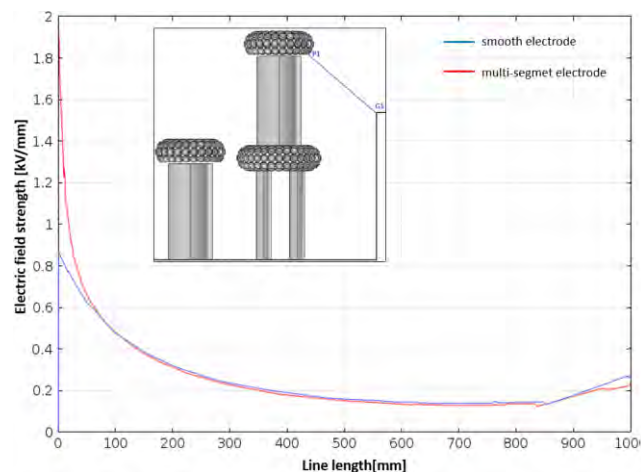


Fig. 7. Plot of electric field strength distribution along the line P1-G1

As can be seen, the difference of electric field strength distribution is observable only in the nearest area of the top electrode (on the curved edge of the lowermost single plate). This must be taken into account during design process of the segmented electrodes and location of the electrode in relation to grounded elements to avoid discharges at lower voltage levels.

5.2. Cascade transformers in “free in space” conditions

The results of the simulations of electric field distribution near the “free in space” cascade transformers with smooth and multi-segment electrodes are of similar character to those presented in the Figure 5 and 6, however the field strengths are much lower due to infinitely long distance to elements on the ground potential. The maximum field strengths near the top, “free in space” electrodes and the calculated segment factor k_s are shown in the Table 4.

Table 4. Comparison of the maximum field strengths near the HV electrodes

Electrode type	Smooth electrode	Multi-segment electrode
E_{max}	0,43 kV/mm	0,79 kV/mm
k_s	1,84	

6. SUMMARY

The electric field strength distribution in the area of shielding electrodes of HV testing equipment is analyzed and presented in this paper. The analyses were based on the real arrangement of the two-stage cascade transformers in the HV Laboratory at AGH-UST in Kraków, rated for a 250 kV voltage. Two types of shielding electrode were taken into consideration: smooth and so called multi-segment electrodes. The analysis consists of two cases – the cascade transformers located in a fenced area of a real dimensions and “free in space”. The maximum electric field strengths obtained for these simulation cases have been compared. Segment factor k_s has been calculated for both cases.

The performed analysis showed that multi-segment electrodes can be well introduced as a shielding electrodes of HV equipment, however special attention should be paid to the design of the shape of the electrode. The electric field

strength near the surface of such electrodes is affected mainly by the curvature radius of each single plate, its diameter and radius of the envelopment of the complete electrode.

Due to the curved edges of each single plate there is a local enhancement of the electric field strength when compared to the electrode of a smooth shape. In the analyzed cases the field strength enhancement was even more than two times. This might lead to streamers inception at lower voltages what should be taken into consideration during designing and dimensioning of the shielding electrodes.

Despite the fact that electric field strength is enhanced in the case of multi-segment electrodes, they are often used due to practical and economical reasons. For many applications making of the HV electrodes from many small segmented plates is cheaper and easier than manufacturing of large aluminum electrodes as a single element.

The FEM simulations can be used for analysis and optimization of such constructions of HV electrodes, however analysis of equipment of a real dimensions and equipped with many small segmented elements, requires generation of a complicated mesh with large number of elements. The number of elements can be of course reduced, but this leads to quite bigger errors in calculated values of the field strength. A 2D simulation models can be a good alternative, but the proper cross-sections of the equipment must be chosen for the simulations, in order to obtain credible results.

7. REFERENCES

1. Hauschild W., Rausendorf S., Schufft W.: Calculation of field strength and streamer inception voltage for multi-segment electrodes of UHV testing equipment, 5th ISH Braunschweig, August 1987, paper 33.10
2. Florkowska B.: Wytrzymałość elektryczna gazowych układów izolacyjnych wysokiego napięcia, Wydawnictwa AGH, Kraków, 2003, ISBN 83-89388-01-4
3. COMSOL Multiphysics documentation – AC/DC module

MODELOWANIE ROZKŁADU POLA ELEKTRYCZNEGO W OTOCZENIU WIELO-SEGMENTOWYCH ELEKTROD WYSOKONAPIĘCIOWYCH UKŁADÓW PROBIERCZYCH

Słowa kluczowe: elektrody wielo-segmentowe, pole elektryczne, modelowanie

Problematyka kształtowania rozkładu pola elektrycznego w wysokonapięciowych urządzeniach elektrycznych dotyczy metod ograniczania maksymalnych wartości natężenia pola elektrycznego w pobliżu elektrod wysokonapięciowych. W laboratoryjnych wysokonapięciowych urządzeniach probierczych, problem ten występuje m.in. w przypadku zastosowania tzw. elektrod wielo-segmentowych. Takie elektrody składają się z wielu jednakowych elementów w kształcie okrągłego dysku o zagiętych krawędziach. Elektrody segmentowe muszą być odpowiednio zaprojektowane i zwymiarowane aby spełnić swoją funkcję. Elektrody segmentowe można scharakteryzować za pomocą parametru k_s , określanego jako stosunek maksymalnej wartości natężenia pola elektrycznego na zakrzywionej krawędzi elektrody segmentowej, do maksymalnej wartości natężenia pola przy elektrodzie o łagodnym kształcie, odpowiadającym obwiedni elektrody segmentowej. Współczynnik k_s określa zatem nie tylko kształt ale i układ segmentów elektrody względem siebie oraz względem uziemionych elementów w otoczeniu urządzenia.

Celem symulacji była analiza maksymalnych wartości natężenia pola elektrycznego wokół „gładkich” oraz wielo-segmentowych elektrod wysokonapięciowych. Problem został przedstawiony na przykładzie dwustopniowej kaskady transformatorów o napięciu 250 kV, znajdującej się w Laboratorium Wysokich Napięć Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie.

WYKORZYSTANIE SIECI CAN Z PROTOKOŁEM DeviceNet ORAZ CANopen W DIAGNOSTYCE CIĄGNIKÓW KOŁOWYCH

Ryszard ARENDT¹, Ryszard MICHALSKI²

1. Politechnika Gdańska, ul. G. Narutowicza 11/12, 80-233 Gdańsk
tel: 58 347 2157 fax: 58 347 2487 e-mail: r.arendt@ely.pg.gda.pl
2. Uniwersytet Warmińsko-Mazurski w Olsztynie, ul. Oczapowskiego 11, 10-719 Olsztyn
tel: 089 523 3726 fax: 089 523 3463 e-mail: ryszard.michalski@uwm.edu.pl

Streszczenie: Układy sterowania i kontroli stosowane w pojazdach lądowych, powietrznych i wodnych są aktualnie budowane w oparciu o technologię sieciową CAN. Przyjęły się dwa protokoły przesyłania danych siecią CAN: DeviceNet – rozpowszechniony w Stanach Zjednoczonych oraz CANopen – popularny w Unii Europejskiej. Układy sieciowe CAN mają wysoką niezawodność i ze względu na niewielką liczbę połączeń kablowych są wygodne do zastosowań przy budowie rozproszonych systemów akwizycji danych. W referacie przedstawiono strukturę i podstawowe charakterystyczne cechy rozproszonego układu z siecią CAN oraz problemy związane z oprogramowaniem i komunikacją. Zaprezentowane zostało, między innymi przykładowe użycie systemu sieciowego opartego o urządzenia CAN8424 firmy ICPDAS, do diagnostyki ciągników kołowych.

Słowa kluczowe: ciągnik kołowy, urządzenie diagnostyczne, akwizycja danych.

1. SIECI CAN

1.1. Rys historyczny

W roku 1983 firma „Robert Bosch GmbH” rozpoczęła projekt budowy standardu sieci do zastosowań w przemyśle motoryzacyjnym. W 1986 roku następuje prezentacja magistrali szeregowej CAN (Control Area Network). Opracowano interfejsy oraz protokoły w standardzie ISO 11898 umożliwiające transmisję danych z prędkością 1 Mb/s oraz ISO 11519 umożliwiającą wolniejszą transmisję do 125 kb/s. W sieci została wykorzystana szeregowo transmisja danych typu producent-konsument.

W przemyśle motoryzacyjnym zastosowano cztery typy sieci CAN [1]:

- klasa A – komunikacja nie wymagająca dużych prędkości transmisji danych <10 kb/s, obejmująca między innymi: światła, kierunkowskazy, siłowniki siedzeń i lusterek, centralny zamek;
- klasa B – komunikacja o nieco większych prędkościach transmisji 40 kb/s, stosowana np. przy układach klimatyzacji;
- klasa C – stosowana w układach sterowania w czasie rzeczywistym, z szybkością przesyłu danych 250 kb/s ÷ 1 Mb/s, która obejmuje sterowanie silnika, skrzyni biegów, układ ABS, ESP i inne;

- klasa D – stosowana przy przesyłaniu dużej ilości danych z prędkością 100 kb/s ÷ 10 Mb/s.

Standard CAN stosowany w firmie „Robert Bosch GmbH” jest w zasadzie niedostępny dla zwykłego użytkownika i uzyskał wiele zastosowań aplikacyjnych w przemyśle motoryzacyjnym.

Ze względu na wysoką niezawodność transmisji danych i dużą odporność na uszkodzenia, w latach 90 minionego stulecia zaczęto wprowadzać standard CAN do zastosowań przemysłowych. Opracowano protokoły:

- CANopen (CAN In Automation 1995),
- DeviceNet (Allan-Bradley/Rockwell Automation 1993),
- CanKingdom (EAN international, master”king”),
- CAL (Can Application Layer),
- TTCAN (Time-Triggered CAN),
- inne.

1.2. Charakterystyka sieci CAN

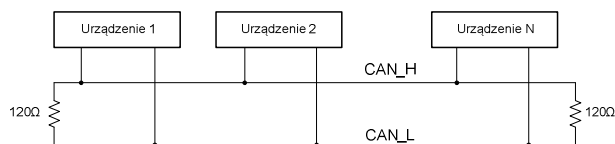
Według modelu OSI (Open System Interconnection) standard CAN wykorzystuje warstwę fizyczną, warstwę łącza danych oraz warstwę aplikacji. W normach ISO 11898 zostały sprecyzowane jedynie dwie najniższe warstwy. Warstwa aplikacji zyskuje wciąż nowe rozwiązania protokołów i z tego względu mamy różne rozwiązania sieci oparte o standard CAN.

Warstwa fizyczna opisuje parametry łącza i sprzętu oraz przesyłane sygnały elektryczne przyporządkowane jednostkom informacji – bitom. W systemach motoryzacyjnych przyjęto następujące rozwiązania [2]:

- High Speed CAN – magistrala (HS-CAN) została zdefiniowana przez ISO 11898-2, w której wykorzystano dwa przewody; mało odporna na zwarcia i uszkodzenia;
- Low Speed CAN – magistrala (FT-CAN „Fault Tolerant”) zdefiniowana przez ISO 11898-3 w 2006 roku, wykorzystuje również dwa przewody, ale jest bardziej odporna na uszkodzenia, działa poprawnie również po przerwaniu lub zwarciu do masy jednego z przewodów;
- SW-CAN – magistrala (Single Wire CAN) zdefiniowana przez SAE J2411, w której stosuje się pojedynczy przewód i masę pojazdu.

Typowe rozwiązanie magistrali CAN sieci dwuprzewodowej prezentuje rysunek 1.

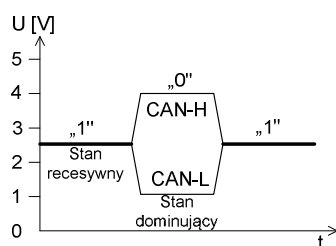
Przy prędkościach transmisji danych 1Mb/s należy uwzględnić zjawiska falowe przepływu sygnałów (możliwość pojawienia się sygnałów odbitych przy zmianie rezystancji łącza) i stosuje się rezystory 120 Ω na początku i końcu magistrali.



Rys. 1. Organizacja dwuprzewodowej magistrali CAN

System kodowania bitów przez sygnały elektryczne magistrali CAN High Speed przedstawiono na rysunku 2. W sieci wyróżniamy dwa stany logiczne: dominujący – reprezentuje niski poziom logiczny LL czyli „0” logiczne, recesywny – reprezentuje wysoki stan logiczny HL – „1” logiczną.

Przy stanie recesywnym na obu kablach magistrali występuje napięcie 2,5 V ($2 \div 3$ V), a więc różnica napięć wynosi 0 V i nie płynie prąd przez rezystory końcowe. Dla stanu dominującego napięcie w przewodzie H wynosi 3,5 V ($2,75 \div 4,5$ V) natomiast w przewodzie L 1,5 V ($0,5 \div 2,25$ V) – występuje różnica potencjałów 2 V.



Rys. 2. Ilustracja kodowania bitów przez sygnały elektryczne magistrali CAN High Speed

Dla odmiennych warstw fizycznych sieci CAN przyjęto inne poziomy napięć w przewodach magistrali i rodzaje kodowania stanu recesywnego i dominującego. Dla sieci Low Speed CAN nie stosuje się rezystorów końcowych magistrali. Przy niskich prędkościach transmisji własności falowe nie mają takiego znaczenia.

Warstwa łącza danych definiuje standard ramki danych. Standard CAN przewiduje przesyłanie do 8-bajtowych „paczek” danych wyposażonych w dodatkowe informacje, zawierające identyfikator urządzenia, bity kontroli poprawności przesłanej informacji i inne. Według specyfikacji firmy Bosch w wersji CAN 2.0A przyjęto standardowy CAN (standard CAN) z 11-bitowym identyfikatorem i w wersji CAN 2.0B rozszerzony CAN (extender CAN) z 29-bitowym identyfikatorem.

2. DIAGNOSTYKA POJAZDÓW

2.1. Wprowadzenie

Wymagania ekologiczne wpłynęły na obowiązkowe wyposażenie samochodów i innych pojazdów w urządzenia monitorujące proces spalania. Przyjęte regulacje prawne zobowiązały producentów pojazdów, do wyposażenia samochodów w rozbudowane systemy diagnostyki pokładowej, nazwane w zależności od regionu wprowadzenia: OBD II (USA), EOBD (Wspólnota Europejska), JOBD (Japonia). System OBD

(On Board Diagnostics) definiuje zestaw procedur diagnostycznych pozwalających możliwie wcześnie wykrywać usterki mogące mieć wpływ na emisję toksycznych związków w spalinach [3].

Stosowane systemy diagnostyki pokładowej zaimplementowane są na komputerach sterujących proces wtrysku paliwa. Diagnostyka w tym przypadku jest jedynie dodatkowym procesem absorbującym wolne moce obliczeniowe komputera, z wykorzystaniem czujników użytych do sterowania procesu spalania paliwa. Można stwierdzić, że diagnostyka pojazdów w większości przypadków ograniczona jest jedynie do kontroli działania systemu elektroniki (łatwy pomiar sygnałów), pomijając możliwe mechaniczne przyczyny niewłaściwej pracy pojazdu [4].

Prowadzone prace w ramach projektu badawczego ograniczone były do zagadnień diagnostyki uszkodzeń ciągnika kołowego. Tworzony system diagnostyczny ciągnika kołowego ukierunkowany został na monitorowanie i diagnozowanie, sprowadzone do kontroli stanu technicznego i lokalizacji elementów uszkodzonych ciągnika w trakcie eksploatacji. Założono możliwość wykrywania i lokalizowania uszkodzeń podzielonych na klasy związane z następującymi skutkami [5]:

- funkcjonalnymi (u_f) powodującymi ograniczenie efektywności pracy (mocy, momentu, siły uciążu, prędkości roboczej, zużycia paliwa);
- emisyjnymi (u_e) wywołującymi wzrost emisji związków toksycznych i zużycia paliwa, spowodowane niezdatnością elementów układu zasilania, układu spalania silnika i zespołów przekazania napędu;
- zagrażającymi bezpieczeństwu ruchu (u_s) ciągnika, występującymi w takich układach jak: hamulcowy, zawieszenia, kierowniczy lub oświetlenia;
- pogarszającymi dynamikę (u_d), mającymi wpływ na parametry takie jak: zmniejszenie przyspieszenia, opóźnienie reakcji na zmianę ruchu, nierównomierność lub znaczny spadek mocy, momentu siły napędowej itp.

Utworzenie systemu diagnostycznego wiąże się z przyjęciem szeregu założeń projektowych i konstrukcyjnych. Przy opracowaniu systemu diagnostycznego ciągnika kołowego przyjęto:

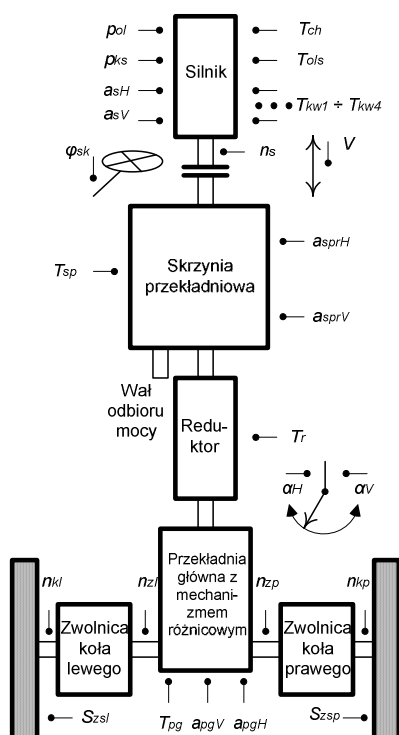
- zbiór parametrów ciągnika dostępny poprzez system akwizycji danych z zainstalowanych na ciągniku czujników pomiarowych;
- rozproszoną strukturę akwizycji danych z użyciem sieci CAN – w celach badawczych założono zastosowanie urządzenia z modułami pracującymi z protokołem DeviceNet oraz drugiego urządzenia z modułami pracującymi z protokołem CAN-open;
- wykorzystanie komputera pokładowego z programem diagnostycznym, którego algorytmy na podstawie zarejestrowanych symptomów wyznaczają klasę uszkodzenia i uszkodzony element.

2.2. Wybór mierzonych parametrów ciągnika kołowego

Przy pomiarach ciągnika kołowego (rys. 3) przyjęto kontrolę następujących parametrów:

- T_{ch} , T_{ols} – temperatury płynu chłodzącego i oleju smarowania;
- $T_{kw1} \div T_{kw4}$ – temperatury gazów wylotowych poszczególnych cylindrów;
- p_{ol} , p_{ks} – ciśnienia oleju oraz ciśnienia w kolektorze ssącym;
- n_s – prędkości obrotowej wału korbowego silnika;

- a_{sH}, a_{sV} – poziomu drgań silnika (w osi H i V);
- a_{sprH}, a_{sprV} – poziomu drgań skrzyni przekładniowej i reduktora (w osi H i V);
- T_{sp}, T_r – temperatury skrzyni przekładniowej i reduktora;
- a_{pgH}, a_{pgV} – poziomu drgań przekładni głównej (w osi H i V);
- T_{pg} – temperatury przekładni głównej;
- n_{zl}, n_{zp} – prędkości obrotowej w zwolnicy koła lewego i prawego;
- φ_{sk} – kąta skreću koła kierownicy;
- S_{szl}, S_{szp} – odległości szczęk hamulcowych koła lewego i prawego;
- α_H, α_V – kąta nachylenia pojazdu (w osi H i V);
- n_{kl}, n_{kp} – prędkości obrotowej koła lewego i prawego;
- V – prędkości pojazdu odczytanej z odbiornika GPS.



Rys. 3. Rozmieszczenie czujników pomiarowych systemu diagnostycznego w ciągniku kołowym

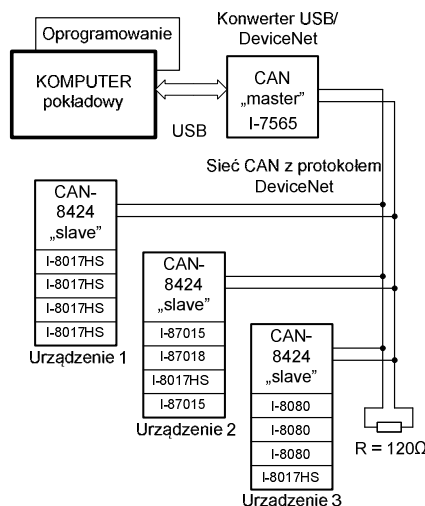
2.3. Struktura urządzenia diagnostycznego

Podstawowym elementem systemu diagnostycznego pracującego z protokołem DeviceNet (rys. 4) jest komputer pokładowy Fujitsu FUTRO S100 z chłodzeniem pasywnym w wykonaniu odpornym na drgania i wstrząsy, z pamięcią Compact Flash 16 Gb. Do komputera dołączony jest monitor dotykowy NVOX LCD 10" VGA/FVAT. Oprogramowanie komputera obejmuje system operacyjny Windows XP-2000, driver konwertera USB/DeviceNet oraz opracowany program diagnostyczny. Zainstalowana karta pamięci jest wystarczająca do pracy urządzenia diagnostycznego.

Komputer połączony jest łączem USB z konwerterem protokołu USB na DeviceNet, typu I-7565. Sieć CAN łączy konwerter z trzema urządzeniami akwizycji danych. Każde z urządzeń rozróżniane jest przez adres ID i wyposażone jest w cztery karty pomiarowe wejść (wyjść), dobrane stosownie do zakresów i typów mierzonych sygnałów.

Zastosowano urządzenia sieciowe i moduły akwizycji danych firmy ICP DAS o dużej odporności na zmiany temperatury ($-25\text{ }^{\circ}\text{C} \div +75\text{ }^{\circ}\text{C}$) i wstrząsy. W urządzeniu diagnostycznym przyjęto wykorzystanie 4 typów modułów akwizycji danych:

- I-8017HS – moduł wejść analogowych; umożliwia zbieranie danych 8 sygnałów analogowych o wartościach: $\pm 10\text{ V}$, $\pm 5\text{ V}$, $\pm 2,5\text{ V}$ oraz $\pm 20\text{ mA}$ lub 16 sygnałów analogowych bez uwzględnienia ujemnych wartości;
- I-87015 – moduł wejść analogowych czujników temperatury RTD; umożliwia zbieranie danych 7 sygnałów analogowych czujników rezystancyjnych różnych typów i o różnych zakresach temperaturowych; zastosowano czujniki Pt-100 o zakresie $0\text{ }^{\circ}\text{C} \div +200\text{ }^{\circ}\text{C}$;
- I-87018 – moduł wejść analogowych; umożliwia zbieranie 8 sygnałów analogowych o różnych zakresach, w tym z zakresu napięć wyjściowych termopar; zastosowano termopary typu K o zakresie $-270\text{ }^{\circ}\text{C} \div +1372\text{ }^{\circ}\text{C}$;
- I-8080 – moduł wejść impulsowych; umożliwia zbieranie 4 (8) sygnałów dwustanowych, zliczanie impulsów w górę, w dół oraz pomiar częstotliwości, wykorzystany do pomiaru prędkości obrotowej wałów poprzez czujniki typu „pick up”.



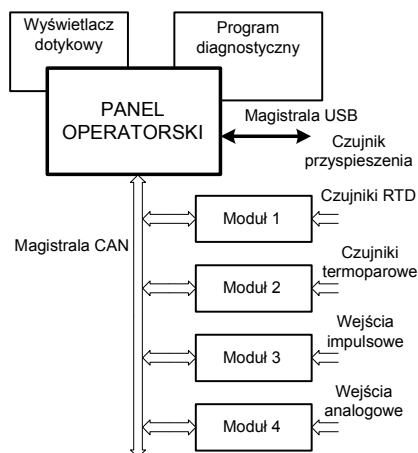
Rys. 4. Struktura urządzenia diagnostycznego ciągników kołowych z protokołem DeviceNet

Duża koncentracja danych w trzech urządzeniach akwizycji danych spowodowała, że utracono wiele interesujących właściwości definiowania komunikacji protokołu DeviceNet. Mechanizmy komunikacji COS (Change of State) – przesyłanie informacji przy zmianie stanu urządzenia, BS (Bit Strobe) – cykliczne odpytywanie skierowane do wszystkich urządzeń i PO (Poll Messages) – cykliczne odpytywanie poszczególnych urządzeń, dla trzech urządzeń są w stanie przesłać 3 ramki po 8 bajtów, czyli dane tylko 12 czujników. Przy tworzeniu programu diagnostycznego należało zastosować mechanizmy komunikacji Explicite Messages.

Urządzenie diagnostyczne z protokołem CANopen złożone jest z: panelu operatorskiego z wyświetlaczem dotykowym LCD i programem diagnostycznym, rozproszonego systemu akwizycji danych (rys. 5).

Moduł 1 może obsługiwać 6 rezystancyjnych czujników temperatury Pt-100; w urządzeniu diagnostycznym przyjęto pomiar temperatury oleju i płynu chłodzącego. Moduł 2 obsługuje 4 czujniki temperatury – termopary typu K; przyjęto pomiar temperatury spalin 4 cylindrów. Moduł 3 zawiera 8

wejść impulsowych, z których 5 użyto do pomiarów prędkości obrotowej wału silnika oraz 2 kół przednich i 2 kół tylnych. Moduł 4 zawiera 8 wejść analogowych, które między innymi, zostały użyte do pomiarów zużycia okładzin hamulcowych w kole prawym i lewym, nachylenia pojazdu w osi jazdy (na podstawie wskazań czujnika przyspieszenia) oraz ciśnienia oleju i ciśnienia w kolektorze ssącym.



Rys. 5. Struktura urządzenia diagnostycznego ciągników kołowych z protokołem CAN-open

Zastosowano również czujnik przyspieszenia w trzech osiach X, Y, Z – ADIS 16228.

2.4. Algorytmy programu systemu diagnostycznego

Opracowany program systemu diagnostycznego wykorzystuje następujące algorytmy:

- konfiguracji systemu akwizycji danych obejmującej zdefiniowanie parametrów sprzętu i organizacji przesyłanych danych pomiarowych;
- konwersji danych pomiarowych, obejmującej przeliczenie przesyłanych przez moduły pomiarowe danych w bajtach na wartości w przyjętych jednostkach fizycznych;
- sterowania zegarem czasu rzeczywistego zapewniające pomiary czasu rzeczywistego z użyciem systemu Windows oraz zachowania stabilnego czasu i częstotliwości próbkowania;
- odczytywania danych; procedura wywoływana jest cyklicznie co czas T podany w podprogramie konfiguracyjnym;

- obliczania wartości fizycznych niedostępnych w bezpośrednim pomiarze – najważniejsze z nich to: N_e – moc efektywna silnika i M_e – moment efektywny;
- diagnostyczne – cyklicznie sprawdzane są wartości parametrów, których wartości powinny być zawarte w określonych przedziałach. Wystąpienie uszkodzenia powoduje zmianę wartości mierzonych parametrów ciągnika – dając „symptom diagnostyczny” [6].

3. WNIOSKI KOŃCOWE

Zbudowany system przechodzi aktualnie testy na ciągniku, które mają na celu określenie związków przyczynowo-skutkowych między symptomami, a występującymi uszkodzeniami, z wyróżnieniem czterech klas uszkodzeń. Dla diagnostyki wibracyjnej prowadzone prace mają ustalić użyteczne pasmo rejestrowanych częstotliwości – czas trwania testu ma wpływ na ocenę najniższych częstotliwości, a okres próbkowania ma wpływ na najwyższe analizowane częstotliwości drgań.

Praca była realizowana w ramach projektu badawczego Nr N N504 513740 Narodowego Centrum Nauki w Krakowie.

4. BIBLIOGRAFIA

1. Samochodowe sieci informatyczne. Poradnik serwisowy Nr 52005, Wydawnictwo Instalator Polski, ISSN 1643-4609
2. Zimmermann W., Schmidgall R.: Magistrale danych w pojazdach. Protokoły i standardy, WKiŁ 2008, ISBN 978-83-206-1698-9
3. AVL: Regulations & Standards 22.05.2000
4. Michalski R., Gonera J., Janulin M., Arendt R.; Structural analysis of a wheeled tractor oriented towards damage diagnostics; Monografie, studia, rozprawy nr M29; Wydawnictwo Politechniki Świętokrzyskiej; Kielce 2012, ISSN 1897-2691
5. Arendt R., Michalski R.: Structure and algorithms of a diagnostics device in a wheeled tractor. Diagnostyka, Vol. 14, No 4, 2013, s. 55-60, ISSN 1641-6414
6. Korbicz J., Kościelny J. M., Kowalczyk Z., Cholewa W.: Diagnostyka procesów, modele, metody sztucznej inteligencji, zastosowania. WNT, Warszawa 2002, ISBN 83-204-2734-7

APPLICATION OF CAN NET WITH DeviceNet AND CANopen PROTOCOLS IN DIAGNOSTIC OF WHEELED TRACTORS

Key-words: wheeled tractor, diagnostic device, data acquisition.

CANopen and DeviceNet are the most popular specialized networks based on the CAN protocol. CANopen is available as European standard EN50325-4. CANopen networks support the operation of machines and devices which are embedded systems. They are used in vehicles, in particular passenger cars, the railway industry, ships, aircraft, control systems for small objects, and they are increasingly often deployed in complex production lines. DeviceNet was developed by Honeywell in 1989 based on the CAN technology as a Smart Distributed System (SDS) standard. The DeviceNet protocol was engineered in 1994 by Allen-Bradley as a combination of the CAN protocol and the Common Industrial Protocol (CIP). SDS gained widespread popularity in the US, and it is used to automate production lines and control vehicle subassemblies.

In the paper a structure and base features of distributed system with CAN net and appeared problems are discussed. An example use of net system with CAN8424 devices of ICPDAS for wheeled tractors is presented.

KONTROLA PARAMETRÓW OBWODU WYMUSZAJĄCEGO W QUASI-STATYCZNYCH MAGNETYCZNYCH BADANIACH NIENISZCZĄCYCH STALI, CZ. I: MODEL ANALITYCZNY I 2D

Marek AUGUSTYNIAK¹, Zbigniew USAREK²

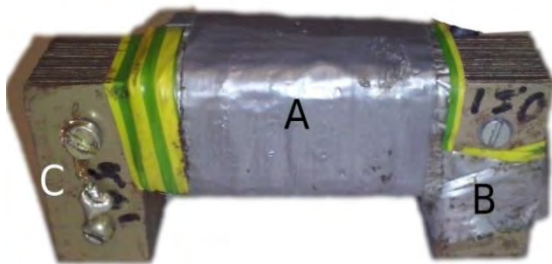
1. Politechnika Gdańska, ul. G. Narutowicza 11/12, 80-233 Gdańsk
tel: (58 348) 66 17 e-mail: maugustyniak@mif.pg.gda.pl
2. Politechnika Gdańska, ul. G. Narutowicza 11/12, 80-233 Gdańsk
tel: (58 348) 66 06 e-mail: zusarek@mif.pg.gda.pl

Streszczenie: W artykule zaprezentowane zostało dwuwymiarowe modelowanie Metodą Elementów Skończonych (MES) układu do badań nieniszczących (ang. non-destructive testing, w skrócie NDT), składającego się z elektromagnesu jarzmowego i płyty ferromagnetycznej magnesowanej w sposób quasi-statyczny. Wykazane zostały ograniczenia stosowalności opartych na równaniach Maxwella obliczeń analitycznych 1D, które przynoszą zadowalające wyniki jedynie w zakresie liniowym. Choć model 2D umożliwia wyjście poza zakres liniowy, to uwzględnienie nieliniowości krzywej magnesowania $B(H)$ w modelu numerycznym utrudnia, niekiedy w sposób znaczący, osiągnięcie zbieżności obliczeń. Zaproponowano strategię pokonywania wspomnianego problemu, m.in. za pomocą doboru pod-kroku obliczeniowego, eliminacji osobliwości, a także zadbania o ciągłość funkcji $B(H)$ oraz jej pochodnej. Przedstawiono także rozwiązanie praktycznego problemu generacji właściwej funkcji na podstawie inżynierskich parametrów takich jak względna początkowa przenikalność magnetyczna oraz umowny poziom nasycenia. Praca stanowi punkt wyjścia do obliczeń statycznych 3D oraz analizy magnesowania polem zmiennym.

Słowa kluczowe: badania nieniszczące, metoda elementów skończonych.

1. WSTĘP

Magneśnica jarzmowa (rys. 1) stosowana w statycznych i nisko-częstotliwościowych badaniach nieniszczących stali tworzy wraz z obiektem pomiaru obwód magnetyczny o nieliniowej charakterystyce.



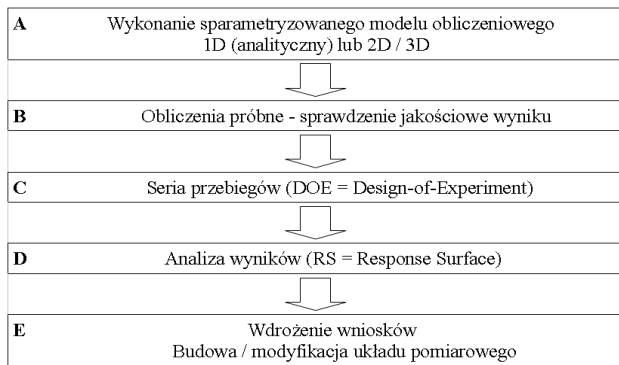
Rys. 1. Budowa elektromagnesu jarzmowego; A - cewka magnesująca, B - cewka kontroli strumienia, C - laminowany rdzeń

Możliwość przewidywania jego docelowych parametrów pracy, w warunkach pomiarów in situ, jest istotna dla prawidłowego zaprojektowania aparatury oraz trafnej interpretacji wyników pomiaru. Niestety, nie istnieją obecnie techniki pomiarowe, które umożliwiłyby wgląd w stan namagnesowania dowolnego punktu układu, a więc konieczne jest odwołanie się do technik symulacyjnych. Modelowanie Metodą Elementów Skończonych jest podejściem sprawdzonym wielokrotnie przez Autorów [1-4], zarówno w kontekście badań podstawowych jak i zagadnień aplikacyjnych. Również inni badacze posługiwali się podejściem numerycznym do rozwiązywania rozkładu pola rozproszonego [5-9]. Z użyciem MES do obliczeń układu NDT wiąże się jednak wiele wciąż nieuporządkowanych kwestii.

- Jaki algorytm obliczeniowy wybrać dla uzyskania największego realizmu przy najmniejszych nakładach?
- Jak zdefiniować dane materiałowe do obliczeń, w szczególności krzywe $B(H)$?
- Jak efektywnie korelować wyniki obliczeń z eksperymentem?
- Jakie jest miejsce i granice zastosowań wzorów analitycznych i empirycznych?

Kontekstem praktycznym pracy jest udoskonalenie prototypu o roboczej nazwie DCMS (Dual Core Magnetising Setup), stworzonego na wydziale FTiMS Politechniki Gdańskiej, służącego do wyznaczania stanu naprężeń stali konstrukcyjnych z wykorzystaniem efektu Barkhausena. Prototyp składa się z dwóch elektromagnesów jarzmowych sterowanych osobnymi układami zasilającymi o kontrolowanej zmienności prądu, umieszczonych prostopadle do siebie na powierzchni badanego obiektu. Wspomniany układ stanowi interesujący a zarazem trudny do zamodelowania obiekt z powodu sprzężenia nieliniowych zjawisk. Czasoprzestrzenny rozkład pola magnetycznego jest tym bardziej skomplikowany, im wyższa jest częstotliwość magnesowania. Zastosowane rdzenie posiadają różną długość, zaś magnesowany obszar może charakteryzować się ortotropią właściwości magnetycznych, np. w stalach duplex. Nawet w zagadnieniu statycznym mogą wystąpić istotne trudności w uzyskaniu zbieżnych obliczeń, co stwierdzono podczas wstępnych testów modelu 3D. Wykrycie źródeł wspomnianych trudności i pokonanie ich stanowi ważną część niniejszej pracy.

W obliczeniach proponuje się strategię przedstawioną schematycznie na rysunku 2.



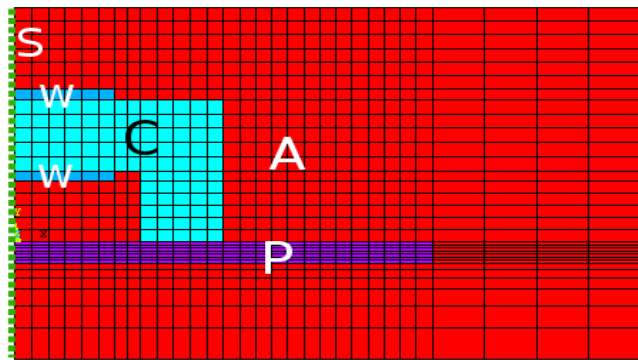
Rys. 2. Schemat procesu optymalizacji działania układu NDT z wykorzystaniem MES

Kluczowe znaczenie ma dobór wymiarów modelu (etap A). Modelowanie analityczne 1D wymaga wprowadzenia silnych założeń upraszczających, a jego wiarygodność jest tym niższa, im bardziej skomplikowana jest geometria układu. Istotną zaletą modelowania analitycznego - o ile jest ono zweryfikowane - jest zbędność oprogramowania i obliczeń MES. W przypadku zaś obliczeń 3D możliwe jest wierne odwzorowanie szczegółów geometrycznych układu, jednak wymagają one znacznych nakładów czasowych na modelowanie i obliczenia. Szczególnie czasochłonne jest uzyskanie wyników nieliniowej symulacji z efektami dynamicznymi (prądy wirowe). Pojedynczy okres magnesowania może wymagać, w zależności od gęstości siatki i stopnia nieliniowości, nawet 10-100h pracy komputera, przy czym aby zredukować przyczynę od stanów nieustalonych należy rozważyć więcej niż jeden okres.

Podejście 2D stanowi korzystny kompromis pomiędzy dwiema opisanymi strategiami. Może ono być punktem wyjścia zarówno do określania granic stosowalności wzorów analitycznych (1D), jak też do bardziej precyzyjnego modelowania 3D. Modelowanie 2D pozwala na wykonanie w akceptowalnym czasie znacznej serii przebiegów w celu analizy wrażliwości optymalizowanych parametrów układu na zmiany geometrii i właściwości materiałowych. Pomaga ono wreszcie w rozwiązywaniu problemu niezbieżności i wykrywaniu ich dominującego źródła.

2. MODELOWANIE 2D

W programie ANSYS opracowany został sparametryzowany model 2D elektromagnesu umieszczonego na płycie stalowej o grubości 6 mm. We wstępnym wariantcie jest to obwód ciągły materiałowo, tzn. zarówno płyta jak i rdzeń charakteryzują się jednakowymi właściwościami magnetycznymi. Dyskretyzacja modelu przedstawiona jest na rysunku 3. W modelu zastosowano pojedynczą linię symetrii. Konsekwencją dwuwymiarowości jest założenie umownej, jednostkowej głębokości modelu.



Rys. 3. Dyskretyzacja modelu 2D z jedną linią symetrii ("S", przerywana linia); A - obszar powietrza; P - płyta; C - rdzeń elektromagnesu; W - dwa obszary przekroju przez cewkę magnesującą

2.1. Dane materiałowe

Dobór właściwości magnetycznych rdzenia i płyty nie jest zadaniem trywialnym. Przede wszystkim do obliczeń mających zastosowanie praktyczne niezbędne są dane dotyczące rzeczywistej pętli histerezy $B(H)$ badanego materiału. Jak stwierdzono w laboratoryjnych doświadczeniach własnych, dane te mogą wykazywać rozrzut pomiędzy próbkami wykonanymi z nominalnie tego samego gatunku stali. Za punkt wyjścia przyjęto uśrednione wartości właściwości magnetycznych, charakterystyczne dla niskowęglowej ($C < 0.25\%$) stali konstrukcyjnej ogólnego przeznaczenia typu S235. Dane uzyskano na podstawie uśrednionych danych literaturowych [10-13]. Przyjęto początkową przenikalność magnetyczną względną równą 2000, oraz poziom nasycenia 2.5 T przy $H=50\text{kA/m}$ ($\mu_r \sim 1.0$).

W części obliczeń założono, że rdzeń elektromagnesu wykonany jest z materiału Permalloy 80 o składzie chemicznym 79% Ni 17% Fe 4% Mo. Przyjęto za [14] względną przenikalność rdzenia wynoszącą 50000 oraz poziom nasycenia 0.8T przy 50kA/m.

Wstępne obliczenia wykonano z użyciem krzywych materiałowych z [15]. Stwierdzono, że nie uzyskuje się zbieżności w sytuacji, w której materiał płyty stanowi stal konstrukcyjna, podczas gdy rdzeń wykonany jest ze stali magnetycznej typu Permalloy. Postawiono tezę, że dla uzyskania zbieżnych obliczeń niezbędne są "gładkie" krzywe materiałowe (ciągłość klasy przynajmniej C^1). Krzywe takie wymagają znajomości analitycznej formy $B(H)$, co nie jest zagadnieniem trywialnym. Potrzebna jest funkcja parametryczna $B(H)$, która na podstawie inżynierskich parametrów, takich jak początkowa przenikalność magnetyczna, indukcja nasycenia itp., stworzy gładką krzywą $B(H)$ możliwie wiernie odwzorowującą dane eksperymentalne.

2.2. Algorytm Judda

W pierwszej kolejności rozważono wzór zaproponowany przez Judda et al [16]:

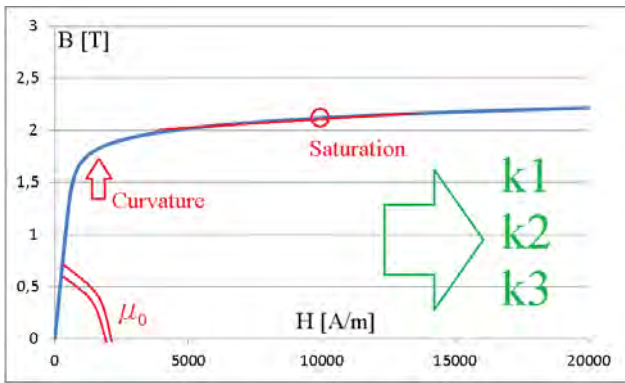
$$\mu = \mu_0 + \frac{1}{k_1 e^{k_2 B^2} + k_3} \quad (1)$$

gdzie: μ - przenikalność magnetyczna materiału, μ_0 - przenikalność magnetyczna próżni, k_1, k_2, k_3 - parametry krzywej

Wzór (1) posiada istotne wady. Po pierwsze, nie umożliwia uzyskania jawnej zależności między B i H . Dodatkowo, wprowadzenie warunku przechodzenia krzywej (rys. 4) przez określony punkt (H_0, B_0) wymaga obliczenia nieelementarnej całki:

$$H_0 = \int_0^{B_0} \frac{1}{\mu} dB \quad (2)$$

Całka (2) nie posiada rozwiązania analitycznego, m. in. ze względu na kwadrat argumentu w wykładniku. Co więcej, wartość liczbową parametru k_2 determinuje postać całej funkcji. W szczególności ważna jest relacja między składnikami sumy w mianowniku. Jeśli założy się, że jeden z nich wyraźnie dominuje, można rozwijać funkcje w szeregi Taylora. Takie założenie nie znajduje jednak potwierdzenia w przykładowych zestawach k_1 , k_2 i k_3 podanych w [16].



Rys. 4. Zmierzone lub pobrane z literatury parametry inżynierskie (przenikalność początkowa „ μ_0 ”, promień krzywizny „Curvature”, indukcja nasycenia „Saturation”) stanowią punkt wyjścia do wyznaczenia postaci analitycznej krzywej anhisterozowej $B(H)$

2.3. Algorytm Voce

Inspiracją dla znalezienia prostszego i bardziej fizykalnego zapisu analitycznego $B(H)$ był model konstytutywny plastyczności ciał stałych z programu ANSYS [17].

Wzór podstawowy, po zamianie zmiennych mechanicznych na magnetyczne, ma postać:

$$B = B_0 + aH + b(1 - e^{-cH}) \quad (3)$$

gdzie: B_0 – remanencja, a , b , c – parametry krzywej

W wielu przypadkach można założyć brak remanencji, $B_0=0$. Zadanie względnej przenikalności początkowej μ_p prowadzi do:

$$\frac{dB}{dH}(0) = a + bc = \mu_p \mu_0 \quad (4)$$

Z drugiej strony można przyjąć, że $\frac{dB}{dH}$ dąży w nieskończoność do przenikalności próżni, stąd:

$$\frac{dB}{dH}(\infty) = a = \mu_0 \quad (5)$$

Raz jeszcze można skorzystać z $H \rightarrow \infty$, zauważając, że:

$$B \rightarrow aH + b = \mu_0 H + b \quad (6)$$

Wyznaczenie b z krzywej doświadczalnej wymaga więc odjęcia od niej prostej $\mu_0 H$ i określenia asymptoty poziomej uzyskanej funkcji:

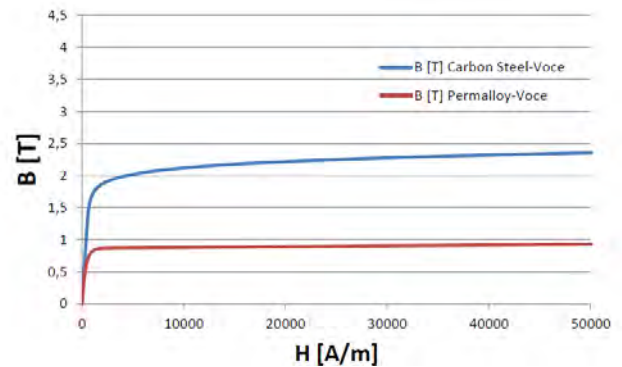
$$b \rightarrow B - \mu_0 H \quad (7)$$

Ostatecznie:

$$c = \frac{(\mu_p - 1)\mu_0}{b} \quad (8)$$

Funkcja taka pozwala uzyskać idealną zgodność co do przenikalności początkowej oraz poziomów indukcji dla wysokich wartości H . Jej jedyną wadą jest brak kontrolowanego wpływu na odcinek odpowiadający największej zmianie krzywizny.

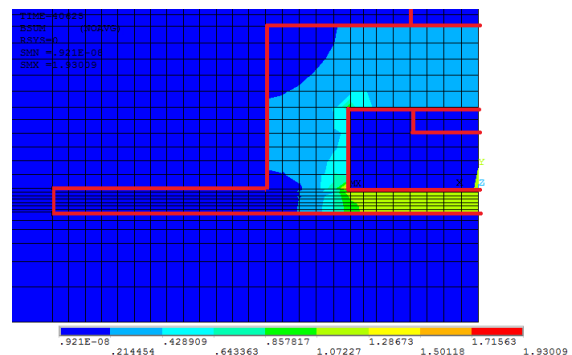
Wzór ten posłużył do wyznaczania danych materiałowych w obliczeniach opisanych w kolejnym rozdziale. Podstawowe znaczenie miały krzywe dla stali węglowej oraz krzywa dla stali typu permalloy, przedstawione na rysunku 5.



Rys. 5. Porównanie krzywych $B(H)$ zbliżonych do materiałów użytych w prototypie urządzenia pomiarowego DCMS.

3. WYNIKI OBLICZEŃ 2D

Po wyborze metodyki generacji ciągłych krzywych $B(H)$, przeprowadzono serię obliczeń. Ich głównym celem było sprawdzenie, jakie warunki są niezbędne do uzyskania spójności wspomnianych obliczeń. W pierwszej kolejności wykonano obliczenie o symbolu "102", w którym zarówno rdzeń jak i płyta wykonane są ze zwykłej stali konstrukcyjnej i charakteryzują się jednakową nieliniową krzywą $B(H)$. Przykładowe wyniki przedstawione są na rysunku 6.

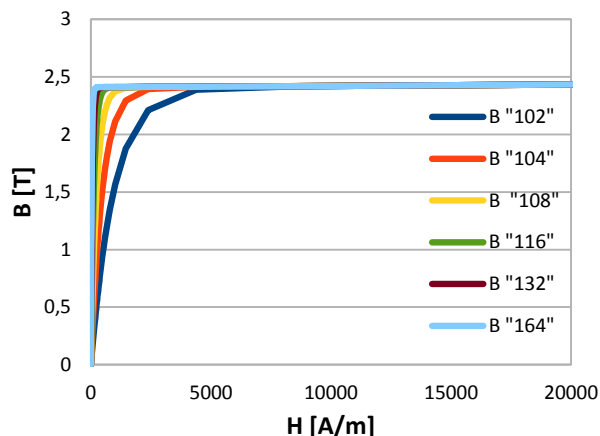


Rys. 6. Typowy rozkład wypadkowej indukcji magnetycznej podczas statycznego magnesowania płyty stalowej.

Zaobserwować można zagęszczenie strumienia w strefie wewnętrznej płyty, natomiast jej obszar zewnętrzny pozostaje prawie całkowicie nienamagnesowany. Charakterystyczna jest także niewielka strefa koncentracji strumienia na wewnętrznym narożu układu, w miejscu styku elektromagnesu z płytą.

Następnie wykonano serię obliczeń "1xx" ("104"- "164"), w których przenikalność początkowa zarówno rdzenia jak i

plyty jest zwiększana stopniowo (4000, 8000,.... 64000). Wyniki symulacji przedstawiono na rysunku 7.



Rys. 7 Krzywe B(H) o różnej względnej przenikalności początkowej; krzywa "102" odpowiada uśrednionym parametrom niskowęglowej stali konstrukcyjnej S235 (por. rozdział 2.1)

Począwszy od przebiegu "116" niezbędne stało się wprowadzenie algorytmów wspomagających zbieżność. Aktywowano algorytm automatycznego doboru kroku czasowego, z krokiem początkowym 0.1 (10% całego procesu).

W przebiegach z serii "2xx" pozostawiono płytę o właściwościach stali konstrukcyjnej, natomiast stopniowo zwiększano przenikalność początkową względną rdzenia, od 2000 do 64000. Podobnie jak w serii "1xx", algorytmy wspomagające stały się niezbędne począwszy od wprowadzenia przenikalności względnej magnetycznej równej 16000.

W ostatnim, pojedynczym przebiegu użyte zostały charakterystyki możliwie bliskie występującym w prototypie. Względna przenikalność magnetyczna płyty wykonanej ze stali konstrukcyjnej S235 wynosiła 2000. Z kolei poziom nasycenia określono na poziomie 2.5T przy 50kA/m. Rdzeń zamodelowano z wykorzystaniem danych dla stali typu Permalloy 80, o przenikalności początkowej 50000 oraz umownym poziomie nasycenia 0.8 T przy 50kA/m. Udało się uzyskać zbieżność, z tym samym algorytmem wspomagającym, który okazał się efektywny w seriach "1xx" oraz "2xx".

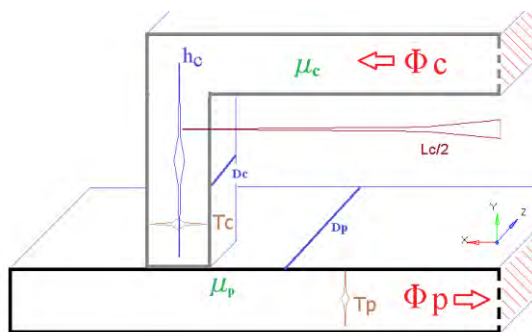
Wykazano, że przy użyciu starannie dobranych, ciągłych funkcji B(H) udaje się uzyskać zbieżność obliczeń przy zbliżonej do eksperymentalnej konfiguracji materiałowej modelu.

4. PODEJŚCIE ANALITYCZNE

Kontynuując prace rozpoczęte w [16], postawiono pytanie o granice stosowalności modeli analitycznych do opisu układu magnesnica-płyta. O ich potencjalnej atrakcyjności stanowi niezależność od kosztownych i trudnych w użyciu programów MES. Ich wadą jest natomiast wprowadzenie szeregu założeń upraszczających, które mogą prowadzić do oszacowań w dużym stopniu niedokładnych.

Punkt wyjścia do sformułowania wzoru analitycznego stanowi prawo Ampere'a i Gaussa (dla magnetyzmu), odniesione do schematu przedstawionego na rysunku 8. Niezbędne są założenia upraszczające, m. in.

Pomijalny strumień rozproszenia do powietrza oraz praca układu w zakresie liniowo zmiennych prądów i pól.



Rys. 8. Schemat układu z parametrami użytymi we wzorach analitycznych.

Na rysunku występują następujące parametry:

Φ_c, Φ_p – Strumień magnetyczny przez powierzchnie przekroju środkowego (w płaszczyźnie symetrii układu) odpowiednio dla rdzenia elektromagnesu oraz płyty; powierzchnie przekroju zaznaczone są czerwonym kreskowaniem

L_c – Rozpiętość elektromagnesu

T_c, T_p – Grubość rdzenia i płyty (rozmiar w płaszczyźnie pionowej, Y-Z)

h_c – Wysokość elektromagnesu

D_c, D_p – Rozpiętość rdzenia i płyty

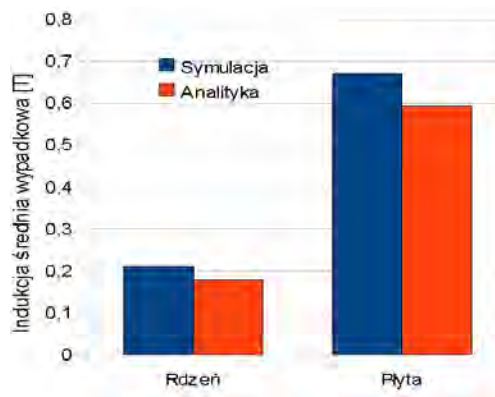
μ_c, μ_p – Przenikalność magnetyczna względną rdzenia i płyty

Po prostych przekształceniach prawa Ampere'a i Gaussa uzyskuje się:

$$B_p = \frac{2I\mu_0}{\frac{A_p}{A_c\mu_c}(L_c+2h_c)+\frac{L_c}{\mu_p}}, B_c = B_p \frac{A_p}{A_c} \quad (9)$$

gdzie: B_p, B_c – indukcja odpowiednio wewnątrz płyty i rdzenia, A_p, A_c – przekroje poprzeczne płyty i rdzenia (odpowiednio $D_p \cdot T_p$ oraz $D_c \cdot T_c$)

Obliczenia analityczne porównano z obliczeniami 2D, dla tej samej geometrii. Przyjęto następujące dane liczbowe: $I = 288$ Ampero-zwojów (na połowie cewki magnesującej, co odpowiada $I_{tot} = 576$ Ampero-zwojów), $L_c=8$ cm, $h_c=3$ cm, $T_p=6$ mm, $T_c=2$ cm, $L_p=20$ cm, $\mu_p=1000$, $\mu_c=1000$. Stwierdza się zadowalającą zgodność średniej indukcji w rdzeniu oraz płycie dla niskich prądów magnesujących, dla których układ nie wchodzi globalnie w zakres nasycenia magnetycznego (rys. 9).



Rys. 9. Porównanie stanu namagnesowania, obliczonego analitycznie (1D) oraz numerycznie (symulacja 2D, bez wchodzenia w zakres magnetycznego nasycenia materiału).

Dla 10x wyższych prądów magnesujących nie obserwuje się, zgodnie z oczekiwaniem, zgodności między symulacją 2D (nieliniową), a podejściem 1D. Liniowe wzory analityczne prowadzą do wyników, zgodnie z którymi indukcja w rdzeniu sięga nierealnego poziomu 5-7 T. Wprowadzenie nieliniowości do wzorów analitycznych, np. w formie biliniowej krzywej B(H) jest teoretycznie możliwe, jednak wymaga znacznych modyfikacji założeń i dużo bardziej złożonej formy końcowej formuły.

5. WNIOSKI I PERSPEKTYWY

W pracy zaprezentowano numeryczną reprezentację 2D elektromagnesu jarzmowego oraz płyty ferromagnetycznej. Obliczenia Metodą Elementów Skończonych pozwalają na określenie rozkładu pola magnetycznego zarówno w badanym obiekcie jak i magneśnicy.

Wyprowadzono ze statycznych praw Maxwella równania analityczne wyznaczające użyteczne w opisie procesu magnesowania parametry. Stwierdzono, że równania te przynoszą wiarygodne wyniki dla układu magnesowanego prądem na tyle niskim, że żaden z jego elementów nie wchodzi w stan nasycenia magnetycznego. Realistyczne odwzorowanie analityczne układu osiągającego nasycenie, nawet jeśli jest możliwe, wydaje się zadaniem nieopłacalnym w porównaniu z modelowaniem MES.

Rozważono dwie postaci analityczne krzywej B(H). Stwierdzono, że zaproponowany w pracy algorytm "Voce" generacji ciągłych krzywych B(H) pozwala na osiągnięcie uprzednio nieosiągalnej zbieżności obliczeń w ujęciu 2D. Kolejnym krokiem powinno być sprawdzenie, czy krzywe te są równie korzystne dla uzyskiwania zbieżnych obliczeń w modelu trójwymiarowym.

6. BIBLIOGRAFIA

1. M. Augustyniak, B. Augustyniak, M. Sablik, W. Sadowski: The Finite Element Method (FEM) simulation of the space and time distribution and frequency dependence of the magnetic field and MAE, IEEE Transactions on Magnetics, VOL. 43, No. 6, June 2007
2. M. Augustyniak, B. Augustyniak, L. Piotrowski, M. Chmielewski: Evaluation by means of magneto-acoustic emission and Barkhausen effect of time and space distribution of magnetic flux density in

- ferromagnetic plate magnetised by a C-core, J. Magn. Mater., 304 (2006), p.552–554
3. M. Augustyniak, B. Augustyniak, M. Chmielewski, W. Sadowski: Numerical evaluation of spatial time-varying magnetisation of ferritic tubes excited with a C-core magnet, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 320 (2008) e1053–e1056
4. Z. Usarek, B. Augustyniak, M. Augustyniak, M. Chmielewski: Influence of Plastic Deformation on Stray Magnetic Field Distribution of Soft Magnetic Steel Sample, IEEE Transactions on Magnetics, Volume 50, Issue 4
5. M. Katoh, N. Masumoto, K. Nishio and T. Yamaguchi: Modeling of the yoke-magnetization in MFL-testing by finite elements, NDT & E Int. 36 (2003) p. 479-486
6. Chai Xiuli; Zeng Dechang; Liu Guixiong: Study on Simulation and Experiment of the Magnetizer in Magnetic Flux Leakage Testing, Mechatronics and Automation, 2007. ICMA 2007, pp.3083,3087, 5-8 Aug. 2007
7. O. Stupakov, I. Tomas, J. Kadlecova: Optimization of single-yoke magnetic testing by surface fields measurement, Journal of Applied Physics D: Applied Physics 39 (2006) 248-254
8. M. Katoh, K. Nishio and T. Yamaguchi: FEM study on the influence of air gap and specimen thickness on the detectability of flaw in the yoke method, NDT&E Int. 33 (2000) p. 333-339
9. G.S. Park, E.S. Park: Improvement of the Sensor System in Magnetic Flux Leakage-Type Nondestructive Testing (NDT), IEEE Trans Magn 38 (2002) 1277-1280
10. R.M. Bozorth: Ferromagnetism, Wiley 1993
11. E.S. Gorkunov: Magnetic Behavior of Plain Carbon Steels as A Function of Applied Stress and Strain Conditions, Conf. Proceedings ECNDT 2006
12. Biblioteka materiałów programu MAXWELL-2D Student Version
13. M. Augustyniak: Analiza namagnesowania w badaniach technicznych materiałów ferromagnetycznych, Praca doktorska, Politechnika Gdańska, 2007
14. T. McLyman: High Reliability Magnetic Devices: Design & Fabrication, CRC Press 2002
15. F.I. Al-Naemi, J.P. Hall, A.J. Moses: FEM modelling techniques of magnetic flux leakage-type NDT for ferromagnetic plate inspections, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 304 (2006) e790–e793
16. J. R. Brauer: Magnetic Actuators and Sensors, Second Edition. Appendix B: Nonlinear B-H Curves, Ed. John Wiley & Sons, 2014
17. ANSYS 13.0 Documentation Manual, Chapter: Material Models.

CONTROL OF MAGNETIC CIRCUIT PARAMETERS IN QUASI-STATIC MAGNETIC NON-DESTRUCTIVE TESTING PART I: ANALYTICAL AND 2-D MODEL

Key-words: non-destructive testing, finite element method

2-D modeling of a non-destructive testing (NDT) set-up using finite element method (FEM) is presented. The set-up consists of a yoke and a ferromagnetic steel plate which is magnetized in quasi-static manner. Applicability limitations of 1-D analytical calculations, which are based on Maxwell equations, have been reported. The 2-D model enables taking into account nonlinearity of a B(H) curve. However, presence of the nonlinearity makes it difficult to obtain a numerical solution of the model. Some strategies of solving this problem have been presented, among them: calculation sub-steps, elimination of singularity, providing continuity of B(H) curve and its first derivative. A problem of generation the right curve based on engineering parameters such as initial magnetic permeability or saturation level has been solved. This paper is the starting point for further 3-D and harmonic analysis.

WPŁYW POZIOMU OCHRONY INFORMACJI NA WYMAGANIA NIENARUSZALNOŚCI BEZPIECZEŃSTWA

Tomasz BARNERT¹, Emilian PIESIK², Marcin ŚLIWIŃSKI³

1. Politechnika Gdańska, ul. G. Narutowicza 11/12, 80-952 Gdańsk
tel: 58 347 14 35 fax: 58 347 24 87 e-mail: t.barnert@ely.pg.gda.pl
2. Politechnika Gdańska, ul. G. Narutowicza 11/12, 80-952 Gdańsk
tel: 58 347 14 35 fax: 58 347 24 87 e-mail: e.piesik@ely.pg.gda.pl
3. Politechnika Gdańska, ul. G. Narutowicza 11/12, 80-952 Gdańsk
tel: 58 347 14 35 fax: 58 347 24 87 e-mail: m.sliwinski@ely.pg.gda.pl

Streszczenie: W referacie przedstawiono zagadnienia związane z etapem analizy i oceny ryzyka obiektu technicznego podwyższonego ryzyka. Opisano metody określania wymagań na nienaruszalność bezpieczeństwa SIL zidentyfikowanych funkcji bezpieczeństwa. Funkcje takie realizowane są przez systemy E/E/PE (BPCS i/lub SIS) i są częścią systemu bezpieczeństwa składającego się z wielu warstw zabezpieczeniowo-ochronnych. Zarówno w metodach jakościowych, jak i pół-ilościowych wyznaczenie wymaganego SIL opiera się na kilku podstawowych parametrach ryzyka. Są one związane z częstością wystąpienia zdarzenia awaryjnego oraz jego potencjalnymi konsekwencjami. W związku z tym, iż coraz częściej systemy techniczne budowane są w oparciu o architekturę rozproszoną, pojawiają się nowe zagrożenia, które do tej pory nie były uwzględniane w analizach ryzyka. Mogą one mieć wpływ zarówno na zwiększenie częstości wystąpienia zdarzeń i scenariuszy awaryjnych, jak również mogą zwiększać prawdopodobieństwo niewypełnienia funkcji związanej z bezpieczeństwem na przywołanie. Oba te zagadnienia powinny być uwzględnione w procesie przypisania wymaganego poziomu nienaruszalności bezpieczeństwa do funkcji. Zaproponowano rozszerzenie stosowanych obecnie metod o aspekty związane z uwzględnieniem poziomu ochrony informacji systemu technicznego.

Słowa kluczowe: bezpieczeństwo funkcjonalne, SIL, ochrona informacji

1. WIADOMOŚCI OGÓLNE

1.1. Wprowadzenie

Na bezpieczeństwo systemu technicznego składa się wiele różnych aspektów. Wśród nich umiejscowić można dwa bardzo ważne ogniwa, które wpływać mogą bezpośrednio na stopień ryzyka występującego w badanym systemie. Są to bezpieczeństwo funkcjonalne, które należy traktować jako jeden z czynników zmniejszających ryzyko związane z działaniem systemu technicznego, oraz ochrona informacji.

Ważnym aspektem bezpieczeństwa obiektu przemysłowego jest zagadnienie ochrony informacji (w postaci ochrony danych, dokumentacji, dostępu do systemów informatycznych, sieci przewodowych i bezprzewodowych zarówno firmowych jak

i przemysłowych, itp.) oraz dostępu (do terenów objętych zakazem wstępu, budynków, pomieszczeń służbowych, urzędzeń, itp.). Tak szeroko pojęte zagadnienie wymaga również przeprowadzenia odpowiedniej analizy, która będzie miała za zadanie zidentyfikowanie potencjalnych zagrożeń występujących w analizowanym systemie bądź obiekcie, ocenę tego typu zagrożeń oraz zaproponowanie potencjalnych rozwiązań im przeciwdziałających.

W związku z tym, iż coraz częściej systemy techniczne (sterowania, bezpieczeństwa, itd.) wykorzystują infrastrukturę sieciową, rozbudowane systemy informatyczne, czy też teleinformatyczne, koniecznością staje się uwzględnienie ich potencjalnych podatności na zagrożenia w analizach (w tym przede wszystkim w analizach związanych z bezpieczeństwem funkcjonalnym) [1].

2. METODYKA OKREŚLANIA WYMAGAŃ SIL

2.1. Zagadnienie ochrony informacji w systemach technicznych

Analiza ryzyka odnosząca się do zagadnień ochrony informacji związana jest z kilkoma podstawowymi etapami, mającymi swoje odpowiedniki w analizie bezpieczeństwa funkcjonalnego. Pierwszym etapem, od którego należy rozpocząć analizę systemu technicznego pod względem ochrony jest identyfikacja zasobów, które są cenne dla przedsiębiorstwa i jednocześnie ich utrata wiązałaby się z możliwymi do oszacowania stratami. Zasobami takimi mogą być zarówno środki trwałe w postaci aktywów i pasywów firmy, takie jak np. infrastruktura, sprzęt, oprogramowanie, itp., jak również rzeczy trudniejsze do policzenia i wyceny, jak np. dane, informacje, wiedza pracowników, itp. Zakładając, że wymienione powyżej zasoby są cenne, powinny być chronione przez odpowiednio dobrane zabezpieczenia. Kolejnym krokiem w analizie ochrony jest identyfikacja zagrożeń przypisana do każdego zasobu oraz analiza podatności systemu na te zagrożenia. Na tym etapie należy przewidzieć, jakie są przyczyny (źródła) wystąpienia zidentyfikowanego zagrożenia oraz jak dane zagrożenie może wpłynąć na analizowany zasób. W nawiązaniu do teorii ochrony informacji można stwierdzić, iż straty związane z tego typu zagrożeniami można sklasyfikować w trzech kategoriach, tzn. utrata jawności,

utrata integralności oraz dostępności danych, informacji, itp. [6]. Mając zidentyfikowane podatności zasobów oraz zagrożenia z nimi związane należy przejść do etapu oceny ryzyka. Na tym etapie konieczne staje się oszacowania skutków wystąpienia zagrożenia, jak również prawdopodobieństwa jego zajścia. Na podstawie informacji, jak często dany zasób może być narażony na określone zagrożenie oraz sklasyfikowania skutków jego wystąpienia można przypisać wymagania, jakie będą stawiane systemowi ochrony. Po oszacowaniu poziomu ryzyka dla wszystkich zidentyfikowanych zagrożeń, pozostaje zaproponować pewne rozwiązania techniczne bądź organizacyjne, które będą miały na celu zredukowanie występującego ryzyka do poziomu akceptowalnego przez dane przedsiębiorstwo.

Kolejnym ważnym zagadnieniem związanym z analizami ochrony informacji jest klasyfikacja potencjalnych źródeł wystąpienia szkód w systemie technicznym. Źródła te związane mogą być z czterema kategoriami zagrożeń:

- naturalnymi,
- technicznymi,
- nieumyślnymi działaniami człowieka,
- celowymi działaniami człowieka.

Wszystkie cztery potencjalne źródła zagrożeń powinny być uwzględnione w kompleksowej analizie ochrony informacji, choć najczęściej źródeł zagrożeń można dopatrywać się ostatniej kategorii.

Koncepcja zarządzania oraz oceny ryzyka związana z ochroną informacji została zawarta m.in. w dokumencie normatywnym ISO/IEC 15408, mającym szczególne znaczenie przy certyfikacji przewidzianych zabezpieczeń [5]. Dokument ten wprowadza pojęcie poziomów uzasadnionego zaufania EAL (ang. *evaluation assurance level*). Poziomy EAL stanowią zbiór wymagań odnoszących się do całkowitego cyklu życia produktu, czyli w tym przypadku systemu informatycznego. Zdefiniowano 7 poziomów EAL, przy czym im wyższy poziom tym mniejsza możliwość wystąpienia negatywnych skutków niekorzystnego zdarzenia, które zależą od podatności systemu.

EAL 1 jest poziomem potwierdzającym spełnienie podstawowych wymagań ochrony informacji. Poziom EAL 7 jest najbardziej rygorystyczny i jednocześnie koszt jego implementacji i walidacji jest znacznie droższy. Aby osiągnąć odpowiedni poziom uzasadnionego zaufania należy spełnić oczywiście określone wymagania. Większość z tych wymagań odnosi się do dokumentacji i analizy projektu informatycznego czy też wnikliwych testów poprawnego działania. Im wyższy poziom EAL tym dokumentacja, wszelkie analizy i testy powinny mieć charakter bardziej szczegółowy. Idea poziomów EAL jest w pewnym sensie podobna do idei poziomów nienaruszalności bezpieczeństwa SIL, które są stosowane w ocenie bezpieczeństwa funkcjonalnego [5].

Podsumowując, rola ochrony różnej maści cennych zasobów przedsiębiorstwa, włączając w to informacje niejawne i inne dane, jest bardzo ważna. Zagadnienie to szczególnie widoczne staje się w przypadku systemów zdecentralizowanych, w których wykorzystuje się w znacznej mierze różnego rodzaju środki techniczne, mogące mieć wiele słabych punktów, a przez to sprzyjające występowaniu wielu zagrożeń, których we wcześniejszych analizach nie brano zupełnie pod uwagę.

2.2. Analiza bezpieczeństwa funkcjonalnego

Z drugiej strony ogólnej koncepcji bezpieczeństwa systemu technicznego istnieje zagadnienie związane z bezpieczeństwem funkcjonalnym, częściej niż ochrona informacji rozumianym jako jedna z gałęzi ogólnego bezpieczeństwa. Zależy ono przede wszystkim od poprawnego funkcjonowania systemów związanych z bezpieczeństwem, które muszą realizować funkcje bezpieczeństwa zgodnie z postawionymi im wymaganiami [8]. Koncepcja bezpieczeństwa funkcjonalnego została przedstawiona w dokumentach [9,10] i dotyczy głównie projektowania oraz utrzymywania systemów E/E/PE (elektrycznych, elektronicznych, elektronicznych programowalnych) związanych z bezpieczeństwem. To właśnie te systemy implementują specyficzne funkcje bezpieczeństwa mające na celu redukcję i co także ważne utrzymywanie ryzyka związanego z pewnymi obiektami technicznymi na akceptowanym poziomie. W celu utrzymania ryzyka dla systemu na poziomie akceptowanym, należy zdefiniować pewne wymagania spełnienia odpowiednich funkcji przez system związany z bezpieczeństwem, czyli opisywanych już wcześniej funkcji bezpieczeństwa. Istnieją dwa typy wymagań, które konieczne są do osiągnięcia bezpieczeństwa funkcjonalnego:

- wymagania na nienaruszalność bezpieczeństwa, czyli prawdopodobieństwo, że dana funkcja bezpieczeństwa wykona się poprawnie,
- wymagania bezpieczeństwa, czyli jakie zadanie ma spełniać dana funkcja bezpieczeństwa.

Po zidentyfikowaniu funkcji bezpieczeństwa oraz przypisaniu im, każdej z osobna, wymagań na nienaruszalność bezpieczeństwa należy opisać specyfikację wymagań funkcjonalnych dla funkcji bezpieczeństwa. Opisują one logikę działania systemu, który będzie realizował tą funkcję. W praktyce specyfikacja ta przybiera postać tabelarycznego bądź opisowego dokumentu lub też zbioru dokumentów, na podstawie których przebiega następnie etap projektowania struktury sprzętowej, która będzie realizować poszczególne funkcje bezpieczeństwa. Informacje na temat specyfikacji bezpieczeństwa wykorzystywane są także na etapie weryfikacji, czyli sprawdzeniu czy zaprojektowana struktura sprzętowa rzeczywiście spełnia wymagania na nienaruszalność bezpieczeństwa.

Wymagania na nienaruszalność funkcji bezpieczeństwa określa się w trakcie oceny ryzyka w taki sposób, aby uzyskać redukcję ryzyka do poziomu akceptowanego lub przynajmniej tolerowanego. Wymagania dla funkcji bezpieczeństwa określane są za pomocą analizy zagrożeń, czyli co należy wykonać, aby uniknąć zdarzenia niebezpiecznego. Po połączeniu ich z wymaganiami na nienaruszalność bezpieczeństwa otrzymuje się całkowitą specyfikację bezpieczeństwa dla zbioru zdefiniowanych funkcji bezpieczeństwa.

Podstawowa koncepcja analizy związanej z określaniem wymaganego poziomu SIL przedstawia się następująco [2]:

- zidentyfikowanie potencjalnych zagrożeń,
- określenie scenariuszy awaryjnych,
- zidentyfikowanie warstw zabezpieczeń,
- zdefiniowanie funkcji bezpieczeństwa,
- zdefiniowanie tolerowanego poziomu ryzyka dla analizowanego systemu (dla każdego z kryteriów oddzielnie),
- ustalenie aktualnego poziomu ryzyka dla zdefiniowanych scenariuszy awaryjnych oraz

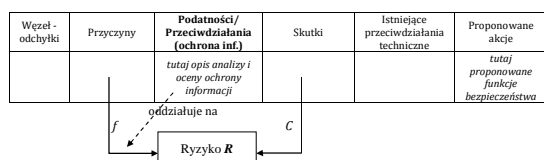
koniecznych do implementacji funkcji bezpieczeństwa,

- ustalenie wymaganego poziomu redukcji ryzyka (na podstawie oceny ryzyka),
- wyrażenie wymaganego poziomu redukcji ryzyka za pomocą poziomów nienaruszalności bezpieczeństwa SIL.

Od poprawnego przeprowadzenia wymienionych czynności zależy właściwe określenie poziomu SIL, a co za tym idzie dobranie poprawnej architektury systemu zabezpieczeniowego.

2.3. Analiza bezpieczeństwa funkcjonalnego z uwzględnieniem czynników ochrony informacji

Biorąc pod uwagę definicję ryzyka, wykorzystywaną w procesie oceny ryzyka, przedstawianą jako kombinację częstości bądź prawdopodobieństwa wystąpienia zdarzenia awaryjnego oraz konsekwencji wystąpienia tego zdarzenia, zaproponowano poniżej metodę określania wymaganego poziomu SIL dla funkcji bezpieczeństwa, z uwzględnieniem aspektów ochrony informacji. Analiza taka bazuje oczywiście na informacji uzyskanej z procesu identyfikacji zagrożeń występujących w systemie technicznym, a także szacowaniu poziomu ryzyka z nim związanego.



Rys. 1. Dodatkowe informacje o poziomie ochrony informacji w analizie zagrożeń

Niektóre czynniki ryzyka, brane pod uwagę podczas przeprowadzania tego typu analiz, mają wpływ na oszacowaną wartość częstości bądź prawdopodobieństwa, niektóre na konsekwencje. Część ryzyka związana z parametrami częstości dotyczy najczęściej zagadnień niezawodności sprzętowej oraz niezawodności i pewności działania człowieka jako części systemu technicznego. Czynniki ryzyka związane z komunikacją i przesyłem danych pomiędzy poszczególnymi elementami systemu jest w takim przypadku pomijana. Jednakże może się okazać, iż w pewnych sytuacjach może ona mieć dość znaczny wpływ na rzeczywisty poziom ryzyka analizowanych scenariuszy awaryjnych [1].

Jak opisano powyżej ryzyko systemu definiuje się jako [9]:

$$R = f \times C \quad (1)$$

przy czym częstość wystąpienia scenariusza awaryjnego powodującego wystąpienie określonych konsekwencji C jest zależna od szeregu czynników, m.in. niezawodności urządzeń technicznych pracujących w analizowanym systemie. Analizując taki system z punktu widzenia ochrony informacji można wykryć w nim istnienie pewnych podatności, które mogą wpływać na zwiększenie ryzyka związanego z pracą tego systemu. W większości przypadków będzie to oddziaływać na zwiększenie częstości wystąpienia zdarzenia awaryjnego, zatem zakładając, że współczynnik konsekwencji $C = const.$, można powiedzieć, iż:

$$f \uparrow \rightarrow R \uparrow, \text{ gdy podatność systemu będzie } \uparrow$$

Podatność systemu może być mierzalna i wyrażona poprzez poziom ochrony informacji, oczywiście z uwzględnieniem wprowadzonych przeciwdziałań, które owe podatności systemu mają niwelować [5].

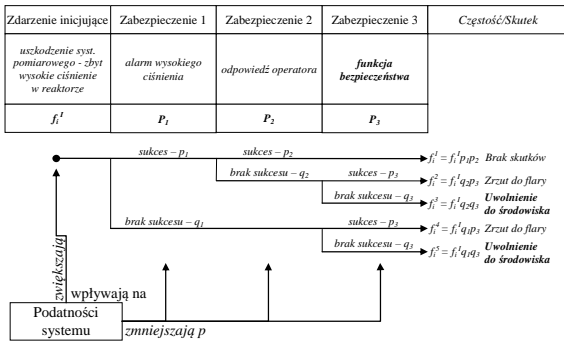
Wracając do etapu identyfikacji zagrożeń, który jest tak naprawdę kluczowy z punktu widzenia definiowania funkcji bezpieczeństwa, które będą implementowane w systemie technicznym, można stwierdzić, iż dla każdego zagrożenia, czy też scenariusza awaryjnego opisanego na tym etapie zapisuje się także przyczyny oraz skutki ich wystąpienia. Ochrona informacji, a raczej jej brak w analizowanym obiekcie, jak założono wcześniej będzie wpływała na część związaną z przyczynami. To tam zawarta będzie informacja o poziomie ochrony informacji oraz zwiększeniu częstości wystąpienia opisywanych scenariuszy awaryjnych. Skutki wystąpienia awarii pozostaną te same, chyba że rozważać będziemy działania sabotujące działanie np. barier, procedur postępowania awaryjnego, itp. Ale w niniejszym dokumencie aspekty te zostaną pominięte w dalszych rozważaniach. Wiedząc, że ograniczanie przyczyn wystąpienia sytuacji awaryjnych jest kluczowe z punktu widzenia bezpieczeństwa obiektu technicznego, ochrona informacji, która dotyczy właśnie tej części powinna być traktowana bardzo poważnie.

Dla metody identyfikacji zagrożeń HAZOP można zaproponować rozszerzenie tabeli o kolumnę dotyczącą zidentyfikowanych podatności systemu (np. sieci przemysłowej) oraz zastosowanych środków ochrony informacji. Dane te wpływały by bezpośrednio na częstość wystąpienia zidentyfikowanego zagrożenia, kalkulowanego na podstawie zdefiniowanych przyczyn. Przykład propozycji przedstawiono na rys. 1.

Poziom ochrony informacji, który ma być wykorzystywany w dalszej ocenie ryzyka związanego bezpośrednio z analizą bezpieczeństwa funkcjonalnego, musi być zdefiniowany w sposób umożliwiający jego ujęcie w szybki i prosty sposób w tych analizach. W zależności od metod wykorzystywanych w analizach bezpieczeństwa funkcjonalnego, wymagana będzie wartość liczbowo opisująca poziom ochrony informacji lub klasyfikacja jakościowa.

Rozpatrując scenariusze awaryjne i znając wartości liczbowe przypisane częstościom występowania zdarzeń inicjujących, jak również wartości prawdopodobieństw zadziałania poszczególnych warstw zabezpieczeń istniejących lub projektowanych, można wykorzystać wartości liczbowe opisujące charakter ochrony informacji w analizowanym systemie i scenariuszu.

Zdefiniowane w scenariuszu zdarzenia inicjujące posiadają przypisaną im pewną wartość częstości wystąpienia, która wynika bezpośrednio z analiz przeprowadzonych w fazie analizy zagrożeń (np. metodą HAZOP). Zgodnie z założonym kryterium, częstość takich zdarzeń może wzrosnąć, w zależności od stopnia ochrony informacji (podatności, które nie są odpowiednio zabezpieczone). Poprzez analizę ochrony informacji, np. metodą drzew ataku, można oszacować wartość prawdopodobieństwa wystąpienia zagrożenia związanego z przypisanymi zdarzeniom inicjującym podatnościami systemu. W takim przypadku można określić wartość o jaką częstość zdarzeń inicjujących zostanie zwiększona.



Rys. 2. Przykładowe drzewo zdarzeń z określeniem częstości i konsekwencji poszczególnych sekwencji zdarzenia awaryjnego

Drugim aspektem tego typu analizy jest wpływ ochrony informacji na poprawne działanie poszczególnych analizowanych warstw zabezpieczeniowo-ochronnych. Może się zdarzyć sytuacja, w której istniejące podatności systemu spowodują możliwość ingerencji w funkcjonowanie warstw i ich destrukcję. W takim przypadku wartość ochrony informacji będzie wpływała bezpośrednio na wartości $PF_{D_{avg}}$ przypisane do poszczególnych warstw. Sytuacja taka została zobrazowana na rys. 2.

2.4. Poziom ochrony informacji jako czynnik ryzyka

W celu określenia wymaganego poziomu nienaruszalności bezpieczeństwa SIL wykorzystać można metodę grafu ryzyka. Biorąc pod uwagę jego rozszerzoną wersję [1] i możliwość jego elastycznego modyfikowania, istnieje możliwość dodania pewnych elementów związanych z czynnikiem ryzyka wynikającym z zastosowania, bądź nie zastosowania rozwiązań redukujących ryzyko odnoszące się do zagadnień ochrony informacji w systemie technicznym. W praktyce oznacza to, że do grafu ryzyka można dodać czynnik opisany za pomocą wyników oceny ryzyka ochrony informacji.

Jednocześnie można wykonać klasyfikację systemów technicznych pracujących z wykorzystaniem różnych kanałów komunikacyjnych [2]. Najbardziej narażone na wszelkiego rodzaju podatności są systemy wykorzystujące tylko zewnętrzne kanały przesyłu danych (III kategoria). Dla tych systemów założenie bardziej rygorystycznych przy ocenie ryzyka może być uzasadnione. Natomiast dla systemów, w których używa się wewnętrznych kanałów (I i II kategoria) wystosować można wersję bardziej tolerancyjną. Stąd rozwinięcie metody grafu ryzyka musi opierać się na czynniku ryzyka, sklasyfikowanym wg podanej kategoryzacji systemów.

Wyniki analizy ochrony informacji dla np. systemu sterowania pracującego w obiekcie technicznym, można podzielić na kilka podstawowych przedziałów, np. z wykorzystaniem opisu jakościowego. Jeżeli analiza ochrony informacji przebiegałaby zgodnie z [5] określono by poziom EAL dla takiego systemu. Dzięki temu poziom EAL mógłby zostać uwzględniony w analizie bezpieczeństwa funkcjonalnego jako czynnik przypisany do parametru ryzyka w grafie.

Dla systemów III kategorii, czynnik ten będzie posiadał parametry podane w tabelicy nr 1, natomiast dla systemów I i II kategorii, ocena ryzyka wykorzysta dane wg tabelicy nr 2.

Poprawna kalibracja takiego grafu ma za zadanie zwiększenie wymagań, stawianych systemowi E/E/PE implementującemu funkcję bezpieczeństwa, w przypadku wykrycia zbyt niskiego poziomu ochrony informacji występującego w analizowanym systemie. Oznacza to, że z im mniej bezpiecznym systemem pod względem ochrony informacji ma się do czynienia, tym większe jest prawdopodobieństwo wystąpienia zdarzeń awaryjnych, ponieważ oprócz standardowych przyczyn związanych z m.in. zawodnym działaniem sprzętu, dochodzą czynniki związane z możliwym celowym działaniem osób trzecich na szkodę takiego systemu [7].

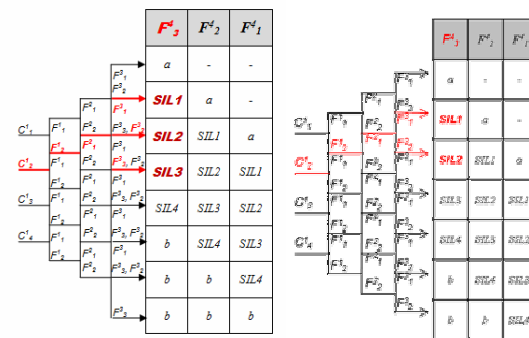
Tab. 1. Kategoryzacja poziomów ochrony inf. dla III kat. [12]

Poziom EAL	Poziom ochrony informacji	Parametr ryzyka i jego kategoria
EAL1	poziom niski	F_1^1
EAL2	poziom niski	F_1^1
EAL3	poziom średni	F_2^2
EAL4	poziom średni	F_2^2
EAL5	poziom wysoki	F_3^3
EAL6	poziom wysoki	F_3^3
EAL7	poziom wysoki	F_3^3

Tab. 2. Kategoryzacja poziomów ochrony inf. dla I i II kat.[12]

Poziom EAL	Poziom ochrony informacji	Parametr ryzyka i jego kategoria
EAL1	poziom niezadawalający	F_1^1
EAL2	poziom niezadawalający	F_1^1
EAL3	poziom zadawalający	F_2^2
EAL4	poziom zadawalający	F_2^2

Brak należytej ochrony informacji w analizowanym systemie, z punktu widzenia rozpatrywanego scenariusza awaryjnego, będzie miał istotny wpływ na zwiększenie wymaganego poziomu SIL dla funkcji bezpieczeństwa, co obrazują przykładowe graf ryzyka (rys. 3).

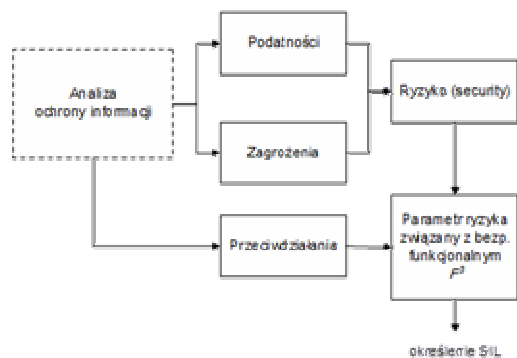


Rys. 3. Przykładowe grafy z dodatkowym parametrem ryzyka

W grafach tych, oprócz parametru F^3 opisującego możliwą podatność systemu z uwagi na zaimplementowany poziom ochrony informacji, wykorzystane są również następujące parametry ryzyka:

- C^1 : opis skutków rozpatrywanego scenariusza,
- F^1 : możliwość uniknięcia zagrożenia,
- F^2 : częstość lub czas przebywania osób w strefie zagrożenia,
- F^4 : częstość wystąpienia zdarzenia inicjującego.

Podsumowując, procedura zaproponowana w niniejszym artykule, opiera się w głównej mierze na wykorzystaniu wyników oceny poziomu ochrony informacji pewnego podatnego systemu jako danych wejściowych w ocenie wymagań bezpieczeństwa funkcjonalnego. Odbyna się to poprzez przypisanie dodatkowego parametru ryzyka w grafie ryzyka oraz skalibrowaniu go w sposób dostosowany do sklasyfikowanego systemu (I, II lub III kategoria). Podejście to przedstawiono na rysunku nr 4.



Rys. 4. Czynniki ochrony informacji w analizie bezpieczeństwa

3. PODSUMOWANIE

We współczesnych systemach technicznych wykorzystywane są zarówno wewnętrzne jak i zewnętrzne kanały transmisji danych. Zewnętrzne kanały umożliwiają zwiększenie funkcjonalności systemu, lecz mogą być źródłem pogorszenia stanu bezpieczeństwa, jeżeli nie zostaną we właściwy sposób zaprojektowane i eksploatowane. Przy projektowaniu rozproszonych skomputeryzowanych systemów sterowania, zabezpieczeń i monitoringu powinny być zatem uwzględnione wszystkie potencjalne zagrożenia. Aby tego dokonać powinna być przeprowadzona zintegrowana analiza bezpieczeństwa funkcjonalnego i ochrony informacji.

W związku z tym zaproponowano metodykę określania wymaganego poziomu nienaruszalności bezpieczeństwa SIL z uwzględnieniem aspektów ochrony informacji, która ma szczególne znaczenie w przypadku analizy różnego rodzaju systemów sterowania i zabezpieczeń działających w oparciu o architekturę rozproszoną.

4. BIBLIOGRAFIA

1. Barnert T., Kosmowski K.T., Śliwiński M., „A method for including the security aspects in the functional safety analysis of distributed control and protection systems”, Proceedings of European Safety & Reliability Conference, Rhodos, Greece, 2010
2. Barnert T., Kosmowski K.T., Sliwinski M., Integrated functional safety and security analysis of process control and protection systems with regard to uncertainty issue, PSAM 2010, Seattle, USA, 2010
3. Barnert T., Kosmowski K.T., Śliwiński M., „ProSIL Software for Functional Safety Management in Life Cycle”, Journal of KONBIN nr 21(1), 2012
4. Barnert T., Piesik E., Śliwiński M., „Wspomagane komputerowo określanie wymaganego poziomu nienaruszalności bezpieczeństwa z wykorzystaniem autorskiej aplikacji ProSIL”, Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej, Gdańsk, 2013
5. ISO/IEC 15408:1999: Information technology — Security techniques — Evaluation criteria for IT security Part 1-3.
6. ISO/IEC 17779:2000: Information technology - Code of practice for information security management.
7. Kosmowski K.T., Sliwinski M., Barnert T. Functional safety and security assessment of the control and protection systems, European Safety & Reliability Conference, ESREL 2006 Estoril, Taylor & Francis Group, London, 2006
8. Kosmowski, K.T. (Ed.), „Functional Safety Management in Critical Systems”. Gdansk University of Technology, Gdańsk, 2007
9. PN-EN 61508:2010. Bezpieczeństwo funkcjonalne elektrycznych/ elektronicznych/ programowalnych elektronicznych systemów wiążących się z bezpieczeństwem. Części 1-7. PKN, Warszawa
10. PN-EN 61511:2007. Bezpieczeństwo funkcjonalne. Przyrządowe systemy bezpieczeństwa do sektora przemysłu procesowego. Części 1-3, PKN, Warszawa

THE IMPACT OF THE INFORMATION SECURITY LEVEL ON THE SAFETY INTEGRITY REQUIREMENTS

Key-words: functional safety, SIL, information security

The paper presents the issues related to the risk assessment process of a technical object. It describes methods for determining the safety integrity requirements (SIL) for the identified safety functions. Such functions are performed by the E/E/PE (BPCS and/or SIS) system, and are part of the safety-related system included in the layers of protection concept. A required SIL determination using the methods based on qualitative and semi-quantitative analysis are related to the several basic parameters of risk. They are associated with the frequency of occurrence of a dangerous event and its potential consequences. Due to the fact that more and more technical systems are built based on a distributed architecture, there are some new threats that have not yet been taken into account in the risk analysis. They can affect both the increase in the incidence of events and risk scenarios, and can increase the probability of failure of safety-related functions for reference. Both of these issues should be taken into account in the assignment of the required safety integrity level for the safety-related functions. The paper proposes extension of the currently used methods of functional safety analyses. It can be done with inclusion of the level of information security assigned to the technical system.

OCENA WARUNKÓW NASŁONECZNIENIA I PROJEKTOWANIE ELEKTROWNI SŁONECZNYCH Z WYKORZYSTANIEM DEDYKOWANEGO OPROGRAMOWANIA ORAZ BAZ DANYCH

Jerzy BURIAK

Politechnika Gdańska, ul. G. Narutowicza 11/12, 80-233 Gdańsk
tel: 58 347 20-34 fax: 58 347 18 98 e-mail: j.buriak@ely.pg.gda.pl

Streszczenie: Przytoczono typowe dla obszaru Polski wartości nasłonecznienia. Zaprezentowano sposoby dokładniejszego określenia wartości nasłonecznienia w oparciu o bazy danych o nasłonecznieniu i aplikacje komputerowe. Narzędzia te pozwalają w pełniejszy sposób uwzględnić kąt nachylenia i azymut modułów fotowoltaicznych, linię horyzontu i zacinienie oraz zmienność nasłonecznienia w ciągu roku na podstawie statystycznych wartości nasłonecznienia w poszczególnych godzinach roku. Wykorzystano informacje o natężeniu promieniowania słonecznego dostępne za pośrednictwem serwisu internetowego PVGIS oraz w bazie danych meteorologicznych i klimatycznych Ministerstwa Infrastruktury i Rozwoju. Przy użyciu obu baz wykonano analizy dla różnych lokalizacji na terenie kraju i porównano wyniki. Wytypowano bazę danych oraz oprogramowanie z niej korzystające. Dla wybranego złożonego obiektu przedstawiono symulacje zacinienia.

Słowa kluczowe: baza danych o nasłonecznieniu, oprogramowanie do projektowania elektrowni słonecznych

1. WPROWADZENIE

1.1. Definicje

Wśród pojęć związanych z energetyką słoneczną występują: natężenie promieniowania słonecznego, usłonecznienie i nasłonecznienie. Natężenie promieniowania słonecznego to gęstość mocy promieniowania słonecznego odpowiadająca energii promieniowania słonecznego padającego na 1 m^2 w ciągu sekundy, która wyrażana jest w W/m^2 oraz kW/m^2 . Typowy zakres zmienności natężenia promieniowania słonecznego wynosi $100 - 800 \text{ W/m}^2$; odnotowywane wartości przy bezchmurnym niebie osiągają 1 kW/m^2 . Usłonecznienie jest liczbą godzin słonecznych, wyrażonych w godzinach w ciągu roku, podczas których na powierzchnię Ziemi padają bezpośrednio promienie słoneczne. Usłonecznienie opisuje warunki pogodowe a nie zasoby energii słonecznej. W Polsce średnia wieloletnia wartość usłonecznienia wynosi od 1460 do 1620 h/r i jest najmniejsza w kotlinach górskich a największa w miejscowościach z „niską” linią horyzontu, np. nadmorskich za wyjątkiem tych, w których występują pasy moren polodowcowych. Najważniejszym pojęciem, opisującym zasoby energii słonecznej w danym miejscu w określonym przedziale czasu, jest nasłonecznienie. Nasłonecznienie jest całą natężenia promieniowania słonecznego w danym czasie i na danej powierzchni – najczęściej 1 metra kwadratowego. Przedziałami czasu, w których wyznacza się

nasłonecznienie najczęściej są: godzina, dzień, rok. W efekcie jednostkami nasłonecznienia będą: Wh/m^2 , kWh/m^2 , MJ/m^2 , GJ/m^2 odnoszone do dnia (d), miesiąca (mies.) lub roku (r).

1.2. Warunki nasłonecznienia w Polsce

W Polsce średnie roczne nasłonecznienie całkowite jednostkowej płaszczyzny horyzontalnej (poziomej) waha się od około 850 kWh/m^2 na Żuławach do 1200 kWh/m^2 na Wyżynie Lubelskiej. Wartości te mogą być jednak przyjmowane w nielicznych przypadkach elektrowni słonecznych, np. gdy farma słoneczna jest usytuowana w terenie, w którym na nasłonecznienie nie ma wpływu linia horyzontu oraz nie występuje zacinienie od pobliskich obiektów. W przypadku elektrowni słonecznych na dachach budynków często duże znaczenie mają zacinienia od kominów i innych instalacji dachowych, pobliskich drzew i budynków. W przypadku takich miejscowości jak np. Sopot i większość dzielnic Gdańska i Gdyni znaczenie ma również linia horyzontu oparta o pasmo wzgórz morenowych. Z powyższych względów wskazane jest stosowanie narzędzi komputerowych pozwalających na sumowanie wpływu poszczególnych zjawisk na wartość nasłonecznienia. Narzędzia te pozwalają także przeliczyć nasłonecznienie na powierzchnię horyzontalną na warunki powierzchni pochylonej z uwzględnieniem także kierunku pochylecia, czyli azymutu.

1.3. Teza

Istnieje szereg metod tworzenia baz danych o nasłonecznieniu. Można wyróżnić dwie grupy metod:

- wyznaczania Typowych Lat Meteorologicznych i szacowania promieniowania całkowitego na podstawie danych pomiarowych ze stacji meteorologicznych [1] oraz
- integracji wyników pomiarów promieniowania słonecznego dokonywanych na poziomie gruntu z danymi obliczonymi na podstawie zdjęć z satelitów geostacjonarnych [3].

Korzystanie z oprogramowania wspomagającego projektowanie elektrowni słonecznych, które implementuje bazy danych utworzone tymi metodami, prowadzi do znacząco różnych wyników uzysku energii elektrycznej.

W artykule przedstawiono użycie dwóch zbiorów danych o nasłonecznieniu i dwóch narzędzi komputerowych

z nich korzystających. Pierwsza baza danych to baza Ministerstwa Infrastruktury i Rozwoju (MIiR), zawierająca typowe lata meteorologiczne i statystyczne dane klimatyczne dla obszaru Polski do obliczeń energetycznych budynków [1]. Oprogramowanie, które z niej korzysta to m.in. PV*SOL. Drugą bazą danych jest baza Europejskiego Instytutu Energii i Transportu (IET – Institute for Energy and Transport), którego założycielem jest Komisja Europejska. Bazy danych rocznej sumy nasłonecznienia na powierzchnie poziomą i optymalnie nachyloną są publicznie dostępne i można z nich korzystać np. za pośrednictwem aplikacji internetowych serwisu PVGIS (Photovoltaic Geographical Information System). Aplikacje te umożliwiają ocenę zasobów energii słonecznej w wybranej lokalizacji oraz szacują uzyski energii elektrycznej z elektrowni fotowoltaicznej [2].

Spośród wielu narzędzi wybór PV*SOL uzasadnia uznawanie jego wyników przez instytucje finansujące budowę elektrowni słonecznych. Natomiast PVGIS został wybrany ze względu na firmowanie go przez instytucje Komisji Europejskiej oraz dużą popularność.

2. BAZY DANYCH O NASŁONECZNIENIU

2.1. Baza Ministerstwa Infrastruktury i Rozwoju

Baza MIiR zawierająca typowe lata meteorologiczne i statystyczne dane klimatyczne dla obszaru Polski do obliczeń energetycznych budynków powstała na podstawie danych źródłowych Instytutu Meteorologii i Gospodarki Wodnej. Źródłowe dane pochodzą z 61 stacji pomiarowych, z których 43 stacje dostarczają pełne ciągi danych od 30 lat, w tym stacje: stacja 135 – Hel, stacja 160 – Elbląg, stacja 120 – Łeba. Dla pozostałych 19 stacji meteorologicznych długości ciągów danych źródłowych wynoszą od 11 do 29 lat, z tym, że nie zawsze są to kolejne lata: stacja 140 – Gdańsk Port Północny dostarcza dane od 1987, a stacja 125 – Łębork do 1993. Wśród mierzonych lub obserwowanych parametrów meteorologicznych jest m.in. wartość promieniowania całkowitego na powierzchnię poziomą oraz zachmurzenie ogólne i w czterech warstwach chmur (od chmur niskich do chmur wysokich). Dane podane są w postaci plików tekstowych zawierających 262800 linii (30 lat razy 8760 godzin). W każdej linii zawarto 16 parametrów. Za pomocą metodologii przedstawionej w normie EN ISO 15927:4 określono dla poszczególnych stacji typowe lata meteorologiczne, stąd nazywane są one typowymi latami meteorologicznymi ISO. Pewną wadą tworzenia typowego roku na potrzeby analizy nasłonecznienia jest to, że w wyborze typowych miesięcy metodologia ISO kieruje się odchyleniem od średniej prędkości wiatru, a nie wartościami nasłonecznienia. Zbiory typowego roku dla danej stacji zawierają tylko 8760 rekordów: dla każdej godziny roku jeden rekord. Zastosowana metodologia [1] opracowania danych klimatycznych do obliczeń energetycznych w budownictwie pozwoliła z danych źródłowych uzyskać m.in.:

- całkowite natężenie promieniowania słonecznego na powierzchnię poziomą (ITH) [W/m^2];
- bezpośrednie natężenie promieniowania słonecznego na powierzchnię poziomą (IDH) [W/m^2];
- rozproszone natężenie promieniowania słonecznego na powierzchnię poziomą (ISH) [W/m^2];
- całkowite natężenie promieniowania słonecznego na powierzchnię o zwrocie w kierunku N, NE, E, SE, S, SW,

W, NW oraz pochyleniu do poziomu 30°, 45°, 60°, 90° (N_30, NE_30, ...) [W/m^2].

Na całkowite promieniowanie słoneczne docierające do powierzchni składają się promieniowanie bezpośrednie i rozproszone. W przypadku, gdy powierzchnia jest pochylona, pojawia się trzecia składowa – promieniowanie odbite. Efekt fotowoltaiczny w ogniach wywołuje przede wszystkim promieniowanie bezpośrednie.

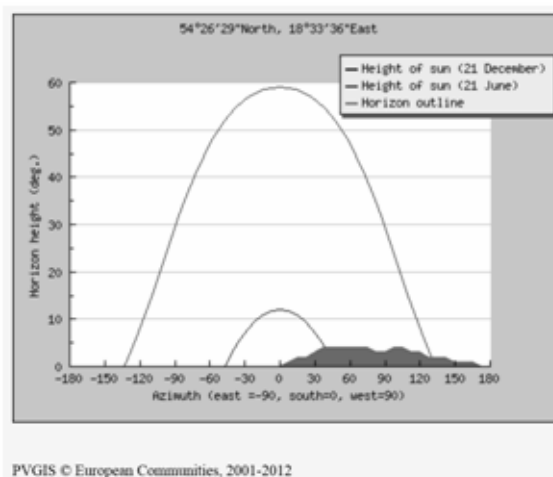
Dla każdej stacji opracowany jest również drugi plik z danymi tzw. statystyk. Są to statystyki dla 12 miesięcy typowego roku meteorologicznego, które zawierają:

- sumę całkowitego natężenia promieniowania słonecznego na powierzchnię poziomą (ITH) [$Wh/(m^2 \text{ mies.})$];
- sumę bezpośredniego natężenia promieniowania słonecznego na powierzchnię poziomą (IDH) [$Wh/(m^2 \text{ mies.})$];
- sumę rozproszonego natężenia promieniowania słonecznego na powierzchnię poziomą (ISH) [$Wh/(m^2 \text{ mies.})$];
- sumę całkowitego natężenia promieniowania słonecznego na powierzchnię o orientacji N, NE, E, SE, S, SW, W, NW oraz pochyleniu do poziomu 30°, 45°, 60°, 90° (I_N_30, I_NE_30, ...) [$Wh/(m^2 \text{ mies.})$].

Z powyższych informacji wynika, że natężenie promieniowania słonecznego oraz nasłonecznienie określone są z azymutem rozróżnianym co 45° i tylko dla wybranych pochyleń do poziomu. Aby uzyskać wartości nasłonecznienia dla pośrednich azymutów lub przy innych pochyleniach konieczne jest dodatkowe przeliczanie podanych wartości lub użycie do tego odpowiednich programów.

2.2. Baza europejskiego Instytutu Energetyki i Transportu

Baza EC IET zawiera dane, które są wynikiem przetwarzania danych źródłowych przez systemy SoDa i USGS oraz z użyciem własnej metodologii [3].



Rys. 1. Przykładowy wynik analizy nasłonecznienia [oprac. własne z użyciem serwisu PVGIS]

Solar Radiation Data (SoDa) dystrybuje i przetwarza dane o nasłonecznieniu dostarczane przez państwa z obszaru Unii Europejskiej i spoza niej. Z kolei system trójwymiarowego skanowania powierzchni Ziemi za pomocą satelitów geologicznych działający w ramach Shuttle Radar Topography Mission (SRTM) i należący do United States Geological Survey (USGS) wykorzystywany jest do określania linii horyzontu dla wybranej lokalizacji elektrowni słonecznej, jak na rysunku 1.

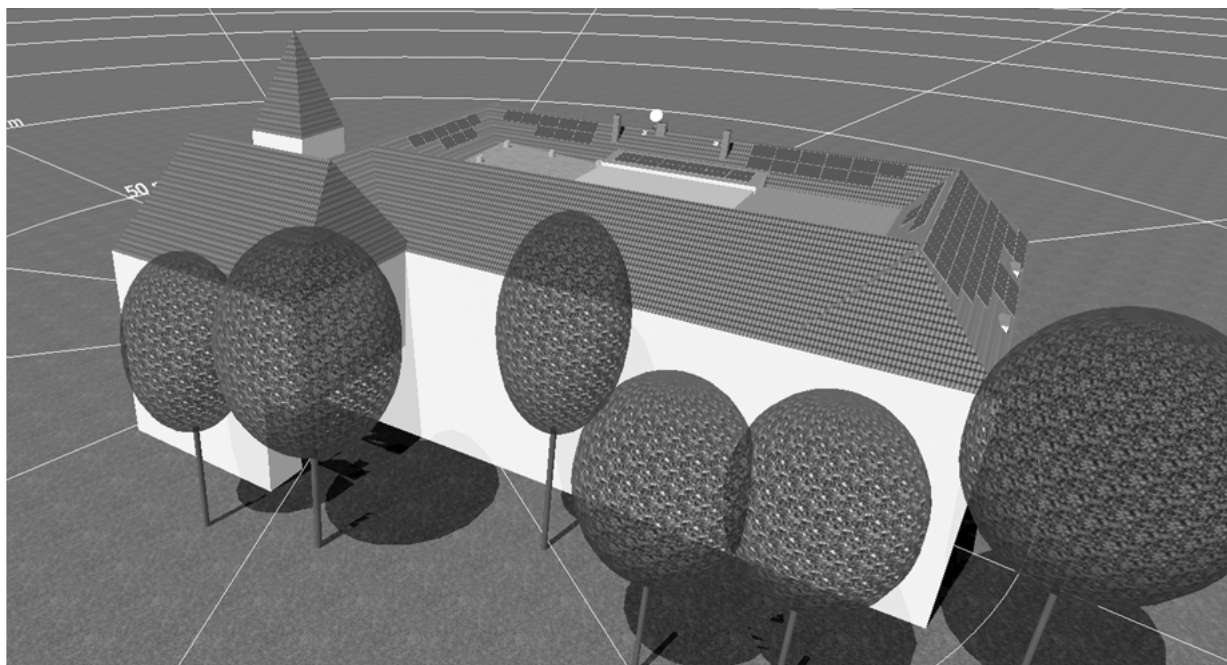
Tworzona przez narzędzia PVGIS linia horyzontu nie uwzględnia obiektów pobliskich dających zacięcie analizowanej powierzchni i o wysokości do 90 m, a jedynie wzgórza i inne istotne elementy krajobrazu.

3. OPROGRAMOWANIE WSPOMAGAJĄCE PROJEKTOWANIE ELEKTROWNI SŁONECZNYCH

3.1. Aplikacje PVGIS

Na serwis internetowy PVGIS oprócz treści statycznych składają się aplikacje służące do wyznaczenia następujących parametrów dla określonej lokalizacji [2]:

- miesięcznych i rocznych średnich dziennych wartości nasłonecznienia. Nasłonecznienie prezentowane jest dla reprezentatywnego dnia każdego miesiąca na powierzchni horyzontalnej, nachylonej optymalnie i pod określonym kątem;
- dla wybranego miesiącaienne profile nasłonecznienia modułu o określonym nachyleniu i azymucie,
- uzysku energii elektrycznej z elektrowni słonecznej podłączonej do systemu elektroenergetycznego.



Rys. 2. Model budynku o niestandardowej bryle uzyskany jako złożenie szeregu modeli budynków prostych [opracowanie własne z użyciem programu PV*SOL]

Program pozwala na zamodelowanie złożonych budynków poprzez możliwości uzupełniania bryły głównej budynku o przybudówki i wykusze. Prezentowany na rysunku 2 budynek jest kompozycją typowych brył budynków.

Także możliwe jest zamodelowanie otoczenia budynku i instalacji na budynku w celu uwzględnienia efektu zacięcia powierzchni, na której planowana jest budowa elektrowni słonecznej (rysunek 3). Dodatkowo można wprowadzić do programu linię horyzontu, aby uwzględnić opóźnianie się wschodu Słońca lub przyspieszanie zachodu, co może być spowodowane wzgórzami, np. morenami. Linia horyzontu zadawana jest odcinkami z podaniem azymutu (przyjęto, że kierunek południowy to azymut 0°) i wysokości horyzontu w stopniach.

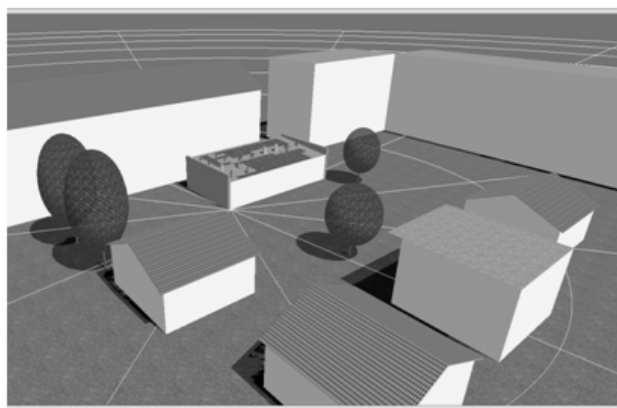
Dla każdego z tych zadań możliwe jest również graficzne przedstawienie linii horyzontu jak na rysunku 1.

Dodatkowe opcje tego internetowego kalkulatora to uwzględnienie w analizie pracy jedno- i dwuosiowych układów nadążnych, tzw. trackerów, pozwalających śledzić ruch Słońca i utrzymywać panel z modułami PV w pozycji prostopadłej do promieniowania bezpośredniego.

Serwis posiada także narzędzie do wstępnego wymiarowania autonomicznych elektrowni słonecznych, czyli nie współpracujących z siecią elektroenergetyczną.

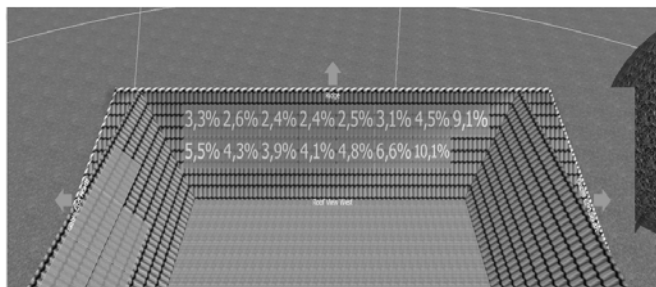
3.2. Program PV*SOL

Obliczenia w oparciu o dane takie jak w bazie MiR wykonuje program PV*SOL, który jest kompletnym narzędziem projektowania elektrowni słonecznych łącznie z doborem modułów, inwerterów oraz projektem okablowania elektrowni. Pozwala on zamodelować budynek trójwymiarowo wraz z obiektami zacięjącymi w jego pobliżu i na nim samym.



Rys. 3. Zamodelowanie otoczenia budynku i instalacji na budynku w celu analizy zacięcia [opracowanie własne z użyciem programu PV*SOL]

Stosując stworzony model budynku i jego otoczenia program oblicza w procentach straty nasłonecznienia w wyniku zacielenia, np. jak na rysunku 4. Na tej podstawie projektant może odrzucić niedogodne lokalizacje i dobrać do szeregowej pracy moduły o podobnych warunkach pracy. Pozwoli to układowi MPPT (Maximal Power Point Tracking) przekształtników elektrowni słonecznej śledzić punkt pracy i dobrać optymalne parametry pracy dla ogniw.



Rys. 4. Przykładowy wynik analizy nasłonecznienia [oprac. własne z użyciem programu PV*SOL]

Nieodrzućenie miejsc o gorszym nasłonecznieniu i montaż w tym miejscu modułów sprzęgniętych w łańcuch z innymi lepiej nasłonecznionymi modułami może powodować, że uzysk energii z instalacji będzie mniejszy niż przy mniejszej liczbie modułów. Stanie się tak w wyniku tego, że algorytm działania układu MPPT dobiera punkt pracy przyjmując, że mierzone napięcie i prąd są wynikiem pracy modułów w identycznych warunkach [4].

3.3. Porównanie wyników obliczeń nasłonecznienia wybranymi programami

Obliczenia nasłonecznienia wykonano dla kilkunastu lokalizacji w Polsce w oparciu o dane zawarte na stronie MIiT oraz stronie IET/PVGIS (tabela 1). Pomijano wpływ zacielenia. Oczekiwano, że wyniki z bazy IET/PVGIS będą niższe ze względu na uwzględnianie lokalnej linii horyzontu. Dane MIiR także uwzględniają horyzont ale jedynie w oparciu o lokalizację stacji meteorologicznej. Niższe wartości dla danych MIiR sugerują, że linia horyzontu w wielu stacjach meteorologicznych jest bardzo niekorzystna. W kolejnej pracy zostaną przedyskutowane linie horyzontu oraz warunki zacielenia w miejscach lokalizacji stacji meteorologicznych.

Dwie wybrane lokalizacje dotyczyły budynków w miejscowości Hel. W tej miejscowości znajduje się również stacja meteorologiczna. Jednak i w tych przypadkach, mimo tej samej linii horyzontu, wyniki z

bazy PVGIS są bardziej optymistyczne niż uzyskane w oparciu o bazy MIiR.

Tablica 1. Zestawienie danych o nasłonecznieniu dla wybranych lokalizacji - porównanie wyników z różnych baz danych o nasłonecznieniu

Obiekt, kierunek, nachylenie	PVGIS kWh/(m ² ·r)	MIiR kWh/(m ² ·r)
Toruń, azymut SE, nachylenie 35°	1190	888
Gdańsk Kiełpino, azymut S, nachylenie 40°	1220	962
Hel, azymut SE, nachylenie 30°	1170	932
Hel, azymut S, nachylenie 30°	1236	959
Gdańsk, Sobieszewo, azymut SW, nachylenie 22°	1192	928
Kwidzyn, azymut S, nachylenie 40°	1273	935
Gdynia, azymut S, nachylenie 30°	1250	959
Piskorzówek (Dolnośląskie), azymut S, nachylenie 45°	1294	1086
Czaple k.Gdańska, azymut S, nachylenie 38°	1260	960

4. WNIOSKI KOŃCOWE

Potwierdzono tezę, że metody przeliczania danych meteorologicznych na bazy danych o nasłonecznieniu, stosowane w oprogramowaniu wspomagającym projektowanie elektrowni słonecznych, prowadzą do znacząco różnych wyników uzysku energii elektrycznej.

Przy inwestycjach w elektrownie słoneczne, w szczególności z dofinansowaniem lub kredytowaniem przez bank, należy wykonać kompletną analizę uzysków energii elektrycznej. Rzetelności analizy inwestycji zagrażają: nieuwzględnienie zacielenia i wpływu linii horyzontu oraz użycie niewłaściwie przeliczonych danych o nasłonecznieniu.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Narowski P.G., Dane klimatyczne do obliczeń energetycznych w budownictwie, Ciepłownictwo, Ogrzewnictwo, Wentylacja, 11, 2006
2. Šúri M., Huld T.A., Dunlop E.D. Ossenbrink H.A., 2007. Potential of solar electricity generation in the European Union member states and candidate countries. Solar Energy, 81, 1295–1305, <http://re.jrc.ec.europa.eu/pvgis/>.
3. Huld T., Müller R., Gambardella A., 2012. A new solar radiation database for estimating PV performance in Europe and Africa. Solar Energy, 86, 1803-1815.
4. Szymański B.: Instalacje fotowoltaiczne. Wydanie II, GlobEnergia Kraków 2013, ISBN: 978-83-64339-00-4

ASSESSMENT OF IRRADIATION CONDITIONS AND DESIGN OF SOLAR POWER PLANT USING DEDICATED SOFTWARE AND DATABASES

Key-words: solar radiation databases, software for photovoltaic power plant design

This article presents a method to determine the approximate value of solar irradiation. This is followed by a more accurate method which uses a solar radiation databases and computer applications. These tools allow you to more fully take into account: the angle of inclination and azimuth solar modules, the horizon line and shading, and solar variability during the year. The chosen software uses information about the intensity of solar radiation contained in two databases: the PVGIS database and in the database of meteorological and climatic owned by Ministry of Infrastructure and Development. For both these databases the analyzes were performed for different locations across the country and the results were compared. Article presents results of shading calculation for the selected complex object done with use of one dedicated software.

SIMULATIONS OF VOLTAGE SAGS IN AN INDUSTRIAL INSTALLATION FEATURING A LARGE INDUCTION MOTOR

Tomasz CHMIELEWSKI

Korporacyjne Centrum Badawcze ABB w Krakowie
tel: + 48 12 4334 445 fax:+48 12 4244 101 e-mail: tomasz.chmielewski@pl.abb.com

Abstract: This paper addresses the problem of voltage sags during various modes of operation of the directly connected 6 kV squirrel cage induction motor. Simulink model was employed in order to investigate the system dynamic performance and countermeasures against voltage sags upon motor start, rapid load change and steady state operation. Paper presents the comprehensive approach to the analysis of such phenomena using various computer tools. A simple method to extract detailed data of the squirrel cage induction motor using INDSYNW (EMTP-ATP subroutine) is presented herein. Simulink results were additionally verified using NEPLAN.

Key words: STATCOM, reactive power, induction motor.

1. INTRODUCTION

Induction motors are widely used in various applications [4]. Such popularity is to be owed to their controllability, reliability and broad range of powers [14]. Still, there are certain drawbacks that often need a special treatment during system design or upgrade. High starting current and low power factor (PF) are often addressed as most important issues [4, 14, 15]. The above features may become problematic due to both internal requirements regarding the system operation (voltage drops, conductor ratings) as well as grid operators regulations (PF correction) [4]. Despite the fact that all of these problems do not apply to nowadays commonly used inverter-fed drive systems, there are still installations where directly connected motors are being operated [11]. In such situation if there is a threat that the equipment will not comply with internal or external requirements, certain steps can be undertaken. One of the methods that may be applied to solve the problem of rapid voltage sags occurring during large induction motor operation is discussed in this paper. The software mentioned in the abstract was chosen as representative from the wide range of similar programs available on the market, that could be applied for this type of calculations (i.e. DigSilent PowerFactory, PSCAD, EMTP-RV).

The research question of this paper is as follows: "Is it possible to apply the proposed software for efficient and reliable simulation and analysis (both dynamically and in the static way) of the response of the power system during

direct start and overload of an induction motor? When only the basic data of motor are available".

2. BACKGROUND AND MODELING

2.1. Reactive power management in power systems

Reactive power management is one of the most crucial elements of power system operation (both globally and locally). The problems that are related to the reactive power management are for example: voltage change, rapid voltage sags and swells, flicker or PF correction [2, 4]. All of the abovementioned voltage related phenomena can adversely affect the operation of the electrical equipment (deep investigation of this influence is not carried out herein) whereas PF correction is usually applied in order to meet Transmission System Operator's requirements, decrease conduction losses and prevent transmission system overload [4].

The employment of some sort of reactive power compensation system may be a remedy to the phenomena listed above. In this case fixed or switched capacitor bank, fixed or tunable reactors, SVC or STATCOM may be applied [4], [5]. One has to bear in mind that only the solution incorporating a smooth and continuous reactive power control will provide voltage stability upon the motor start or during load variations.

In order to obtain ratings of the compensator a few methods of establishing the demand for reactive power can be applied. Those are: measurements, analytical calculations or simulations. The advantage of the last method is that it allows to get a fairly accurate estimation - similarly to calculations by hand - however it also enables to analyse the dynamic states.

The nature of voltage variation caused by the load was comprehensively described (also by means of phasors) in [3]. It should be noted that this paper focuses only on the voltage regulation mode. The PF correction is not addressed herein. The topic of the induction motor starting and related phenomena was discussed e.g. in: [16, 17, 18, 19].

2.2. STATCOM description and control

This paper focuses on the performance of Static Synchronous Compensator (STATCOM) which is a flexible solution that can be applied in power generation, transmission and distribution [2, 4, 5]. STATCOM is a voltage source

inverter based device with capacitor connected at the DC link [5]. It is installed in shunt at desired system location. STATCOM can provide both capacitive or inductive reactive power to the system [4, 5]. For this study a simplified model of STATCOM was adopted. It comprises simple control system and controlled current sources. This means that the switching of semiconductor valves was not considered [4]. The principle of operation of the control system consist in voltage regulating loop featuring PI controller (Figure 1). The main objective of the control is to maintain the voltage magnitude (calculated based on Clarke transformation [12] - Equations 1 and 4) at its rated value (1 p.u.). The control is applied on synchronous rotating reference frame ($dq0$) where the set point for the quadrature component is delivered by the PI [5]. The direct component (that reflects active power) is set to zero. The coordinate's transformations (Equations 2 and 3 [13]) require a proper grid synchronization. This function is realized by means of Phase-Locked Loop (PLL) algorithm presented in Figure 2 [10]. The gains of the voltage loop PI controller are as follows: $K_p = 1$, $T_i = 0.00064$ whereas the same parameters in case of PLL account for $K_p = 500$, $T_i = 0.0001$. The gains were found iteratively to ensure good dynamics and errors elimination.

$$\begin{cases} V_\alpha = V_a \\ V_\beta = \frac{V_a + 2V_b}{\sqrt{3}} \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} V_d = V_\alpha \cos \theta + V_\beta \sin \theta \\ V_q = -V_\alpha \sin \theta + V_\beta \cos \theta \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} V_a = V_q \cos(\theta) + V_d \sin(\theta) \\ V_b = \frac{-\cos(\theta) + \sqrt{3}\sin(\theta)}{2} V_q + \frac{-\sin(\theta) - \sqrt{3}\cos(\theta)}{2} V_d \\ V_c = -(V_a + V_b) \end{cases} \quad (3)$$

$$V_{mag} = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (4)$$

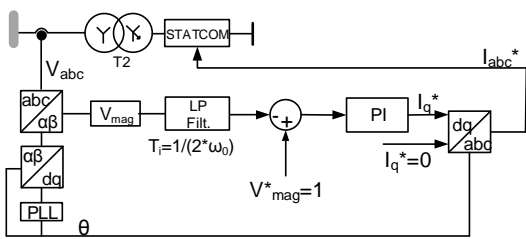


Fig. 1. Control structure used for STATCOM voltage regulation

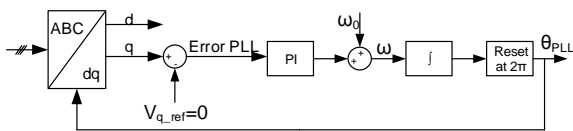


Fig. 2. Phase-Locked Loop

2.3. Squirrel induction motor model

Squirrel cage induction motor model was built based on approach presented in [1]. The machine was modelled in Simulink as a fifth order model that operates in SI units. Blocks from the default Simulink library were used to prepare the model. The interface to electrical circuit built using SimPowerSystems was done by means of

controlled current sources. Due to discrete domain implementation a parasitic shunt resistance of 1 kΩ was applied for numerical stability [9]. The equivalent circuit parameters of the motor such as resistances and reactances (Table 2) were estimated based on its rating plate parameters (Table 1) using auxiliary EMTP-ATP application INDSYNW (method based on [8]). Unfortunately the limited accuracy of INDSYNW imposed the necessity of parameters correction. The steady state test in Simulink was conducted in order to verify the model (Figure 3). During the test power consumed by the motor was verified. In order to get the proper $\cos\phi$ the mutual inductance had to be modified accordingly. Implementation of the motor model in NEPLAN requires only the basic parameters from Table 1, hence no parameters adjustment is necessary. Despite its constrained precision, INDSYN provides good estimates of the parameters that are usually troublesome to obtain.

In the case studies 1 and 2 each motor was assumed to be burdened with a fan type of load and fixed load for case studies 3 and 4. The NEPLAN load flow module calculations do not allow to analyse voltage sags upon motor start. Therefore in this case only a steady state was considered.

Table 1. Parameters from rating plates of the motors

Parameter	Motor 1	Motor 2
Moment of inertia, J [kg.m ²]	20.7	59
Number of poles, n [-]	4	4
Rated voltage, V_n [kV]	6	6
Rated frequency, f_n [Hz]	50	50
Rated power, P_n [MW]	1	2
Power factor, $\cos\phi$	0.857	0.887

Table 2. Detailed data of the motors

Parameter	Motor 1 (INDSYN)	Motor 1 (corrected)	Motor 2 (INDSYN)	Motor 2 (corrected)
X_m [Ω]	106.786	66.207	66.585	39.95
X_{ls} [Ω]	2.233	2.233	1.061	1.061
X_{lr} [Ω]	2.233	2.233	1.061	1.061
R_s [Ω]	0.285	0.285	0.147	0.147
R_r [Ω]	1.1648	1.1648	0.312	0.312

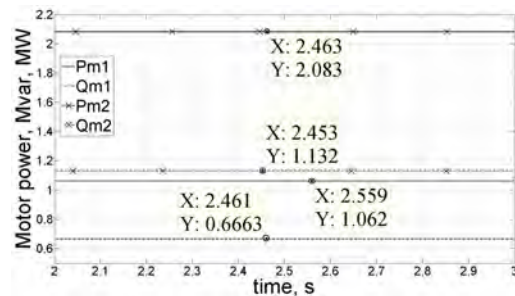


Fig. 3. Active and reactive power consumed by M1 and M2 at rated load $P_{M1} = 1.062$ MW, $Q_{M1} = 0.6663$ Mvar, $\cos\phi_{M1} = 0.847$; $P_{M2} = 2.083$ MW, $Q_{M2} = 1.132$ Mvar, $\cos\phi_{M2} = 0.879$

2.4. Passive elements of the system

Elements such as system equivalent, transformers and cables that are visible in Figure 4, were modelled using elements from SimPowerSystems and NEPLAN default libraries. The data of the transformers are presented in Table 3 whereas cable parameters are gathered in Table 4. The short circuit power at 35 kV side is represented by the equivalent

voltage source in series with RL elements that reflect following assumed data: $S_k = 100$ MVA and $X/R = 14.25$.

Table 3. Data of power transformers T1 and T2 (based on [7])

Parameter	T1	T2
Vector group	YNd11	Yyn
Rated power	20 MVA	11 MVA
Voltage ratio	35 kV / 6 kV	6 kV/0.4 kV
Copper losses	140 kW	65 kW
No-load losses	18 kW	6 kW
Impedance	10 %	7 %
L_{HV}, L_{LV}	16.84 mH, 0.286 mH	0.363 mH, 1.6 uH
R_{HV}, R_{LV}	0.371 Ω , 0.0063 Ω	0.01 Ω , 0.000044 Ω

Table 4. Data of cables C1 and C2 [6]

Parameter	C1	C2
Type	3x1x 50 mm ²	3x1x 120 mm ²
Length	300 m	150 m
Resistance	0.387 Ω /km	0.153 Ω /km
Inductance	0.4 mH/km	0.34 mH/km
Capacitance	0.3 uF/km	0.42 uF/km

3. SYSTEM DESCRIPTION AND CASE STUDIES

The overall diagram of the system under study is presented in Figure 4.

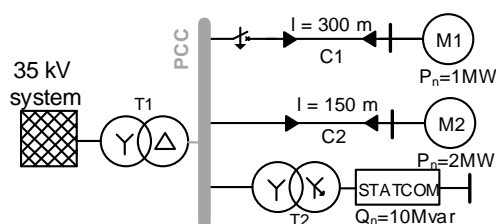


Fig. 4. Overall system diagram

The list of case studies is presented in Table 5. As can be noticed both motors are in scope of transient analysis. However M2 is assumed to have a soft starter, therefore its inrush current is not a concern. This argument is essential to establish the proper ratings of the reactive power compensating device.

Table 5. List of investigated case studies

Case no.	Status of the equipment		
	Motor 1	Motor 2	STATCOM
1	$t_{on}=0.7$ s	$t_{on}=0$ s	$t_{on}=\infty$
2	$t_{on}=0.7$ s	$t_{on}=0$ s	$t_{on}=0$ s
3	$t_{on}=0$ s	$t_{overload}=0.7$ s	$t_{on}=\infty$
4	$t_{on}=0$ s	$t_{overload}=0.7$ s	$t_{on}=0$ s

Both scenarios M1 start (cases 1 and 2) and M2 50% overload (cases 3 and 4) are analysed in Simulink where the steady state can be also observed. Nonetheless due to software limitations only the steady state is analysed using NEPLAN.

4. SIMULATION RESULTS

The results of NEPLAN calculations are depicted in Figure 5. They are presented in a graphical form that

indicates the power flow in branches and voltage level at the point of common coupling (PCC).

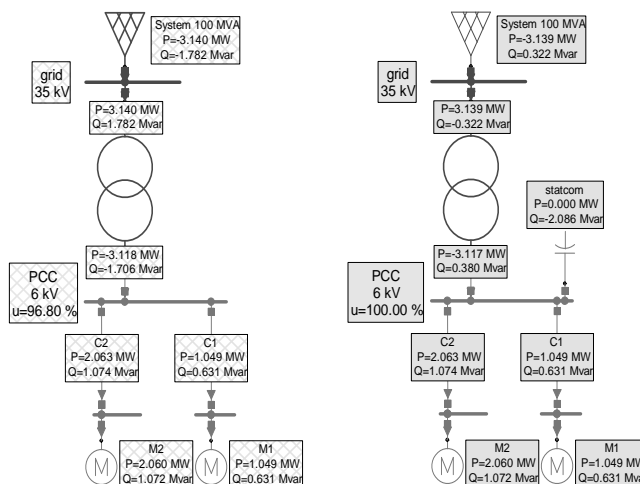


Fig. 5. NEPLAN steady state calculations with both motors at rated load (left - no STATCOM, right with STATCOM)

The results of dynamic simulation in Simulink (all presented starting from $t = 0.6$ s when the steady state occurred) are presented below (Figure 6 – Figure 11). Instantaneous voltage (only cases 1 and 2) at the PCC and power delivered by the STATCOM is depicted for cases listed in Table 5. To get a better visibility for cases 3 and 4, zoomed voltage magnitude was presented. Data tips are used for easy result comparison.

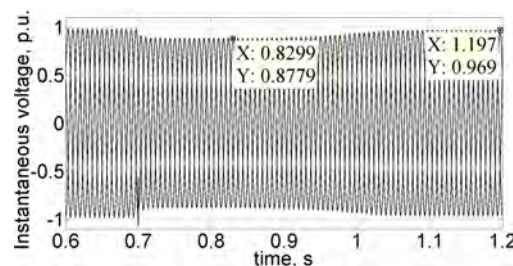


Fig. 6. Instantaneous voltage at the PCC for case study 1

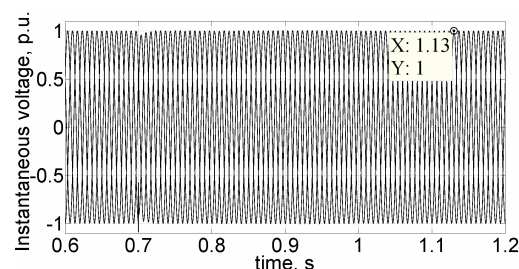


Fig. 7. Instantaneous voltage at the PCC for case study 2

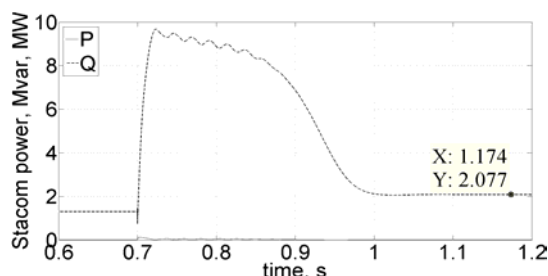


Fig. 8. Power delivered by the STATCOM for case study 2

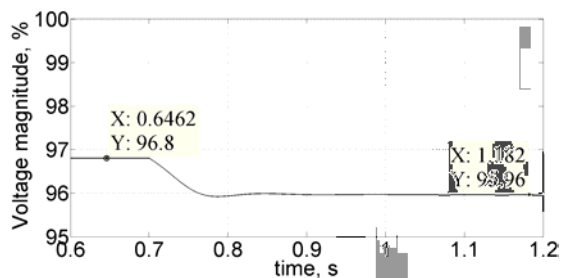


Fig. 9. Voltage magnitude at the PCC for case study 3

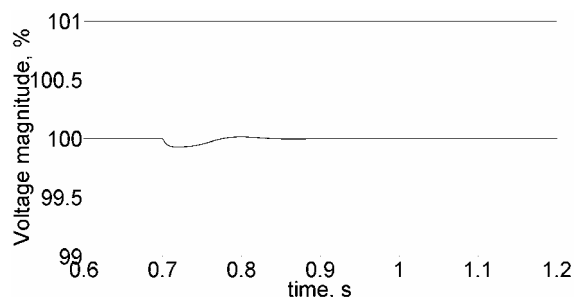


Fig. 10. Voltage magnitude at the PCC for case study 4

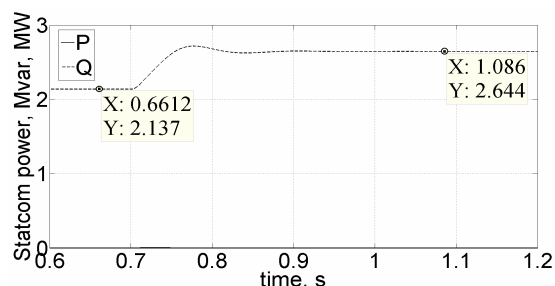


Fig. 11. Power delivered by the STATCOM for case study 4

5. OBSERVATIONS AND CONCLUSIONS

The comprehensive approach to establishing the required level of reactive power compensation was presented herein. Three software environments namely INDSYNW, Matlab/Simulink and NEPLAN were used to prepare the model of exemplary network and calculate voltage sags during transient and steady state. The outcome of the analysis are the power required to compensate for the voltage depression, duration of starting process and the evaluation of dynamic response of the compensating device. Slight voltage oscillations were recorded upon the breaker making operation (0.7 s) in cases 1 and 2. It is caused by presence of long cable and the fact that it is being charged. It was clearly demonstrated that by using proposed software it is possible to deliver high quality estimates (useful in the

engineering design process) without detailed motor data that are usually hard to obtain.

6. REFERENCES

1. B.Ozpineci, L.M. Tolbert, Simulink Implementation of Induction Machine Model – A Modular Approach, IEEE 2003, ISBN 0 7803 7817 2
2. Sun T., Chen Z., Blaabjerg F., Flicker mitigation of grid connected wind turbines using STATCOM, IEEE 2004, ISBN 0 86341383 8
3. T.J.E. Miller, Reactive Power Control In Electric Systems, ISBN 0471869333 John Wiley&Sons, 1982
4. P. Kundur, Power Systems Stability and Control, McGraw-Hill 1994, ISBN 0-07-035958-X
5. Singh, B. Saha, R.; Chandra, A.; Al-Haddad, K. Static synchronous compensators (STATCOM): a review IET Power Electronics, v 2, n 4, p 297-324, July 2009, ISSN - 1755-4535
6. Power cables catalogue - <http://www.tfkable.com/en>
7. Katalog transformatorów mocy – <http://www.ftz.pl>
8. C.J. Rogers and D. Shirmohammadi, Induction Machine Modeling for Electromagnetic Transient Program. IEE 1987, ISSN 0885-8969
9. <http://www.mathworks.com/help/index.html>
10. P. Lipnicki, Przegląd Metod PLL do Synchronizacji z Siecią Przekształtników Energoelektronicznych, IAPGOŚ 2013, ISSN – 2083-0157
11. Standard IEC-60909-0, ISBN 2-8318-5369-9
12. Clarke, E., Circuit Analysis of AC Power Systems, Vol. 1, NY: John Wiley & Sons, Inc., 1950
13. Park, R. H., Two Reaction Theory of Synchronous Machines. Generalized Method of Analysis - Part I. Proceedings of the Winter Convention of the AIEE, 1929
14. Mohan N, Undeland T., Robbins W. Power electronics. Converters, Applications and Design, ISBN 0-471-42908-2, John Wiley & Sons, Inc., 2003
15. Standard IEC-60909-2, ISBN 979-2-88910-327-0
16. Huweg, A.F, Bashi, S.M., Mariun, N., A STATCOM simulation model to improve voltage sag due to starting of high power induction motor., ISBN 0-7803-8724-4, IEEE 2004
17. Melfi, M.J.; Umans, S.D., Transients during line-starting of squirrel-cage induction motors, ISBN 978-1-4244-6800-3, IEEE 2010
18. Patil, P.S., Porate, K.B., Starting Analysis of Induction Motor: A Computer Simulation by Etap Power Station, ISBN 978-1-4244-5250-7, IEEE 2009
19. Fan Z., Shuqin S., Lei Z. ; Wenping L.; Jian W.; Lian H., Study on Large Asynchronous Motor Starting Check for Auxiliary Power System, ISBN 978-1-4244-4812-8, IEEE 2010

SYMULACJA ZAPADÓW NAPIĘCIA W UKŁADZIE Z SILNIKAMI INDUKCYJNYMI O DUŻYCH MOCACH

Słowa kluczowe: moc bierna, rozruch, silnik indukcyjny klatkowy.

Artykuł prezentuje analizę zapadów napięć w sieciach SN podczas pracy silnika indukcyjnego klatkowego dużej mocy przy użyciu wybranych programów. Dzięki zastosowaniu aplikacji INDSYNW służącej do oszacowania szczegółowych danych silników, możliwe jest wykonanie analiz nie tylko podczas stanu ustalonego, lecz także w czasie rozruchu lub przeciążenia maszyny. Analizę przeprowadzono w programach NEPLAN oraz Simulink.

KOMPUTEROWY PROJEKT OŚWIETLENIA ELEKTRYCZNEGO BOISKA PIŁKARSKIEGO

Stanisław CZAPP, Kamil BABIŃSKI

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.: 347-13-98 fax: 347-18-98 e-mail: stanislaw.czapp@pg.gda.pl

Streszczenie: W artykule przedstawiono wybrane elementy komputerowego projektu oświetlenia elektrycznego boiska piłkarskiego o nawierzchni sztucznej. Obliczenia i wizualizacje wykonano z wykorzystaniem programu DIALux. W projekcie uwzględniono zalecenia m.in. FIFA i UEFA.

Słowa kluczowe: oświetlenie elektryczne, boisko piłkarskie, projektowanie, wizualizacja komputerowa

1. CHARAKTERYSTYKA ANALIZOWANEGO BOISKA PIŁKARSKIEGO

Komputerowy projekt oświetlenia elektrycznego dotyczy boiska piłkarskiego należącego do Centrum Sportu Akademickiego Politechniki Gdańskiej. Jest to boisko o nawierzchni sztucznej i wymiarach $100\text{ m} \times 64\text{ m}$. Nawierzchnia boiska otrzymała certyfikat FIFA, dzięki czemu przy odpowiednim oświetleniu możliwe jest rozgrywanie meczów piłkarskich na szczeblu krajowym.

Wymagania oświetleniowe dla boisk piłkarskich są zawarte w normie [1] i publikacjach [2-4]. Zgodnie z [3] boiska piłkarskie dzieli się na następujące klasy i związane z nimi przeznaczenie:

- klasa pierwsza: treningi i rekreacja,
- klasa druga: rozgrywki ligowe,
- klasa trzecia: rozgrywki krajowe,
- klasa czwarta: rozgrywki krajowe transmitowane przez telewizję,
- klasa piąta: rozgrywki międzynarodowe transmitowane przez telewizję.

Pod względem oświetlenia rozpatrywane boisko ma spełniać wymagania klasy czwartej. W projekcie budowlano-wykonawczym boiska [5] założono też, że każda jego połowa może stanowić odrębne boisko klasy pierwszej.

Podstawowe wymagania odnośnie do oświetlenia boisk piłkarskich, w zależności od ich klasy, przedstawiono w tabelicy 1. W przypadku boisk, dla których przewiduje się transmisję telewizyjną (klasa czwarta i piąta) określa się również dodatkowe wymagania, w szczególności najmniejsze dopuszczalne pionowe natężenie oświetlenia. Dane te zawarto w tabelicy 2.

W ramach projektu oświetlenia wykonano symulację komputerową dla następujących wariantów oświetlenia obiektu:

- oświetlenie techniczne boiska $\Rightarrow E_{\text{hsr}} = 2\text{ lx}$,

- klasa pierwsza dla każdej połowy boiska $\Rightarrow E_{\text{hsr}} = 75\text{ lx}$,
- klasa druga dla całego boiska $\Rightarrow E_{\text{hsr}} = 200\text{ lx}$,
- klasa trzecia dla całego boiska $\Rightarrow E_{\text{hsr}} = 500\text{ lx}$,
- klasa czwarta dla całego boiska $\Rightarrow E_{\text{hsr}} = 1000\text{ lx}$.

Tabela 1. Podstawowe wymagania oświetleniowe dla boisk piłkarskich [3]

Klasa boiska	Poziome natężenie oświetlenia (średnie) E_{hsr} [lx]	Równomierność oświetlenia		IG [%]	GR [-]	R_a [-]
		$\frac{E_{\text{min}}}{E_{\text{hsr}}}$	$\frac{E_{\text{min}}}{E_{\text{max}}}$			
I	≥ 75	$\geq 0,5$	-	≤ 55	≤ 50	≥ 20
II	≥ 200	$\geq 0,6$	-	≤ 55	≤ 50	≥ 65
III	≥ 500	$\geq 0,7$	-	≤ 55	≤ 50	≥ 80
IV	1000+2000	$\geq 0,8$	$\geq 0,6$	≤ 20	≤ 50	≥ 80
V	1500+3000	$\geq 0,8$	$\geq 0,6$	≤ 20	≤ 50	≥ 80 (pref. 90)

Objaśnienia:
 IG – przyrost pionowego i poziomego natężenia oświetlenia pomiędzy dwoma stykającymi się punktami pomiarowymi: siatka pomiarowa $10\text{ m} \times 10\text{ m}$,
 GR – wskaźnik oślnienia; przykładowe wartości: 10 – oślnienie niezauważalne, 30 – oślnienie zauważalne, 50 – oślnienie nieprzeszkadzające, 70 – oślnienie przeszkadzające, 90 – oślnienie nie do zniesienia,
 R_a – wskaźnik oddawania barw

Tabela 2. Dodatkowe wymagania dla boisk piłkarskich, jeżeli przewiduje się transmisję telewizyjną (kamery stałe)

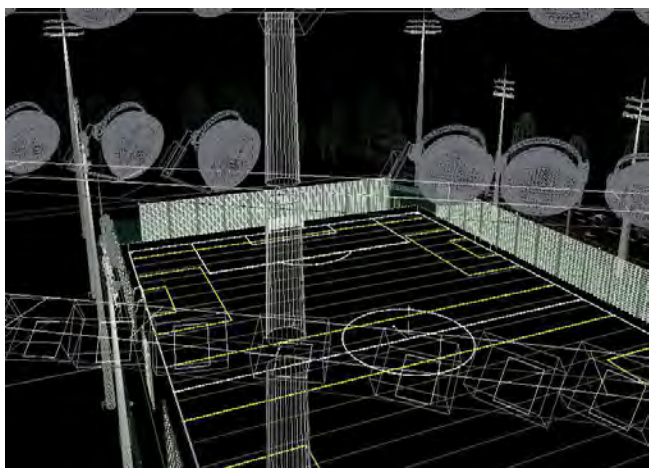
Klasa boiska	Pionowe natężenie oświetlenia (średnie) E_{vsr} [lx]	$\frac{E_{\text{vmin}}}{E_{\text{vsr}}}$	$\frac{E_{\text{vmin}}}{E_{\text{vmax}}}$
IV	≥ 1000	$\geq 0,6$	$\geq 0,4$
V	≥ 1400	$\geq 0,7$	$\geq 0,5$

Oświetlenie zostało zaprojektowane tak, aby można było oświetlać tylko jedną połowę boiska lub całe boisko, spełniając wymagania odpowiedniej klasy. Do sterowania oświetleniem przewidziano wykorzystanie systemu KNX [6]. Ze względu na obszerność tematyki, skupiono się

jedynie na komputerowym projekcie oświetlenia, który wykonano z wykorzystaniem programu DIALux.

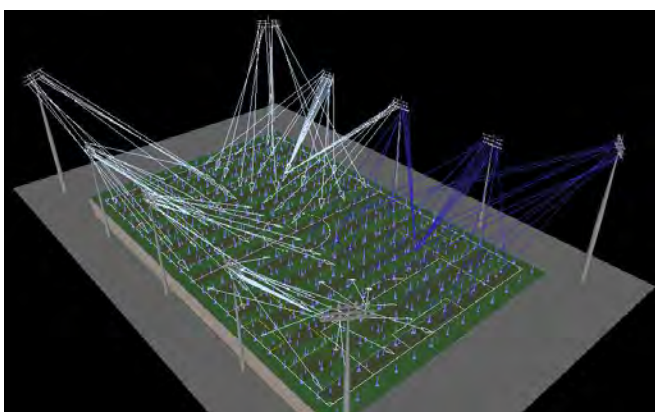
2. MODEL KOMPUTEROWY

Celem wykonania komputerowego modelu obiektu było jak najlepsze odwzorowanie jego elementów, tzn. nawierzchni boiska, bramek, a także najbliższego otoczenia. Boisko i jego otoczenie zamodelowano za pomocą prostopadłościanów, walców, kul oraz płaskich, prostokątnych elementów. Model składa się łącznie z ponad 2000 elementów. Na rysunku 1, dla przykładu, przedstawiono złożoność ich konstrukcji.



Rys. 1. Ukazanie złożoności konstrukcji poszczególnych elementów modelu boiska i jego otoczenia

W początkowym etapie projektowania utworzono płytę boiska oraz maszty oświetleniowe, co jest widoczne na rysunku 2. Wykonanie komputerowych obliczeń oświetleniowych na tak wstępnie przygotowanym modelu (bez elementów odwzorowujących otoczenie) zajmowało około 30 sekund. W przypadku kompletnego modelu czas ten wydłużał się do 7 godzin. Łączna liczba opraw oświetleniowych to 234, z których część (45 opraw) można obracać.



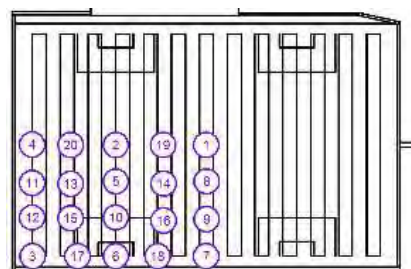
Rys. 2. Widok uproszczonego modelu boiska do wstępnych obliczeń

Wyniki obliczeń poziomego natężenia oświetlenia na boisku, pionowego natężenia oświetlenia dla kamer stałych i równomierności oświetlenia przedstawiono w tabelicy 3. W tabelicy tej zawarto informację o tym, czy spełnione są wymagania podane w tabelicy 1 i tabelicy 2.

Tablica 3. Wyniki obliczeń natężenia oświetlenia i równomierności oświetlenia

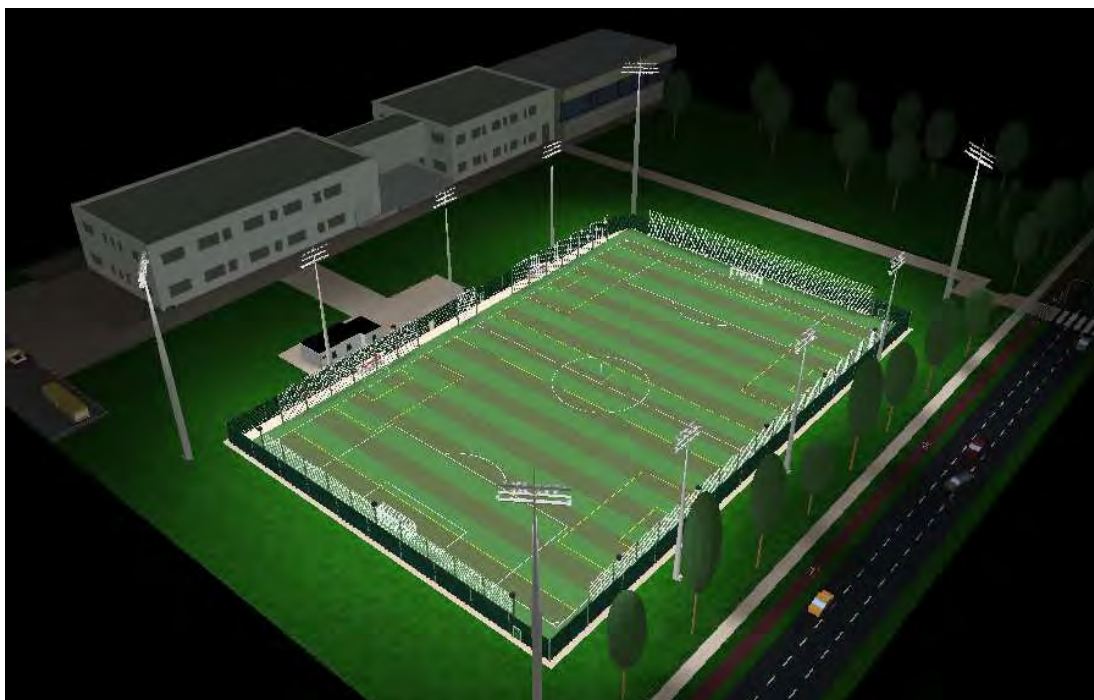
Parametr	Wartość obliczona		Czy spełniono wymagania podane w tabl. 1 i 2
Klasa pierwsza dla jednej połowy boiska $\Rightarrow E_{\text{hsr}} = 75 \text{ lx}$			
E_{hsr} [lx]	111		TAK
$\frac{E_{\text{min}}}{E_{\text{hsr}}}$ [-]	0,77		TAK
Klasa druga dla całego boiska $\Rightarrow E_{\text{hsr}} = 200 \text{ lx}$			
E_{hsr} [lx]	244		TAK
$\frac{E_{\text{min}}}{E_{\text{hsr}}}$ [-]	0,66		TAK
Klasa trzecia dla całego boiska $\Rightarrow E_{\text{hsr}} = 500 \text{ lx}$			
E_{hsr} [lx]	515		TAK
$\frac{E_{\text{min}}}{E_{\text{hsr}}}$ [-]	0,75		TAK
Klasa czwarta dla całego boiska $\Rightarrow E_{\text{hsr}} = 1000 \text{ lx}$			
	war. 1	war. 2	
E_{hsr} [lx]	1227	1337	TAK
$\frac{E_{\text{min}}}{E_{\text{hsr}}}$ [-]	0,81	0,84	TAK
$\frac{E_{\text{min}}}{E_{\text{max}}}$ [-]	0,7	0,73	TAK
E_{vsr} [lx] (dla kamer stałych)	1214	1323	TAK
$\frac{E_{\text{vmin}}}{E_{\text{vsr}}}$ [-]	0,81	0,84	TAK
$\frac{E_{\text{vmin}}}{E_{\text{vmax}}}$ [-]	0,68	0,7	TAK

Ważnym elementem, który należy uwzględnić podczas projektowania oświetlenia boisk jest zapewnienie odpowiedniego wskaźnika ośnienia GR. W przypadku analizowanego boiska wskaźnik ten nie powinien być większy niż 50 (tabl. 1). Informację o tym wskaźniku otrzymuje się poprzez rozmieszczenie na płycie boiska odpowiedniej liczby obserwatorów, co przedstawiono na rysunku 3.

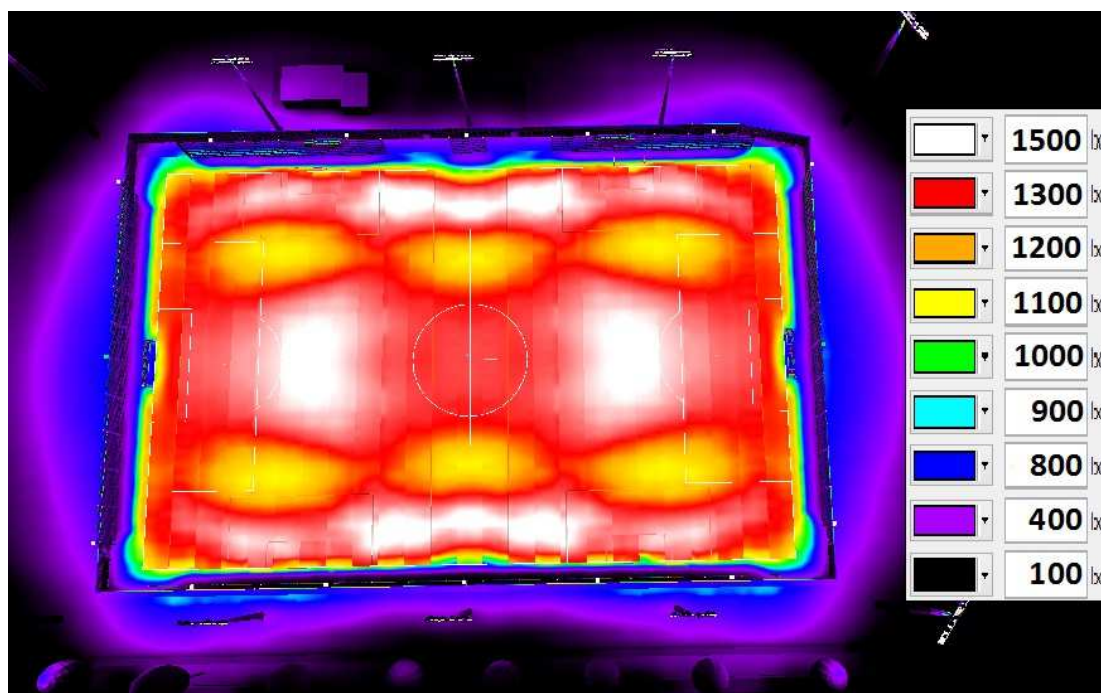


Rys. 3. Rozmieszczenie na płycie boiska 20 obserwatorów do określenia wskaźnika ośnienia GR

Wizualizację oświetlenia boiska dla wymaganego poziomu natężenia oświetlenia równego 1000 lx przedstawiono na rysunku 4.



Rys. 4. Wizualizacja oświetlenia boiska dla $E_{\text{hsr}} = 1000 \text{ lx}$



Rys. 5. Płaszczyzna z rozkładem natężenia oświetlenia nałożona na model boiska ($E_{\text{hsr}} = 1000 \text{ lx}$)

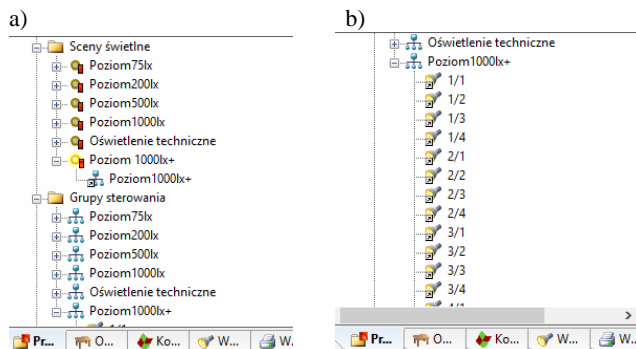
Na płycie boiska widoczne są m.in. linie białe oraz linie żółte. Linie białe wyznaczają charakterystyczne obszary i punkty (pole bramkowe, pole karne itp.) boiska pełnowymiarowego $100 \text{ m} \times 64 \text{ m}$, natomiast linie żółte, boiska mniejszego, utworzonego z połowy boiska pełnowymiarowego. Rysunek 5 obrazuje rozkład poziomego natężenia oświetlenia na boisku.

Aby umożliwić wielowariantowe oświetlenie boiska – założone poziomy natężenia oświetlenia to $E_{\text{hsr}} = 2 \text{ lx}$, 75 lx , 200 lx , 500 lx , 1000 lx – utworzono w programie DIALux odrębne sterowania oświetleniem.

Każda grupa wymaga utworzenia oddzielnej sceny świetlnej, co pokazano na rysunku 6. Uzyskanie wymienionych poziomów natężenia oświetlenia następuje poprzez załączanie odpowiednich grup lamp.

Zastosowano następujące oprawy i źródła światła firmy Philips:

- oprawy MVF403, źródła światła $76 \times \text{MHN-LA } 1000 \text{ W}$ oraz $60 \times \text{MHN-SAH } 2000 \text{ W}$,
- oprawy HNF003, źródła światła $84 \times \text{SON-T } 250 \text{ W}$,
- oprawy MMF183, źródła światła $14 \times \text{CDM-TD } 70 \text{ W}$.



Rys. 6. Menu projektu: a) sceny świetlne, b) grupy sterowania

W projekcie oświetlenia uwzględniono współczynnik konserwacji równy 0,77. Uwzględnia on spadek strumienia świetlnego spowodowany m.in. osadzaniem się brudu na oprawkach.

3. WNIOSKI KOŃCOWE

Wykonanie komputerowego projektu oświetlenia boiska piłkarskiego wraz wizualizacją oświetlenia jest zadaniem bardzo pracochłonnym. Dla ułatwienia realizacji zadania można posługiwać się gotowymi szablonami projektowymi znajdującymi się w bibliotece programu DIALux. W wielu przypadkach niezbędne jest jednak tworzenie własnych szablonów w bardziej rozbudowanym programie, np. Blender.

Opisany projekt oświetlenia boiska piłkarskiego został wykonany zgodnie z aktualnymi normami i może być wdrożony. Wielowariantowa analiza oświetlenia boiska oraz projekt elektrycznej instalacji zasilającej pozwala uzyskać dużą uniwersalność obiektu. Możliwe jest uzyskanie rozmaitych poziomów natężenia oświetlenia (stosownie do aktualnie wymaganej klasy boiska), co daje znaczne

oszczędności, jeżeli chodzi o zużycie energii elektrycznej. Komputerowa wizualizacja oświetlenia boiska piłkarskiego pozwala ocenić efekty planowanej inwestycji.

Osobnym zagadnieniem jest zasilanie elektroenergetyczne boiska piłkarskiego oraz infrastruktury z nim związanej. Szczególną uwagę należy zwrócić na niezawodność zasilania. W przypadku turniejów piłkarskich organizowanych przez FIFA lub UEFA wymagania te są bardzo ostre [4, 7, 8].

4. BIBLIOGRAFIA

1. PN-EN 12193:2008 – wersja angielska: Światło i oświetlenie – Oświetlenie w sporcie.
2. Guidelines and Recommendations for Floodlighting for all UEFA Competitions. UEFA, 2004.
3. Guide to the Artificial Lighting of Football Pitches. Wspólna publikacja FIFA i Philips Lighting, 2002.
4. Football Stadiums. Technical recommendations and requirements. FIFA, 2007, ISBN 978-3-9523264-0-4.
5. Projekt budowlano-wykonawczy boiska piłkarskiego na terenie Centrum Sportu Akademickiego Politechniki Gdańskiej w Gdańsku przy Al. Zwycięstwa 12, 2011.
6. Babiński K.: Projekt oświetlenia i instalacji elektrycznej stadionu piłkarskiego Centrum Sportu Akademickiego Politechniki Gdańskiej. Praca dyplomowa inżynierska, Politechnika Gdańska, Gdańsk 2013.
7. Boryń H., Czapp S.: Problemy niezawodności zasilania, ochrony przeciwporażeniowej i ochrony odgromowej na stadionie PGE Arena Gdańsk. Przegląd Elektrotechniczny, 2012, nr 4b, s. 316-321.
8. UEFA Stadium Infrastructure Regulations. Edition 2010.

COMPUTER-AIDED ELECTRICAL LIGHTING DESIGN OF A FOOTBALL PITCH

Key-words: electrical lighting, football pitch, design, computer visualization

In the paper electric lighting design of a football pitch with artificial grass is presented. The electric lighting was modelled and calculated with the use of the software DIALux. Basic recommendations of FIFA and UEFA organizations for football stadiums were taken into account.

WPLYW ROZŁOŻENIA ELEMENTÓW PRZETWORNICY ST1S10PUR NA ROZKŁAD TEMPERATURY

Elżbieta EKIERT¹, Stanisław GALLA²

1. e-mail: ekiert.ela@gmail.com
2. Katedra Metrologii i Optoelektroniki, Politechnika Gdańska
tel: (58) 347 21 40 fax: (58) 341 61 32 e-mail: galla@eti.pg.gda.pl

Streszczenie: W referacie przedstawiono wpływ zmian rozłożenia elementów w przetwornicy ST1S10PUR o topologii typu Buck na emisję termiczną z układu. Wpływ był analizowany na przykładzie wprowadzania drobnych zmian w rozkładzie ścieżek mozaiki połączeń we wszystkich rozpatrywanych konfiguracjach. Zastosowane zmiany w topologii połączeń pozwalają na oszacowanie rzeczywistych parametrów przetwornicy oraz pozwalają na ocenę ich wpływu na charakterystyki emisji termicznej.

Słowa kluczowe: zasilanie, termowizja, mozaika połączeń

1. WPROWADZENIE

Zagadnienia związane z nagrzewaniem się elementów półprzewodnikowych stanowią jedno z podstawowych ograniczeń konstrukcyjnych urządzeń elektronicznych. Obecnie w związku z masowym stosowaniem różnorodnej konwersji napięć zasilających dla układów elektronicznych mamy do czynienia z masowym wykorzystywaniem monolitycznych przetwornic zasilających, które umożliwiają elastyczne dostosowanie do aktualnych potrzeb układu elektronicznego. Umożliwiają one dzięki pracy na wyższych częstotliwościach na uzyskiwanie dużych gęstości energii przetwarzanych. Wiąże się to jednakże z koniecznością bardzo dokładnego opracowywania mozaiki połączeń danego układu. Zarówno z względu na konieczność zapewnienia minimalizacji emisji elektromagnetycznych (zagadnienie to omówiono w [1]) jak i zapewnienia kompromisu pod względem nagrzewania się układu. Producenci scalonych przetwornic monolitycznych nierzadko zamieszczają zalecenia dotyczące preferowanych rozwiązań topologicznych mających na celu minimalizowanie różnorodnych emisji. W pracy przedstawiono wyniki badań nad wpływem rozłożenia elementów na emisję termiczną przetwornicy typu ST1S10PUR firmy STMicroelectronics. Przetwornica powyższa zaliczana jest do układów monolitycznych, w pełni scalonych typu Buck. Pozwala ona na uzyskanie napięć w zakresie od 0,8 V do 85% napięcia zasilania przy obciążeniach do 3 A. Dopuszczalne napięcia zasilania przetwornicy powinny mieścić się pomiędzy 2,5 V do 18 V. Dodatkowo zgodnie z deklaracją producenta przetwornica charakteryzuje się sprawnością przetwarzania rzędu 90%. Przetwornica pracuje w pełni synchronicznie, co oznacza

brak potrzeby stosowania diody jako klucza. Napięcie wyjściowe układu ustalane jest przez próbkowanie wyjścia dzielnikiem rezystorowym [2]. Powyższa przetwornica jest jedną z wielu dostępnych na rynku i charakteryzuje się dużą powszechnością różnorodnych zastosowań.

W pracy przedstawiono zarejestrowane profile nagrzewania się samej przetwornicy jak i wybranych komponentów układu pozwalające na wskazanie optymalnej konfiguracji ułożenia elementów układu pozwalającej na zmniejszenie przyrostów temperatury osiąganych w czasie jego pracy. Wszystkie pomiary przyrostów temperatury realizowane w niemniejszej pracy były wykonywane optycznymi metodami bezstykowymi.

2. TEORIA POMIARÓW BEZSTYKOWYCH

Bezstykowy pomiar temperatury opiera się o wykorzystanie zjawiska emisji promieniowania cieplnego przez każdy obiekt, którego temperatura jest wyższa od 0 K. Wartość natężenia promieniowania cieplnego dla ciała doskonale czarnego w funkcji długości fali λ opisuje „prawo Plancka”. Równanie Stefana-Boltzmana jest efektem scałkowania krzywej Plancka w całym zakresie długości fali λ , gdzie:

$$E = k_0 \cdot T^4 \quad (1)$$

gdzie:

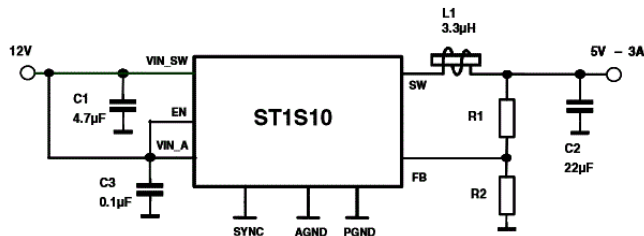
E – moc emisyjna ciała czarnego,
 k_0 – stała Stefana- Boltzmana $5,67 \cdot 10^{-8} \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{K}^{-4}$,
 T – temperatura.

Na podstawie wzoru (1) można stwierdzić, że moc emisyjna ciała czarnego jest ściśle związana z jego temperaturą. Ciała rzeczywiste emitują mniej energii w tej samej temperaturze niż ciało czarne, ze względu na właściwości powierzchni charakteryzowane przez tzw. współczynnik emisyjności względnej (jest to parametr mówiący ile razy promieniowanie ciała rzeczywistego jest mniejsze od promieniowania ciała doskonale czarnego). Należy tu nadmienić, że emisyjność badanych obiektów jest funkcją wielu parametrów m.in. temperatury i w rzeczywistości nie mamy do czynienia z ciałami doskonałymi. Natomiast wyniki pomiarów powinny uwzględniać występowanie wielu różnorodnych czynników wpływających na pomiar [2,

3, 4]. Stosowana obecnie aparatura pomiarowa (kamery termograficzne) ma możliwość uwzględnienia poprawek związanych z zastosowaną optyką i warunkami atmosferycznymi występującymi w czasie trwania pomiarów głównie dzięki oprogramowaniu zintegrowanemu z urządzeniem pomiarowym. W przypadku wykonywanych pomiarów termowizyjnych układu zasilającego powierzchnia obserwowana nie była jednorodna. Użyte elementy SMD charakteryzowały się różną formą ich wykonania, zarówno pod względem zastosowanych do ich budowy materiałów, jak i ich faktury [1]. Za quasi jednorodną płaszczyznę można uznać jedynie powierzchnię płytki PCB. Na tej podstawie należy wnioskować, że w czasie pomiarów termograficznych nie należy traktować uzyskanych obrazów za jednorodne pod względem współczynnika emisyjności. Określanie temperatury na podstawie ogólnie przyjętego współczynnika emisyjności skutkuje znacznymi błędami. Oczywiście możliwe jest wyznaczenie współczynników emisyjności dla poszczególnych obszarów, jednakże bez dodatkowego specjalistycznego oprogramowania jest to znacznie utrudnione. Lepszym rozwiązaniem w takich przypadkach jest wyznaczenie przyrostów temperatury w wybranych obszarach [5].

3. ZREALIZOWANY UKŁAD POMIAROWY

Poddano badaniom płytki PCB powstałe w ramach projektu [1]. Projekt płytki został zrealizowany w programie EAGLE na podstawie noty aplikacyjnej przedstawionej przez producenta [2]. W zrealizowanym projekcie wprowadzono zmiany ujednolicające komponenty na wszystkich badanych płytkach w postaci zamontowania kondensatorów od jednego producenta i pochodzących z jednej partii (bez zmiany ich wartości). Na rysunku 1 przedstawiono schemat aplikacyjny badanej przetwornicy:



Rys. 1. Schemat aplikacyjny przetwornicy ST1S10 [2]

Projekt poszczególnych mozaik połączeń oznaczono od A do G. W projekcie mozaiki A zastosowano proponowany przez producenta rozkład elementów. W pozostałych projektach wprowadzono pojedyncze zmiany w rozkładzie ścieżek. Dokładny opis oraz schematy mozaiki połączeń wraz z wprowadzonymi zmianami zostały opisane w pracy [1] poniżej przedstawiono skrócony opis zastosowanych zmian.

Projekt B – nastąpiło zwiększenie pętli prostownika przez odsunięcie cewki L 1 od przetwornicy ST1S10PUR,

Projekt C – nastąpiło usunięcie płaszczyzny masy spod cewki L 1.

Projekt D – nastąpiło zwiększenie długości linii przechodzącej przez cewkę L 1 od strony zacisków wyjściowych.

Projekt E – zmniejszono pętlę wejściową przetwornicy przez skrócenie tej ścieżki, zmianę uzyskano przez obrót kondensatora C 1 i zmniejszenia pól masy.

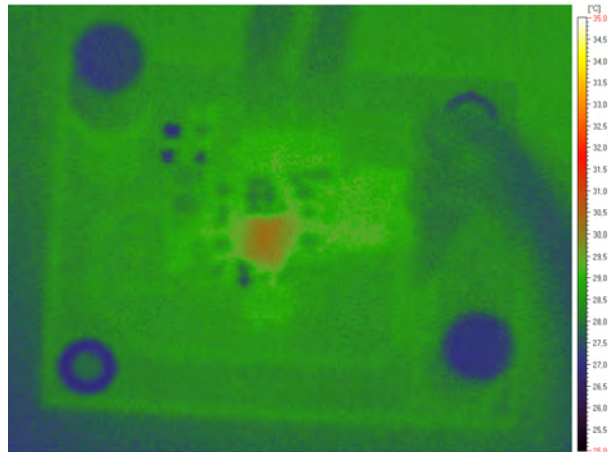
Projekt F i G nastąpiły zmiany w podziałach pól masy układów wejścia i wyjścia.

W celu porównywania wyników uzyskanych w badaniach emisyjności przewodowej opisanych w [1] z wynikami uzyskanymi w poniższych badaniach zastosowano ten sam układ obciążający wyjście przetwornicy, o wartości zmierzonej rezystancji $R = 3,35 \Omega$, zrealizowany w oparciu o połączenie szeregowego trzech rezystorów o wartości nominalnej $R = 1,0 \Omega$ o mocy $P = 5 \text{ W}$. Dla tak zrealizowanego obciążenia przy napięciu wyjściowym wynoszącym $U_{\text{out}} = 5,2 \text{ V}$ prąd wyjściowy wynosił $I_{\text{out}} = 1,55 \text{ A}$ [1]. Dodatkowo dla celów powyższych badań zrealizowano pomiary przy prądach obciążenia $I_{\text{out}} = 2,5 \text{ A}$ oraz przy $I_{\text{out}} = 3 \text{ A}$. Pomiary termowizyjne realizowano kamerą termowizyjną typu VIGOCAM v50 w odległości pomiarowej 550 mm z obiektywem 35 mm. Podstawowe parametry kamery podano w dokumentacji kamery [6].

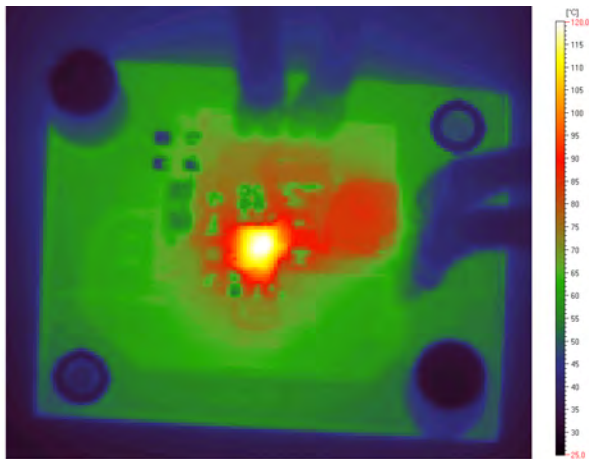
4. ZREALIZOWANE BADANIA UKŁADU

W niniejszym punkcie przedstawiono wybrane wyniki zrealizowanych pomiarów termograficznych dla poszczególnych projektów płytki przetwornicy ST1S10PUR.

Obserwacji w zakresie podczerwieni były poddane obszary: całej płytki reprezentowane m.in. na rysunkach 2 i 3, oraz wyniki przyrostów temperatury zawężone do obszaru przetwornicy ST1S10PUR oraz cewki obwodu wejściowego L 1. Na rysunku 2 przedstawiono przykładowy termogram płytki podstawowej (projekt A) w stanie biegu jałowego po 9 minutach pracy oraz na rysunku 3 przy obciążeniu 3 A po 10 minutach.

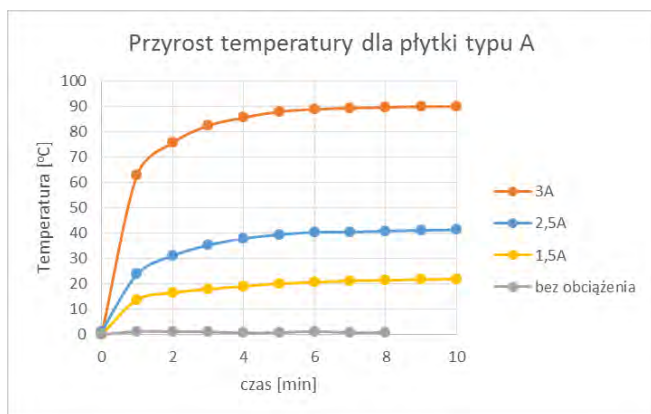


Rys. 2. Termogram mozaiki całej płytki projektu A dla biegu jałowego



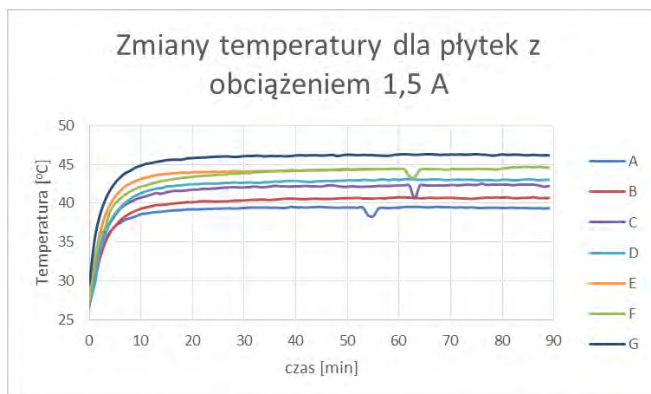
Rys. 3. Termogram mozaiki całej płytki projektu A przy obciążeniu 3 A

Na poniższym wykresie przedstawiono zestawienie zarejestrowanych przyrostów temperatury dla całego obszaru zrealizowanej płytki wg mozaiki A (projektu producenta) w czasie do 10 min.



Rys. 4. Wykres zmian przyrostów temperatury na powierzchni płytki wg projektu A dla różnych wartości obciążenia

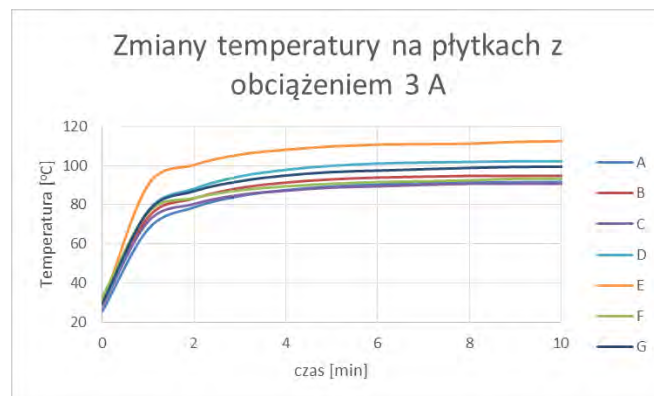
Na rysunku 6 przedstawiono zebrane wyniki obserwacji wszystkich zrealizowanych projektów obwodów drukowanych układu zasilacza wykorzystującego przetwornicę ST1 S10 PUR (projekty od A do G)



Rys. 5. Wykres zmian temperatury na powierzchni płytek wykonanych wg projektów od A do G przy obciążeniu 1,5 A, dla czasu obserwacji 90 min

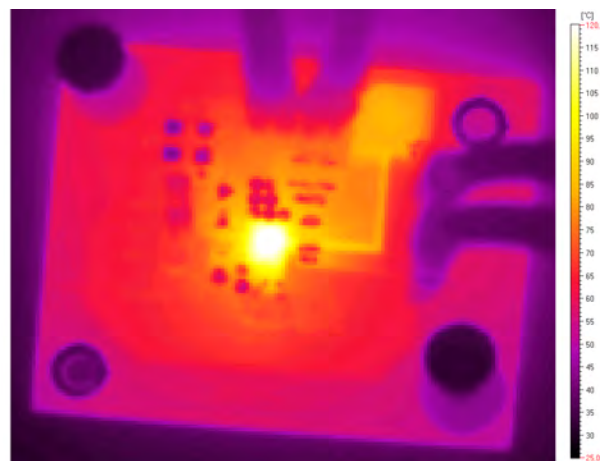
Czasy badań układów przy pełnym obciążeniu zostały zredukowane do 10 min. Redukcja czasu pomiaru została

wykonana na podstawie pierwszych pomiarów nagrzewania badanych płytek. Pomiar te pozwoliły na wyznaczenie stałej stabilizacji temperaturowej układu, przy różnych obciążeniach. W przypadku obciążenia wynoszącego 3 A oszacowany czas stabilizacji temperaturowej wynosił około 6 min. Dla prądu obciążenia 1,5 A stabilizacja temperatury następowała po okresie około 20 min.



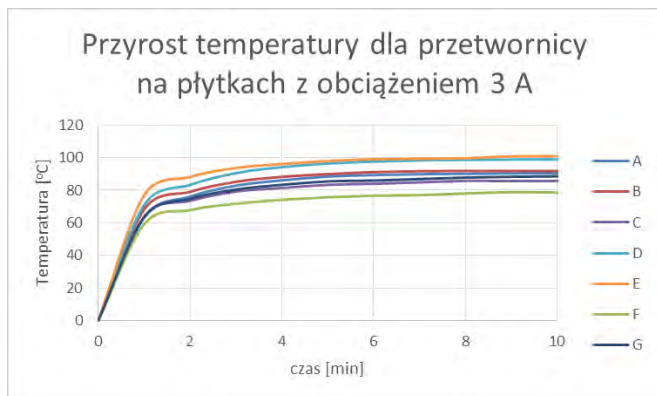
Rys. 6. Wykres zmian przyrostów temperatury na powierzchni płytek wykonanych wg projektów od A do G przy obciążeniu 3 A

Na rysunku 7 przedstawiono zdaniem autorów jedną z ciekawszych rejestracji termograficznych na której widać wyraźnie obszary o zwiększonej emisji termicznej z płytki układu zrealizowanego dla projektu B. W szczególności pokazuje ona znaczne nagrzewanie się ścieżki wyjściowej (pomiędzy przetwornicą a cewką L 1). Należy tu zaznaczyć, iż szerokość ścieżki została w projekcie dobrana zgodnie z zaleceniami producenta.

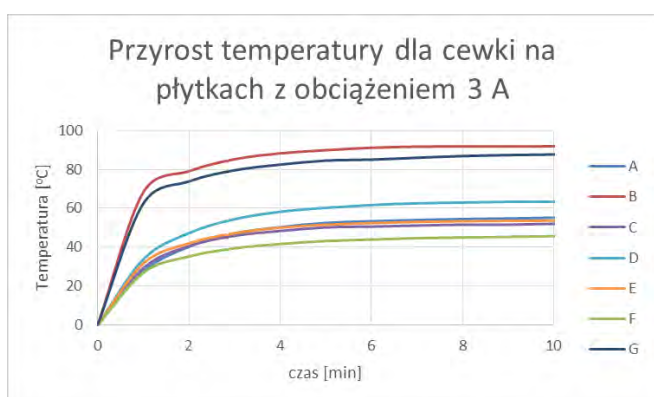


Rys. 7. Termogram mozaiki całej płytki projektu B przy obciążeniu 3 A, dla ustalonego stanu cieplnego

Rysunek 8 przedstawia wykresy zmian przyrostów temperatury przetwornicy ST1S10PUR w poszczególnych realizacjach projektowych (od A do G) dla obciążenia 3 A. Dodatkowo na rysunku 9 przedstawiono zanotowane przyrosty temperatury dla cewki L 1. Przedstawione na rysunku 8 przyrosty temperatury odnoszące się do obciążenia maksymalnego wynoszącego 3 A dla różnych wariantów mozaiki przetwornicy. Wskazują na możliwość włączenia się jej zabezpieczenia termicznego przy pracy długotrwałej (zgodnie z danymi katalogowymi powinno to nastąpić przy temperaturze 150°C).



Rys. 8. Wykres zmian przyrostów temperatury na powierzchni przetwornicy S1S10PUR dla płytek wykonanych wg projektów od A do G przy obciążeniu 3 A



Rys. 9. Wykres zmian przyrostów temperatury na cewce dla płytek wykonanych wg projektów od A do G przy obciążeniu 3 A.

5. WNIOSKI KOŃCOWE

Przeprowadzone pomiary termograficzne modułu zasilającego opartego o przetwornicę S1S100PUR w różnych konfiguracjach mozaiki obwodów wykazały jej stosunkowo dużą czułość na zamiany w topologii rozłożenia komponentów układu. Równocześnie pomiary wskazują, iż stosowanie się do ogólnych zasad projektowych nakazujących minimalizację m.in. pętli wejściowych znacząco może poprawić warunki pracy układu (widać to na przykładzie porównania temperatur zastosowanej

przetwornicy pomiędzy układem bazowym A oraz układem F w którym zminimalizowano pętlę wejściową układu) w takim przypadku uzyskuje się zmniejszenie temperatury na przetwornicy rzędu 15° oraz zmniejszenie temperatury powierzchni całej płytki rzędu 10°. Równocześnie wyraźnie widać na przykładzie rysunku 7, że jakiegokolwiek prowadzenie długich ścieżek pomiędzy komponentami układu prowadzi do znaczącego wzrostu temperatury oraz może prowadzić do przeciążenia prądowego danej ścieżki dla jej pracy długotrwałej. Przeprowadzone badania wskazują, że w przypadku pracy długotrwałej przy pełnej mocy pobieranej (3 A) należy się liczyć z termicznym uszkodzeniem układu przetwornicy niezależnie od wersji mozaiki obwodu drukowanego włącznie z topologią zalecaną przez producenta. Zrealizowane układy wskazują, iż układ powinien być przeznaczony do pracy przy obciążeniach do 2 A i temperaturach otoczenia do 55 °C. Równocześnie widać, iż niewielkie zmiany w topologii rozmieszczania elementów mogą mieć krytyczny wpływ na nagrzewanie się całego układu.

6. BIBLIOGRAFIA

1. Pietrzak A., Galla S.: Wpływ zmian rozmieszczenia elementów na emisje przewodową przetwornicy ST1SPUR Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej Nr 36 Gdańsk 2013 str. 153 – 157.
2. Dostęp 05 marca 2014 z sieci uczelnianej w Internecie: <http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/CD00169322.pdf>.
3. Minkina, W., Dudzik, S. Infrared thermography – errors and uncertainties. John Wiley&Sons Ltd, Chichester (2009), ISBN: 978-04-707471-8-6 .
4. Więcek B., De Mey G.: Termowizja w podczerwieni. Podstawy i zastosowania. PAK Warszawa (2011), ISBN: 978-83-926319-7-2.
5. Galla S.: Wykorzystanie termowizji w badaniach odporności. Przegląd Elektrotechniczny, R. 88, Nr 2/2012, s. 36-38
6. Dostęp 12 grudnia 2013 z sieci uczelnianej w Internecie: <http://www.vigo.com.pl/produkty/kamery-termograficzne/vigocam-v50>.

EFFECT OF PLACEMENT OF THE ELEMENTS OF ST1S10PUR INVERTER ON THE TEMPERATURE EMISSION

Key words: power supply, thermography, layout

The paper presents the results of measurements performed on different thermographic system version of the DC / DC converter based on ST1S10PUR component. Based on the obtained thermograms has been estimated potential ability to use the particular solution and maximum efficiency of the ST1S10PUR has been estimated.

INTELIĞENTNE HYBRYDOWE SYSTEMY WYSZUKIWANIA INFORMACJI

Adam Ł. KACZMAREK

Politechnika Gdańska; Wydział Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki
tel: 58 347 13 78 fax: 58 347 22 22 e-mail: adam.l.kaczmarek@eti.pg.gda.pl

Streszczenie: Istnieje wiele metod wyszukiwania informacji. Artykuł przedstawia możliwości połączenia tych metod i skonstruowania uniwersalnego, hybrydowego systemu wyszukiwania. W artykule zaproponowana została architektura personalnego agenta wyszukiwania (PAW). Posiada on cechy systemu ekspertowego, wyszukiwarki oraz agenta komputerowego. PAW pozwala na pozyskiwanie informacji personalnych tj. numery telefonów osób znajomych. Ponadto umożliwia pobieranie informacji z sieci Internet oraz służy do przeszukiwania zasobów Internetu w celu znalezienia informacji wskazanych przez użytkownika, np. księgarnie internetowe oferujące książki w najniższej cenie. Personalny agent wyszukiwania rozszerza możliwości wyszukiwarek internetowych.

Słowa kluczowe: systemy agentowe, wyszukiwanie informacji

1. WPROWADZENIE

Inteligentne wyszukiwanie informacji (ang. intelligent information retrieval) jest pojęciem rozumianym na kilka sposobów. Pojęcie to odnosi się do: wyszukiwania informacji w sieci Internet (ang. web search) [1], systemów agentowych (ang. agent systems) [2], systemów wspomagających podejmowanie decyzji (ang. Decision Support Systems) [3], sieci semantycznych (ang. semantic web) [4] oraz inteligencji sieciowej (ang. web intelligence) [5]. Zagadnienia te nie są od siebie niezależne. Zakresy obejmowanych przez nie tematów częściowo się ze sobą pokrywają. W szczególności zagadnienie inteligencji sieciowej obejmuje szeroki obszar informatyki, w tym temat systemów agentowych oraz sieci semantycznych.

Różne systemy wydobywania informacji charakteryzują się różnymi zaletami i ograniczeniami. Rozwój tego rodzaju systemów realizowany może być przez poprawę jakości poszczególnych rodzajów wyszukiwania, jak również przez tworzenie systemów hybrydowych wykorzystujących różne technologie. Niniejszy artykuł podejmuje temat rozwoju systemów wyszukiwania poprzez skonstruowanie systemu hybrydowego. Do systemów takich należy przedstawiony w tym artykule personalny agent wyszukiwania (PAW).

2. RODZAJE WYSZUKIWANIA INFORMACJI

2.1. Wyszukiwanie w Internecie

Wyszukiwanie informacji w sieci Internet zwykle utożsamiane jest z wykorzystaniem wyszukiwarek internetowych. W wyniku ich rozwoju opracowanych zostało wiele nowatorskich metod wyszukiwania. Jedne z pierwszych systemów wyszukiwania opierały się na częstości występowania różnego rodzaju słów w tekście [6]. W późniejszym okresie spopularyzowana została metoda oceny adekwatności stron internetowych na podstawie analizy odsyłaczy między stronami [1]. Ta technologia stanowiła podstawę skonstruowania najpopularniejszej wyszukiwarki, jaką jest Google. Obecnie podczas wyszukiwania branych jest pod uwagę wiele różnorodnych cech stron internetowych, na przykład, ich popularność.

Wyszukiwarki skonstruowane są tak, że za pomocą robotów internetowych pobierają zawartość stron internetowych, a następnie analizują i przechowują ich zawartość. W wyniku analizy stron tworzone są indeksy. Indeksy zawierają różne dane, w szczególności stosowane są indeksy, dzięki którym w szybki sposób można określić, jakie strony zawierają pewne wyrazy lub pewną sekwencję wyrazów.

Inteligentne wyszukiwanie informacji rozumiane jest jako znajdowanie danych adekwatnych do oczekiwań użytkownika [7]. Takie postrzeganie inteligentnego wyszukiwania informacji jest równoważne z interpretowaniem tego pojęcia jako wyszukiwanie w odpowiedni sposób. Wyszukiwarki w znacznej mierze realizują ten cel, jednak posiadają pewne ograniczenia.

Wyszukiwarki mają ograniczone możliwości dostępu do tzw. sieci ukrytej (ang. deep web) [8]. Jest to zawartość sieci dostępna między innymi na dynamicznie generowanych stronach internetowych, na przykład na stronach dostępnych poprzez formularze i kwerendy. Ponadto wyszukiwarka może być czasowo niedostępna. Wprawdzie występowanie takich sytuacji jest rzadkie, jednak trzeba mieć świadomość, że może wystąpić. Cechą wyszukiwarek jest również to, że istnieje pewne opóźnienie w uwzględnianiu w wyszukiwarkach zmian występujących na stronach internetowych.

Alternatywą dla typowych wyszukiwarek internetowych są wyszukiwarki typu Peer-to-Peer [9]. Ich działanie polega na tym, że użytkownicy Internetu wzajemnie udostępniają sobie informacje. Wyszukiwarki Peer-to-Peer nie posiadają

scentralizowanych serwerów, na których gromadzone są informacje o stronach internetowych. Wszystkie dane niezbędne do przeprowadzenia wyszukiwania są rozdystrybuowane pomiędzy użytkowników wyszukiwarki.

2.2. Systemy ekspertowe

Innym zagadnieniem, którego dotyczy temat wyszukiwania informacji są systemy wspomagające podejmowanie decyzji DSS (ang. decision support systems) oraz systemy ekspertowe (ang. expert systems) [3]. Mają one bardzo szerokie zastosowanie. Używane są między innymi do celów medycznych, takich jak udostępnianie lekarzom informacji pomocnych przy stawianiu diagnoz. Wyróżnić można wiele rodzajów systemów ekspertowych i systemów DSS w zależności od użytej w nich technologii oraz ich zastosowania. Jednak zawsze systemy takie charakteryzują się tym, że posiadają pewną bazę informacji oraz mechanizmy pozwalające na przetwarzanie tych informacji. Systemy wykorzystujące algorytmy sztucznej inteligencji nazywane są inteligentnymi systemami wspomagającymi podejmowanie decyzji (ang. intelligent decision support systems).

2.3. Systemy agentowe

Innym zagadnieniem odnoszącym się do pojęcia inteligentnego wyszukiwania informacji jest tworzenie systemów agentowych. Pojęcie agenta jest definiowane na różne sposoby. Przyjmując definicję podaną przez Woolridge'a, agent jest to program komputerowy działający w określonym środowisku i będący w stanie wykonywać w tym środowisku autonomiczne działania, aby osiągnąć wyznaczone mu cele [2]. Tworzone są również bardziej złożone agenty nazywane inteligentnymi agentami. Charakteryzują się one między innymi tym, że potrafią dostosować się do zmian w środowisku, komunikować się z innymi agentami oraz osiągać swoje cele na różne sposoby [10]. Wyszukiwanie informacji z wykorzystaniem inteligentnych agentów określane jest jako inteligentne wyszukiwanie informacji [11].

Szczególnie istotne dla zagadnienia inteligentnego wyszukiwania informacji są agenty działające w środowisku Internetu. Zaprogramowane są one tak, aby posiadały zdolność przeglądania zasobów internetowych i porównywania znalezionych informacji. Przykładowo, opracowane zostały systemy agentowe przeznaczone do przeprowadzania zakupów za pośrednictwem Internetu [12]. Agenty pracujące w takim systemie służą do wyszukiwania dostępnych ofert oraz identyfikowania oferty najatrakcyjniejszej. Agenty są tworzone w taki sposób, aby potrafiły filtrować informacje, dzięki czemu są w stanie przetwarzać zasoby internetowe mimo nadmiaru danych znajdujących się w tych zasobach. Agenty służące do kupowania w Internecie pełnią funkcję asystenta człowieka. Dzięki nim człowiek nie musi samodzielnie przeglądać zawartości dostępnych w Internecie sklepów internetowych. Agenty tworzą dla użytkownika listę najbardziej atrakcyjnych ofert. Użytkownik podejmuje ostateczną decyzję, którą z ofert wybrać, jednak agenty przeprowadzają wyszukiwanie i oceniają atrakcyjność produktów na podstawie znanych im kryteriów. Ponadto agenty charakteryzują się tym, że uczą się preferencji użytkownika i dostosowują swoje działanie do jego zwyczajów. W zależności od

dokonywanych wyborów użytkownika są w stanie dopasowywać rodzaj znajdujących produktów i sposób ich oceny.

2.4. Sieć semantyczna

W celu stworzenia sieci semantycznej opracowane zostały zestawy standardów zapisu informacji [4]. Sieć semantyczną stanowią informacje zdefiniowane zgodnie z tymi standardami. Informacje w sieci semantycznej zapisywane są w sposób jednoznaczny. W języku naturalnym występują liczne nieścisłości i niejednoznaczności. Powoduje to problemy podczas prób interpretacji przez systemy komputerowe komunikatów wyrażonych w języku naturalnym. W celu rozwiązania tego problemu opracowane zostały standardy zapisu informacji pozwalające na podawanie tych informacji w strukturach sieci semantycznej w jednoznaczny sposób, co pozwala na ich przetwarzanie za pomocą algorytmów komputerowych. Informacje w sieci semantycznej są wyrażone w taki sposób, że mogą być one wykorzystywane zarówno przez algorytmy komputerowe, jak i przez użytkowników.

Do standardów zastosowanych w sieci semantycznej należy: URI (Uniform Resource Identifier), XML (Extensible Markup Language), RDF (Resource Description Framework) oraz OWL (Web Ontology Language). W sieci semantycznej każdy zasób jest identyfikowany za pomocą URI. Jest to łańcuch znaków odnoszący się do nazwy lub adresu zasobu. W szczególności URI może być adresem strony internetowej. Opracowanych zostało wiele wariantów identyfikatora URI odnoszących się do różnego rodzaju zasobów. Innym standardem, na którym oparta jest sieć semantyczna jest XML. Jest to format zapisu danych w plikach tekstowych. Charakteryzuje się tym, że możliwe jest odczytanie danych zapisanych w postaci pliku XML zarówno przez systemy komputerowe, jak i użytkowników. Kolejnym standardem powszechnie stosowanym w sieci semantycznej jest RDF. Standard ten umożliwia stworzenie opisu zasobów składających się z elementów zawierających nazwę zasobu, jego własność oraz wartość tej własności. Na przykład, w ten sposób można określić, że autorem pewnego zasobu jest określona osoba. Innym bardzo ważnym standardem, na którym oparta jest sieć semantyczna jest OWL. Standard ten pozwala na tworzenie ontologii. Ontologie stanowią opis zależności między różnymi zasobami, obiektami oraz klasami obiektów. Ontologia może dotyczyć zarówno obiektów rzeczywistych jak i istniejących jedynie w postaci elektronicznej. Na podstawie ontologii oraz zależności w nich zdefiniowanych możliwe jest przeprowadzanie procesu wnioskowania.

2.5. Inteligencja sieciowa

Inteligencja sieciowa powstaje w wyniku połączenia wielu różnych technologii [5]. Do technologii tych należą, między innymi, technologie informacyjne, sztucznej inteligencji, wyszukiwania informacji, zarządzania danymi, sieci semantycznej oraz systemów agentowych. Podczas tworzenia inteligencji sieciowej bierze się również pod uwagę psychologiczne aspekty użytkowników, ich zwyczaje i zachowanie. Głównym celem powstania inteligencji sieciowej jest utworzenie struktur danych i zasobów wiedzy mających zastosowanie podczas rozwiązywania problemów przez ludzi będących użytkownikami sieci. Konsekwencją przyjęcia takiego celu jest to, że informacje zapisane w strukturach inteligencji sieciowej powinny być zapisywane w taki sposób,

aby mogły być bez problemów interpretowane i przetwarzane przez użytkowników.

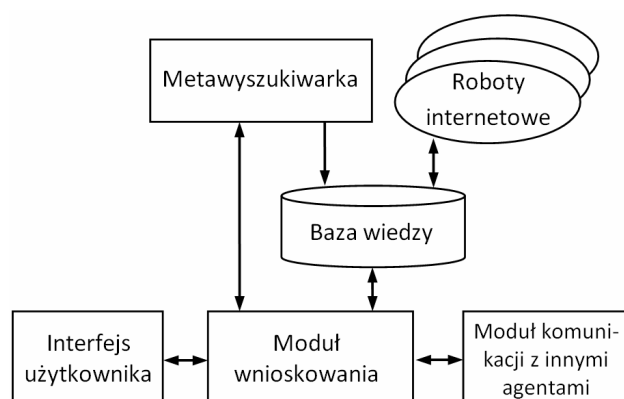
Mechanizmy inteligencji sieciowej w szerokim zakresie opierają się na zastosowaniu technologii systemów agentowych oraz sieci semantycznej. Inteligencja sieciowa obejmuje ponadto technologie pozwalające na pozyskiwanie informacji w wyniku rozpoznawania mowy oraz widzenia komputerowego. W szczególności informacje mogą być pobierane z danych multimedialnych. Dane takie, jak na przykład filmy, zawierają ogromną ilość informacji, która w większości nie jest interpretowana i przetwarzana przez systemy komputerowe. Wprowadzenie możliwości interpretacji danych multimedialnych w inteligencji sieciowej stanowi ogromny potencjał rozwoju systemów informacyjnych.

3. PERSONALNY AGENT WYSZUKIWANIA

Personalny agent wyszukiwania PAW jest systemem hybrydowym posiadającym cechy różnych systemów wyszukiwania.

3.1. Architektura agenta

System PAW składa się z kilku modułów. Jest to interfejs użytkownika, baza wiedzy, moduł wnioskowania, metawyszukiwarka, roboty internetowe i moduł komunikacji. Architektura systemu przedstawiona jest na rysunku 1.



Rys. 1. Architektura personalnego agenta wyszukiwania

Agent posiada elementy systemu ekspertowego, systemu agentowego oraz wyszukiwarki internetowej. W skład agenta wchodzi między innymi baza wiedzy oraz moduł wnioskowania. Są to moduły wywodzące się z konstrukcji systemów agentowych. Agent zawiera również roboty internetowe, które są elementem charakterystycznym dla wyszukiwarek internetowych. Ponadto architektura uwzględnia moduł komunikacji z innymi agentami stosowany w systemach agentowych.

3.2. Moduły wyszukiwania

W bazie wiedzy znajdują się informacje pochodzące z różnych źródeł. Mogą to być zarówno informacje pobrane ze stron internetowych, jak również dane wprowadzone przez użytkownika tj. adresy i dane kontaktowe osób znanych użytkownikowi. Baza wiedzy może przechowywać informacje w różnym formacie. W szczególności mogą one być zawarte w strukturach danych zgodnych z zasadami tworzenia sieci semantycznej. Baza wiedzy może również przechowywać informacje w formatach stosowanych w wyszukiwarkach

internetowych oraz systemach ekspertowych. Dane przechowywane w bazie wiedzy powinny ponadto zawierać informacje dotyczącą czasu ich wprowadzenia oraz czasu ostatniej modyfikacji, ponieważ dane te mogą ulegać dezaktualizacji. Na przykład numer telefonu osoby znanej może zostać zmieniony. W przypadku konieczności wykorzystywania danych aktualnych niezbędne jest skorzystanie z innych modułów agenta.

Informacje zgromadzone w bazie wiedzy są przetwarzane i prezentowane użytkownikowi za pośrednictwem modułu wnioskowania. Gdy użytkownik poszukuje pewnej informacji, agent w pierwszej kolejności sprawdza dostępność tej informacji w bazie wiedzy. Jeśli jest ona niedostępna wykorzystywane są pozostałe moduły agenta. Agent posiada trzy moduły służące do pobierania informacji. Jest to metawyszukiwarka, roboty internetowe oraz moduł komunikacji z innymi agentami.

Działanie metawyszukiwarki opiera się na tym, że korzysta ona z wyników wyszukiwania innych wyszukiwarek dostępnych w sieci Internet. Metawyszukiwarka jest uruchamiana wtedy, gdy informacja poszukiwana przez użytkownika nie jest dostępna w bazie wiedzy. Metawyszukiwarka może korzystać z różnych serwisów i portali internetowych. Działaniem wyszukiwarki steruje moduł wnioskowania.

W przypadku, gdy wyniki działania metawyszukiwarki nie są adekwatne do oczekiwań użytkownika, personalny agent wyszukiwania posiada możliwość uruchomienia własnych robotów internetowych zdolnych do przeszukiwania sieci Internet. Ich głównym celem jest dostęp do zasobów sieci ukrytej oraz przeszukiwanie zawartości pewnego zbioru stron internetowych wskazanych przez użytkownika. Użytkownik może wskazać pewien zbiór stron, na przykład zawartość sklepu internetowego lub biblioteki cyfrowej, a następnie agent za pomocą robotów przeszukuje zawartość tych stron w celu zidentyfikowania informacji poszukiwanych przez użytkownika. W przypadku takiego wyszukiwania występuje pewne opóźnienie w podawaniu przez agenta informacji użytkownikowi. Spowodowane jest to koniecznością przetworzenia przez roboty agenta wskazanych im stron internetowych. Jednak dzięki działaniu robotów, użytkownik może uzyskać informacje aktualne i dostosowane do jego oczekiwań.

Kolejną częścią agenta pozwalającą na pobieranie informacji jest moduł komunikacji z innymi agentami. Różni użytkownicy mogą posiadać własne personalne agenty wyszukiwania i może dochodzić do wymiany informacji między tymi agentami. Wymiana informacji odbywać się może w analogiczny sposób jak w przypadku wyszukiwarek Peer-to-Peer. Ponadto agenty różnych użytkowników mogą udostępniać sobie nie tylko informacje ogólnodostępne, które można pozyskać w Internecie. W systemie wieloagentowym istnieje możliwość wskazania grupy agentów zaufanych, którym udostępnia się więcej informacji. Użytkownik mógłby określić, że pewna grupa agentów innych użytkowników należy do grupy agentów zaufanych, przez co agenty te miałyby możliwość dostępu do personalnych danych użytkownika tj. prywatny numer telefonu.

3.3. Interfejs użytkownika

Ważnym modułem personalnego agenta jest interfejs użytkownika. Powinien łączyć w sobie prostotę obsługi z szerokimi możliwościami konfiguracji agenta wyszukiwania. Głównym elementem interfejsu jest pole tekstowe służące do wprowadzania zapytań określających tematy poszukiwanych

przez użytkownika. Użytkownik będzie miał możliwość wskazania czy wyszukiwanie ma być przeprowadzane jedynie na podstawie bazy wiedzy agenta, czy na podstawie metawyszukiwarki czy też w oparciu o roboty lub moduł komunikacji z innymi agentami. Użytkownik może również wskazać, żeby agent przeprowadził wyszukiwanie za pomocą wszystkich dostępnych mu metod.

W konstrukcji interfejsu zakłada się możliwość skorzystania ze słów kluczowych stosowanych w wyszukiwarkach do precyzowania treści zapytań. Na przykład w wyszukiwarce Google do tego rodzaju słów kluczowych należy wyraz *site*. Jeśli użytkownik wpisze to słowo, a następnie po dwukropku poda adres pewnej strony internetowej, to wyszukiwarka Google przeprowadza wyszukiwanie w obrębie tej strony. Personalny agent wyszukiwania również miałby możliwość przetwarzania takich poleceń.

4. WNIOSKI KOŃCOWE

Użytkownicy sieci Internet przeprowadzają wyszukiwanie przede wszystkim za pomocą wyszukiwarek internetowych. Personalny agent wyszukiwania rozszerza ich możliwości. PAW dostarcza funkcjonalność wyszukiwarki, a ponadto udostępnia również inne mechanizmy pozwalające na wydobywanie informacji. Istnieją duże możliwości rozbudowania systemu PAW oraz dostosowania go do potrzeb użytkownika. Korzystanie z personalnych agentów wyszukiwania może stać się równie powszechne, jak używanie wyszukiwarek internetowych.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Langville A.N., Meyer C.D.: *Google's PageRank and Beyond: The Science of Search Engine Rankings*, Princeton University Press 2006, ISBN 978-0691122021
2. Wooldridge M.: *An Introduction to MultiAgent Systems*, John Wiley & Sons 2002, ISBN 978-0471496915

3. Phillips-Wren G., Mora M., Forgionne G.A., Garrido L., Gupta, J.N.D.: *A Multicriteria Model for the Evaluation of Intelligent Decision-making Support Systems (i-DMSS)*, *Intelligent Decision-making Support Systems*, Springer 2006 s. 3-24, ISBN 978-1-84628-228-7
4. Berners-Lee T., Hendler J., Lassila O.: *The Semantic Web, A new form of Web content that is meaningful to computers will unleash a revolution of new possibilities*, *Scientific American*, Nr 284 (5), Nature Publishing Group 2001 s. 34-43, ISSN 0036-8733
5. Curran K., Murphy C., Annesley S.: *Web Intelligence in Information Retrieval*, *Information Technology Journal* Nr 3 (2), *Asian Network for Scientific Information* 2004 s. 196-201, ISSN 1682-6027
6. Salton G., Wong A., Yang C. S.: *A Vector Space Model for Automatic Indexing*, *Communications of the ACM*, Nr 18 (11), ACM 1975 s. 613-620, ISSN 0001-0782.
7. Belkin N.J.: *Understanding and Supporting Human Information Seeking*, *Intelligent Information Retrieval: The Case of Astronomy and Related Space Sciences*, Nr 182, Springer 1993 s. 9-20, ISBN 978-0-7923-2295-5
8. Hong J.L.: *Deep web data extraction*, *Proceedings of the IEEE International Conference on Systems Man and Cybernetics (SMC)*, IEEE 2010 s. 3420-3427, ISSN 1062-922X
9. Yang K.-H., Ho J.-M.: *Proof: A DHT-Based Peer-to-Peer Search Engine*, *Proceedings of the IEEE/WIC/ACM International Conference on Web Intelligence*, IEEE 2006 s. 702-708, ISBN 0-7695-2747-7
10. Padgham L., Winikoff M.: *Developing Intelligent Agent Systems: A Practical Guide*, Wiley 2004, ISBN: 978-0-470-86120-2
11. Xiao Y., Xiao M., Zhang F.: *Intelligent Information Retrieval Model Based on Multi-Agents*, *Proceedings of the International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, IEEE 2007 s.5464-5467, ISBN 978-1-4244-1311-9
12. Makris C., Tsakalidis A., Vassiliadis B.: *Towards Intelligent Information Retrieval Engines: A Multi-agent Approach*, *Lecture Notes in Computer Science* vol. 1884, Springer Berlin Heidelberg 2000 s. 157-170, ISBN 978-3-540-67977-6

INTELLIGENT HYBRID SYSTEMS FOR INFORMATION RETRIEVAL

Key-words: agent systems, information retrieval

Many different methods have been designed to search for information. This paper presents possibilities of merging these methods in order to acquire a universal, hybrid information search system. In the paper, a novel architecture of a personal search agent is introduced. The agent has features of an expert system, search engine and a computer agent. The personal agent makes it possible to retrieve different kinds of information. This information includes personal data such as telephone numbers and data available in the Internet. Moreover, the agent can process and analyze groups of web pages in order to find specific data indicated by the user. For example, an agent can search for the lowest prices of books in online bookstores. The personal search agent expands capabilities of search engines.

KLASYFIKACJA ALGORYTMÓW WYBORU USŁUG W ARCHITEKTURZE SOA

Paweł KACZMAREK

Politechnika Gdańska, Wydział Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki
tel: 58 347 24 89 fax: 58 348 61 25 e-mail: pkacz@eti.pg.gda.pl

Streszczenie: Wytwarzanie aplikacji w architekturze zorientowanej na usługi wymaga zastosowania odpowiednich algorytmów wyboru usług, które będą zapewniały wytworzenie aplikacji o wymaganych parametrach jakościowych. Biorąc pod uwagę, że problem wyboru usług ma wykładniczą złożoność obliczeniową, stosowane są zarówno algorytmy dokładne jak i przybliżone. W pracy przedstawiono porównanie i analizę istniejących algorytmów wyboru usług w kompozycji usług złożonych. Algorytmy porównano w zakresie złożoności obliczeniowej i dokładności uzyskiwanych wyników. Ponadto przeanalizowano algorytmy stosowane w technologiach Internetu przedmiotów (Internet of things) oraz algorytmy wykorzystujące metody sztucznej inteligencji. W niektórych przypadkach algorytmy zostały opracowane dla różnych poziomów złożoności modelu aplikacji, co również wpływa na ich charakterystyki.

Słowa kluczowe: architektura zorientowana na usługi, dobór usług, optymalizacja

1. WSTĘP

Wytwarzania aplikacji w Architekturze Zorientowanej na Usługi (Service Oriented Architecture - SOA) zakłada, że złożone aplikacje są wytwarzane przez integrację prostych usług dostarczanych przez niezależnych dostawców. Umożliwia to redukcję kosztów i czasu wytwarzania, jednak wymaga odpowiednich algorytmów, które będą zapewniały wybór modułów oraz wykonanie aplikacji o wymaganych parametrach jakościowych [1]. Parametry jakościowe aplikacji zależą zarówno od struktury aplikacji (pętle, warunki) jak i od parametrów modułów wybranych do jej konstrukcji. Wymagania mogą być określone zarówno w formie optymalizacji (np. jak najwyższa wydajność) jak też w formie ograniczeń, które mogą obejmować dostępne zasoby (np. koszt) lub wymagane progi jakościowe (np. bezpieczeństwo) [2].

W ogólnym przypadku problem optymalizacji ma wykładniczą złożoność obliczeniową. Dotychczas zaproponowano szereg algorytmów, których celem jest możliwie optymalny wybór usług przy zachowaniu wymaganych ograniczeń i akceptowalnej złożoności obliczeniowej [2] [3] [4] [5].

Biorąc pod uwagę, że większość opracowanych algorytmów daje przybliżone wyniki, w pracy porównano algorytmy w zakresie złożoności obliczeniowej oraz

dokładności uzyskiwanych wyników. Uwzględniono różne modele aplikacji złożonej przyjmowane przez algorytmy: model grafowy, gdzie algorytmy bazują na poszukiwaniu optymalnej ścieżki przy wielokryterialnych parametrach wyboru, i model kombinatoryczny, gdzie algorytmy bazują na problemie plecakowym w wersji wielokryterialnych ograniczeń i korzyści.

Ponadto przeanalizowano algorytmy stosowane w dziedzinie Internetu przedmiotów (Internet of things) jako nowym kierunku zastosowania SOA. Wśród analizowanych algorytmów uwzględniono również algorytmy bazujące na technikach sztucznej inteligencji. Algorytmy takie wykorzystują metody symulowanego wyżarzania, mrówkowe i inne dając wyniki przybliżone jednak zapewniając akceptowalny czas wykonywania obliczeń.

2. MODEL APLIKACJI W ARCHITEKTURZE ZORIENTOWANEJ NA USŁUGI

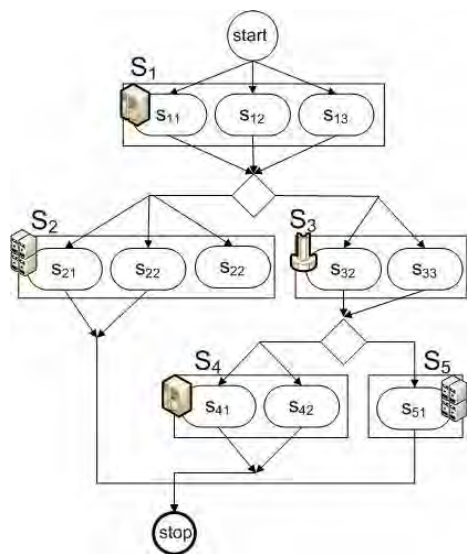
Istniejące algorytmy przyjmują następujące założenia dotyczące modelowania aplikacji w architekturze SOA [2] [3] [6] :

- aplikacja jest usługą złożoną (Complex Service - CS) składająca się z operacji prostych realizowanych przez usługi z klasy usług S_1, S_2, \dots, S_N jak pokazano na rysunku 1.
- dla każdej klasy usług istnieje jedna lub więcej alternatywnych usług prostych, różniących się parametrami jakościowymi QoS ($q_{ij} = [q_{ij1}, \dots, q_{ijN}]$)
- zostaje zdefiniowana funkcja celu (F) jako wartość QoS końcowej aplikacji zależna od wartości QoS usług i struktury CS
- zostają zdefiniowane ograniczenia na wartości niektórych parametrów usługi złożonej $Q_c = [Q_{c1}, \dots, Q_{cm}]$

Algorytm wyboru usług ma na celu optymalizację (osiągnięcie maksymalnej wartości) funkcji celu F oraz jednocześnie zachowanie ograniczeń dla złożonej usługi.

Wartość funkcji celu zależy od parametrów wybranych usług oraz ich kompozycji w aplikacji z wykorzystaniem konstrukcji programistycznych takich jak: warunki, pętle, wykonania równoległe [2]. Zależnie od typu atrybutu i struktury aplikacji końcowe parametry mogą być obliczane

jako suma (np. koszt), maksimum (np. czas wykonania dla wykonań równoległych) lub minimum (np. bezpieczeństwo).



Rys. 1. Przykładowa usługa złożona z zaznaczonymi klasami usług prostych S_i i usługami alternatywnymi s_{ij}

Biorąc pod uwagę różnorodność algorytmów i podejść do wyboru usług, zidentyfikowano następujące atrybuty algorytmów:

- Złożoność obliczeniowa
 - i. wykładnicza dla dokładnych obliczeń
 - ii. wielomianowa dla obliczeń przybliżonych
 - iii. określona liczba kroków (np. dla sztucznej inteligencji)
- Model obliczeń
 - i. kombinatoryczny - wybór usług jest modelowany jako 0-1 wielokryterialny problem plecakowy (0-1 multidimensional multichoice knapsack problem - MMKP)
 - ii. grafowy - wybór jest modelowany jako wielokryterialny problem odnalezienia optymalnej ścieżki w grafie (multiconstraint optimal path selection - MCOP)
- Dokładność wyniku
 - i. przybliżone
 - ii. dokładne lokalnie (podaje optymalne rozwiązanie dla podproblemu)
 - iii. dokładne globalnie (o wykładniczej złożoności w ogólnym przypadku)
- Złożoność struktur aplikacji (warunki, pętle, zrównoleglenie)

3. ALGORYTMY OPTIMALIZACJI KOMBINATORYCZNEJ

Algorytmy optymalizacji kombinatorycznej stanowią dużą część algorytmów wyboru usług. Wybór jest modelowany jako problem plecakowy, gdzie usługi to elementy w plecaku zaś ograniczenia to dostępne zasoby. W ogólnym przypadku problem jest rozwiązywany przy zastosowaniu całkowitoliczbowego programowania liniowego (Integer Linear Programming - ILP).

Stosowane są zarówno rozwiązania dokładne jak i przybliżone, które rozwiązują problem ILP podany wzorem:

$$\begin{aligned}
 & \text{Max} \sum_{i=1}^N \sum_{j \in S_i} F_{ij} x_{ij} \\
 & \text{subject to} \sum_{i=1}^N \sum_{j \in S_i} q_{ij}^a * x_{ij} \leq Q_c^a \quad (a = 1, \dots, m) \\
 & \sum_{j \in S_i} x_{ij} = 1, \quad x_{ij} \in \{0,1\}, \quad i = 1, \dots, N
 \end{aligned} \quad (1)$$

gdzie: N – liczba klas usług, x_{ij} – przyjmuje wartość 1 jeżeli usługa s_{ij} została wybrana, wartość 0 w przeciwnym przypadku, q_{ij}^a – parametry jakościowe usługi, Q_c – ograniczenia zasobów

Algorytmy dokładne obejmują między innymi: exhaustive search, branch-and-bound LP oraz algorytm WS_IP [2]. Algorytmy dokładne mają wykładniczą złożoność obliczeniową.

Dużą część algorytmów przybliżonych ILP bazuje na algorytmie HEU [7] zaprojektowanym oryginalnie dla strumieni multimedialnych, ale stosowanym też w innych obszarach. Algorytm w pierwszym kroku odnajduje rozwiązanie spełniające ograniczenia na zasoby (ang. feasible solution) wybierając usługi o najmniejszym zużyciu ograniczonych zasobów. Następnie rozwiązanie jest poprawiane przez wymianę wybranych usług na usługi o wyższych parametrach QoS przy zachowaniu ograniczeń na zasoby. Przewidziany jest też krok pogarszania rozwiązania w celu uniknięcia lokalnego minimum. W tabeli 1. przedstawiono porównanie wybranych algorytmów.

Tabela 1. Algorytmy bazujące na programowaniu liniowym

Algorytm	Dokładność	Model aplikacji	Złożoność obliczeniowa
BBLP [2]	dokładny	sekwencyjny	wykładnicza
WS_IP [2]	dokładny	równoległy	wykładnicza
HEU [7]	94 %	SLA	wielomianowa
WS_HEU [2]	98,5 %	sekwencyjny	$O(N^2(l-1)2m)$
WFlow [2]	90 %	równoległy	$O(N^2(l-1)2m)$
RWSCS KP [6]	98 %	sekwencyjny	$O(N^2(l-1)2m)$
DIST HEU [3]	98 %	sekwencyjny	wielomianowa

Algorytm WS_HEU [2] został opracowany do wyboru usług w kompozycji aplikacji sekwencyjnych. Algorytm bazuje na HEU wprowadzając dodatkowe usprawnienie w postaci kroku akceptującego tymczasowe rozwiązanie, które nie spełnia ograniczeń na zasoby (ang. infeasible solution). W ten sposób lepiej radzi sobie z problemem lokalnych optimum. Została również opracowana wersja algorytmu dla aplikacji rozproszonych WFlow. Algorytmy obliczają funkcję celu i warunki ograniczeń na zasoby zależnie od alternatywnych ścieżek wykonania zarówno dla aplikacji rozproszonych jak i sekwencyjnych.

Algorytm RWSCS KP [6] również bazuje na algorytmie HEU. Autorzy proponują bibliotekę reguł, które są wykorzystywane do wykluczenia usług, których parametry są zbyt niekorzystne, aby zostały włączone do końcowego rozwiązania.

Część algorytmów (np. DIST_HEU [3]) bazuje swoje rozwiązanie na podziale usługi złożonej na mniejsze fragmenty i optymalizację tych fragmentów z zachowaniem odpowiednio podzielonych ograniczeń na zasoby. Algorytm DIST_HEU

uwzględnia konstrukcje rozproszone i równoległe. Podobnie jak HEU, algorytm poszukuje inicjalnie rozwiązania spełniającego warunki ograniczeń na zasoby a następnie poszukuje usług, które mogą poprawić wartość funkcji celu.

4. ALGORYTMY OPTIMALIZACJI NA GRAFACH

W algorytmach optymalizacji na grafach kolejne usługi są przetwarzane zgodnie ze strukturą grafu wykonania aplikacji. Problem wyboru usług w notacji grafowej opisany jest w następujący sposób:

- każda alternatywna usługa prosta jest węzłem w grafie
- usługi proste są ze sobą połączone, jeżeli odpowiadające im usługi abstrakcyjne są połączone
- atrybuty QoS usług zostają przypisane do krawędzi i węzłów odpowiednio

Algorytm MCSP [2] jest jednym z algorytmów optymalizacji na grafach (tab. 2). Algorytm w pierwszym kroku dokonuje uporządkowania topologicznego wierzchołków zaś następnie przegląda je według uporządkowania topologicznego. W czasie przeglądania, algorytm utrzymuje listę podścieżek, które są kandydatami do optymalnej ścieżki. Jeżeli dodanie jakiegoś węzła może poprawić parametry QoS dotychczasowego rozwiązania, to jest dodawany do podścieżki. Algorytm MCSP jest dokładny, co powoduje, że zbiór ścieżek kandydatów może rosnąć wykładniczo podobnie jak złożoność czasowa.

Autorzy [2] zaproponowali modyfikację algorytmu (MCSP-K), w której ograniczyli długość listy ścieżek kandydatów do K. Powoduje to, że algorytm może zwracać wyniki nieoptymalne, ale czas przetwarzania zmniejsza się do wielomianowego. Algorytm MSCP-K osiąga skuteczność na poziomie 95% dla K równego 10 i 50 klas usług prostych. Ponadto zaprezentowano modyfikację algorytmu, w której uwzględniono konstrukcje równoległe fork i join (MCSP-K general). Zasady przetwarzania podczas łączenia ścieżek zakładają, że wszystkie parametry są agregowane gdyż wszystkie potencjalne ścieżki mogą zostać wywołane podczas przetwarzania.

Tablica 2. Algorytmy bazujące na modelu grafowym

Algorytm	Dokładność	Model aplikacji	Złożoność obliczeniowa
MCSP [2]	dokładny	sekwencyjny	wykładnicza
MCSP-K[2]	95 %	sekwencyjny	wielomianowa
MCSP-K general[2]	95 %	równoległy	wielomianowa

5. ALGORYTMY SZTUCZNEJ INTELIGENCJI

Algorytmy sztucznej inteligencji umożliwiają rozwiązanie złożonego obliczeniowo problemu wyboru usług w określonych ramach czasowych, zazwyczaj przez zadanie wymaganej liczby kroków. W tabeli 3 przedstawiono porównanie wybranych algorytmów wyboru usług bazujących na sztucznej inteligencji.

[8] proponuje zastosowanie algorytmu genetycznego (GA) do wyboru usług wraz z odpowiednią reprezentacją koncepcji związanych z wyborem usług w nomenklaturze

GA. Chromosom odpowiada rozwiązaniu wyboru usług zaś populacja odpowiada alternatywnym rozwiązaniom. Zastosowano typowe kroki GA takie jak: ocena chromosomów na podstawie funkcji celu i tworzenie kolejnych generacji przez krzyżowanie.

Stosowane są również algorytmy mrówkowe, w [4] opisano algorytm ACO4WS, gdzie graf aplikacji jest wykorzystywany jako podstawa do odwiedzania kolejnych wierzchołków. Bazując na oznaczaniu krawędzi w stylu feromonów przeprowadzana jest aktualizacja ocen ścieżek, wietrzenie feromonów (ang. pheromone evaporation) oraz obliczanie ważonej funkcji celu. Metoda umożliwia uzyskanie rozwiązania zbliżonego do optymalnego w zadanej liczbie kroków.

[9] proponuje zastosowanie metod optymalizacji stada (Particle swarm optimization - PSO) do wyboru usług. Algorytm wybiera inicjalne rozwiązanie przypisując jednostkom kierunek i prędkość. W kolejnych krokach postępuje w pętli obliczając funkcję celu i wybierając lepszy kierunek. Algorytm uzyskuje różną dokładność od 30% do 80% zależnie od zadanej liczby kroków i liczby jednostek.

Tablica 3. Algorytmy wyboru usług bazujące na metodach sztucznej inteligencji

Algorytm	Model obliczeń	Dokładność	Metoda AI
GA [8]	kombinatoryczny	przybliżony	genetyczny
ACO4WS [4]	grafowy	przybliżony	mrówkowy
PSO [9]	kombinatoryczny	przybliżony	optymalizacja stada

6. ALGORYTMY STOSOWANE W INTERNECIE PRZEDMIOTÓW

Internet przedmiotów (Internet of things) jest nowym kierunkiem rozwoju, w którym urządzenia łączą się ze sobą i wymieniają dane przy użyciu istniejącej infrastruktury, zazwyczaj komunikacji bezprzewodowej. Dzięki takiemu rozwiązaniu możliwe jest tworzenie inteligentnych przestrzeni urządzeń wbudowanych takich jak czujniki, czytniki RFID, sprzęty codziennego użytku. Rozwój IoT wiąże się z koniecznością wyboru odpowiednich urządzeń i usług analogicznie do rozwiązań SOA. Urządzenia wbudowane posiadają często ograniczoną wielkość i możliwości zasilania, co wiąże się z koniecznością doboru odpowiednich usług pod kątem optymalizacji zużycia tych zasobów [10].

W pracy [5] przedstawiono algorytm wyboru usług optymalizacji na grafach. W rozwiązaniu zastosowano podejście jedno-źródło wiele-celów dla k najkrótszych ścieżek (ang. single-source many-target k shortest paths). Zaproponowany algorytm wyboru bazuje na algorytmie Dijkstry wyboru optymalnej ścieżki w grafie i przeszukiwaniu w szerz. W algorytmie autorzy zastosowali rozwiązanie MapReduce dla wielkich zbiorów danych i jego implementację Hadoop. Wykorzystanie zrównoleglenia obliczeń pozwala w znacznym stopniu usprawnić proces wyboru odpowiednich usług. Autorzy zaproponowali algorytmy BFSKNN oraz PruningBFSKNN jako rozszerzenie algorytmu Dijkstry, w którym więcej niż jeden węzeł jest rozwijany. Autorzy zwracają uwagę na trudności w szczegółowym określeniu wydajności systemu w środowisku rozproszonym.

Heurystyczne podejście do wyboru usług w IoT zostało zaprezentowane w [11]. Autorzy wykorzystali architekturę agentową do autonomicznego przetwarzania usługi złożonej, co obejmuje planowanie, kompozycję, wybór i szeregowanie

usług. Każdy z kroków wykonania jest realizowany przez dedykowane agenty, które zajmują się odpowiednim przetwarzaniem i wykonaniem usług prostych. Autorzy uwzględnili parametry QoS dla IoT: czas działania, niezawodność (ang. reliability) i dostępność (ang. availability).

Analogicznie jak w [2], pierwszym krokiem algorytmu poszukiwania optymalnego rozwiązania jest odnalezienie rozwiązania spełniającego ograniczenia na zasoby, zaś w kolejnych rozwiązaniu jest poprawiana. Rozwiązanie stosuje uczenie ze wzmocnieniem (ang. reinforcement learning). Fazy planowania wykonania i uczenia wykonywane są naprzemiennie w celu poprawy wyniku w dłuższym okresie.

W pracy [10] opisano kompleksowe rozwiązanie obejmujące poszukiwanie, odpytywanie, wybór i dostarczanie usług w IoT, co odróżnia rozwiązanie od wcześniej opisywanych. Autorzy zaproponowali cztery główne usprawnienia procesu kompozycji: ograniczenie narzutu na wykonanie usług, minimalizacja kosztów rejestracji i integracji, wsparcie dla wyszukiwania w czasie działania, wsparcie dla dostarczania usług na żądanie.

W ramach prac została zaimplementowana platforma integracji SOCRADES, która umożliwia wyszukiwanie, kompozycję i monitorowanie usług. Integracja usług odbywa się z wykorzystaniem standardów komunikacji SOA: Web services oraz RESTful services. Wykorzystany został również standard komunikacji Device Profiles for Web Services, który rozszerza typową funkcjonalność Web services.

7. PODSUMOWANIE I WNIOSKI KOŃCOWE

Wybór usług optymalizujący parametry aplikacji i zachowujący ograniczenia pozostaje trudnym zadaniem biorąc pod uwagę jego wykładniczą złożoność obliczeniową. Z przedstawionych danych wynika, że algorytmy przybliżone pozwalają uzyskać dokładność powyżej 90%. Niestety wiele algorytmów pozwala na analizę jedynie niektórych konstrukcji aplikacji pomijając często konstrukcje równoległe i rozproszone, co stanowi ciekawy temat dalszych prac.

Rozwiązania Internetu przedmiotów mogą stać się wiodącym kierunkiem rozwoju SOA. Specyfika takich rozwiązań wiąże się z ograniczonymi zasobami i koniecznością zmian usług w czasie działania systemów. Zmiana technologii wiąże się z koniecznością dostosowania istniejących algorytmów i rozwiązań. W

rozproszonych systemach Internetu przedmiotów dokładne obliczenie wydajności stanowi poważny problem ze względu na wiele czynników wpływających na działanie systemu [5]. Mierzenie i obliczanie wydajności w tego typu systemach jest ciekawym tematem dalszych prac badawczych.

8. BIBLIOGRAFIA

1. Singh M. P., Huhns M. N.: *Service-Oriented Computing*, John Wiley & Sons, 2005, ISBN 978-0-470-09148-7
2. Yu T., Zhang Y., Lin K.-J.: *Efficient Algorithms for Web Services Selection with End-to-End QoS Constraints*, *ACM Transactions on the Web*, 2007, ISSN 1559-1131
3. Alrifai M., Risse T., Dolog P., Nejdl W.: *A Scalable Approach for QoS-Based Web Service Selection*, *Service-Oriented Computing, ICSOC 2008 Workshops*, ISBN 978-3-642-01246-4
4. Wang X. L., Jing Z., Yang H. Z.: *Service Selection Constraint Model and Optimization Algorithm for Web Service Composition*, *Information Technology Journal*, 2001
5. Yin X., Yang J.: *Shortest Paths Based Web Service Selection in Internet of Things*, *Journal of Sensors*, Hindawi Publishing Corporation, 2014
6. Cao H., Feng X., Sun Y., Zhang Z., Wu Q.: *A Service Selection Model with Multiple QoS Constraints on the MMKP*, *IFIP International Conference on Network and Parallel Computing*, 2007, DOI 10.1109/NPC.2007.35
7. Khan S., Li K., F., Manning E. G., Akbar M.: *Solving the Knapsack Problem for Adaptive Multimedia Systems*, *Studia Informatica Universalis*, 2001
8. Cao L., Li M., Cao J.: *Using genetic algorithm to implement cost-driven web service selection*, *Multiagent and Grid Systems - An International Journal*, 2007, ISSN 1574-1702
9. Xia H., Chen Y., Li Z., Gao H., Chen Y.: *Web Service Selection Algorithm Based on Particle Swarm Optimization*, *Eighth IEEE International Conference on Dependable, Autonomic and Secure Computing*, 2009, DOI 10.1109/DASC.2009.99
10. Guinard D., Trifa V., Karnouskos S., Spiess P., Savio D.: *Interacting with the SOA-Based Internet of Things: Discovery, Query, Selection, and On-Demand Provisioning of Web Services*, *IEEE Transactions on Services Computing*, 2010
11. Kouicem A., Chibani A., Tari A., Amirat Y., Tari Z.: *Dynamic services selection approach for the composition of complex services in the web of objects*, *IEEE World Forum on Internet of Things (WF-IoT)*, 2014

CLASSIFICATION OF SERVICE SELECTION ALGORITHMS IN SOA ARCHITECTURE

Key-words: Service Oriented Architecture, service selection, optimization

Application development in Service Oriented Architecture requires application of appropriate service selection algorithms that support achievement of required application quality. Both accurate and approximate algorithms are applied considering that the service selection problem has non-polynomial computational complexity. In this paper, existing service selection algorithms were analyzed and compared considering computational complexity and result accuracy. Additionally, algorithms that use artificial intelligence methods were described. Solutions dedicated to Internet of things were analyzed with respect to specific requirements and working conditions in this application area. In some cases, algorithms were designed for different complexity of the application model, which also influences their characteristics.

WYBRANE METODY EFEKTYWNEJ INTEGRACJI KOMPONENTÓW W SYSTEMACH ROZPROSZONYCH

Paweł KACZMAREK

Politechnika Gdańska, Wydział Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki
tel: 58 347 24 89 fax: 58 348 61 25 e-mail: pkacz@eti.pg.gda.pl

Streszczenie: W pracy przedstawiono problemy wytwarzania efektywnych aplikacji rozproszonych ze szczególnym uwzględnieniem wytwarzania zorientowanego na integrację komponentów. Opisano metody komunikacji stosowane w aplikacjach rozproszonych oraz architektury oprogramowania, takie jak: SOA, ESB i SCA. Metody komunikacji obejmują standardy usług sieciowych XML Web services oraz RESTful Web services. Ponadto opisano wykorzystanie interfejsu programistycznego API jako nadbudowy nad usługami sieciowymi, dzięki czemu możliwe jest korzystanie z usług sieciowych realizowanych w dowolnej technologii. Wskazano na rosnącą popularność RESTful Web services wynikającą między innymi z lepszych osiągnięć wydajnościowych i elastycznej konfiguracji.

Słowa kluczowe: Architektura zorientowana na usługi, XML Web services, RESTful Web services.

1. WSTĘP

Integracja gotowych komponentów pozwala na usprawnienie procesu wytwarzania przez ponowne użycie już istniejących modułów oraz wybór tych komponentów, które najlepiej odpowiadają potrzebom wytwarzanej aplikacji. Obecne integracyjne wytwarzanie aplikacji rozproszonych jest realizowane przy użyciu wielu różnych architektur określanych ogólnie jako architektura zorientowana na usługi (Service Oriented Architecture – SOA) [1]. Ogólne podejście SOA jest realizowane przez wiele specyficznych rozwiązań takich jak: kompozycja usług złożonych z usług prostych, Enterprise Service Bus (ESB) [2], Service Component Architecture (SCA) [3] i inne.

Celem opracowanych architektur jest uzyskanie efektywności zarówno w procesie wytwarzania jak i działania aplikacji, choć różnorodność rozwiązań może świadczyć o trudnościach w osiągnięciu tego celu. Każda z architektur stosuje nieco inne podejście do wytwarzania i używa nieco innego nazewnictwa integrowanych modułów.

Usługi XML Web services zostały opracowane jako standard komunikacji w celu zapewnienia integracji usług [4]. Zaproponowano wiele rozszerzeń dotyczących zagadnień bezpieczeństwa, transakcyjności, niezawodności i innych. XML Web services (XML WS) okazały się jednak stosunkowo mało wydajne i trudne do elastycznej konfiguracji [5]. RESTful Web services (RS

WS) opierają swoje działanie na mniej restrykcyjnych zasadach formatowania przesyłanych danych [6]. Niezależnie od stosowanego rozwiązania, dostawca usługi i klient muszą być zgodni co do znaczenia przesyłanych danych.

W pracy przeanalizowano również wykorzystanie API jako metody komunikacji, co pozwala na ukrycie szczegółów komunikacyjnych przed programistą, jednak wymaga zastosowania dodatkowych bibliotek. Metoda ta jest stosowana głównie przez dużych dostawców systemów i usług informatycznych [7] [8].

W pracy przedstawiono analizę i porównanie stosowanych rozwiązań oraz wskazano na główne czynniki wpływające na wybór rozwiązań w procesie wytwarzania aplikacji. Wyniki porównania mogą być przydatne dla konsumentów usług i mogą usprawnić proces wytwarzania oprogramowania. Ponadto opisano ogólny proces wyboru metod integracji, który może być stosowany w przypadku różnych dostawców usług.

2. ARCHITEKTURY SYSTEMÓW ROZPROSZONYCH

Rozwój systemów rozproszonych wiązał się z opracowaniem wielu różnych rozwiązań architektonicznych obejmujących zarówno architektury sprzętowe jak i programowe. Rozwój architektur programowych miał na celu dostosowanie oprogramowania do bieżących wymagań i możliwości technologicznych. Dynamiczny rozwój internetu spowodował opracowanie metod wytwarzania bazujących na architekturze zorientowanej na usługi [1].

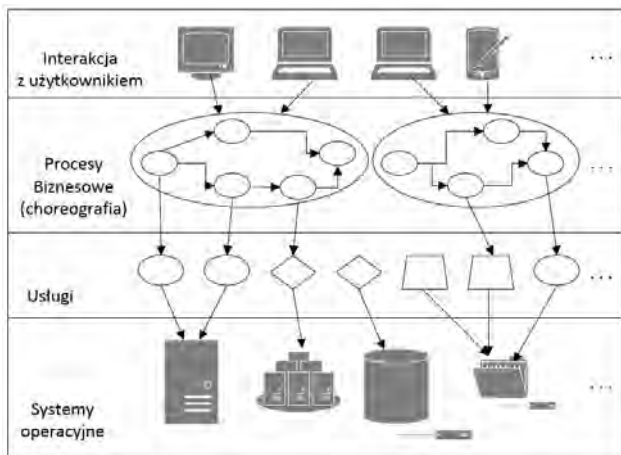
2.1. Kompozycja usług złożonych w SOA

W tym podejściu zakłada się, że złożona aplikacja jest realizowana przez proste usługi, które są ze sobą integrowane przy użyciu standardowego mechanizmu komunikacji [4]. Usługi udostępniają swoją funkcjonalność za pośrednictwem interfejsu dostępnego dla potencjalnych klientów.

W przypadku kompozycji usług złożonych twórca aplikacji wykorzystuje standardy wymiany danych i samodzielnie decyduje, w jaki sposób komponenty będą integrowane.

Typowo wykorzystywane są standardy usług sieciowych XML Web services lub RESTful Web services na niższych poziomach [4] [6]. Usługi działają w ramach serwerów aplikacji, które udostępniają biblioteki wspierające przetwa-

zanie komunikacji. Wyższe warstwy architektury wykorzystują uzupełniające się podejścia choreografii i orkiestracji usług. W choreografii logika interakcji między usługami jest definiowana z globalnej perspektywy systemu. W orkiestracji zaś (np. w procesach biznesowych zdefiniowanych z wykorzystaniem języka BPEL) logika działania jest zdefiniowana z perspektywy lokalnej jednego z uczestników systemu. Ma rysunku 1 przedstawiono główne warstwy abstrakcji w kompozycji aplikacji.



Rys. 1. Główne warstwy abstrakcji w kompozycji aplikacji w architekturze SOA

Wśród stosowanych modeli komunikacji możemy wyróżnić między innymi [9]: zdalne wywołanie metod, przesyłanie wiadomości, model zasobowy i inne. Usługi XML Web services stosują zdalne wywołanie procedur, natomiast usługi RESTful Web services skupiają się na modelu dostępu do zasobów.

2.2. Enterprise Service Bus

Architektura integracji komponentów ESB [2], zwana też szyną usług, wykorzystuje wspólną szynę komunikacyjną łączącą wielu komunikujących się nadawców i odbiorców. Architektura ma zastosowanie w przypadku, gdy istnieje wiele modułów systemu oraz potencjalnie występuje konieczność komunikacji każdy z każdym.

Rozwiązanie jest stosowane w wielu szczegółowych wariantach [10]. Message Oriented Middleware bazuje na systemach kolejkowych oraz rozsyłaniu wiadomości na zasadzie publikuj–subskrybuj. Pośrednicy (ang. brokers) wiadomości bazują na konwertowaniu wiadomości pomiędzy komunikującymi się modułami. Ma to zastosowanie w przypadku integracji modułów, których interfejsy nie są zgodne. Kanały dołączane (ang. plug-in channels) wspierają heterogeniczną komunikację oraz dostarczają możliwość rozszerzania dostępnych modułów.

Zastosowanie ESB wiąże się z wykorzystaniem dedykowanych serwerów warstwy pośredniczącej, które odpowiadają za przesyłanie i konwersję wiadomości.

2.3. Service Component Architecture

Architektura SCA [3] jest jednym ze sposobów budowy systemu o modułowej strukturze. Rozwiązanie zostało zaczerpnięte z koncepcji wytwarzania urządzeń elektronicznych. W rozwiązaniu tym, każdy moduł może składać się z mniejszych modułów, które realizują potrzebną funkcjonalność. Wspiera to ponowne użycie

kodu i tym samym usprawnia proces wytwarzania oprogramowania.

Główne koncepcje wykorzystywane w SCA to: Kompozyt (jednostka, która jest wdrażana w środowisku SCA), Usługa (punkt dostępu do jednostki), Komponent (zapewnia logikę działania jednostki) oraz Odwołanie (dostęp do innego serwisu). Wdrożenie i uruchomienie aplikacji SCA jest wspierane przez dedykowane serwery, które udostępniają warstwę pośredniczącą zgodną z zaproponowanym standardem.

3. STANDARDY XML WEB SERVICES I RESTFUL WEB SERVICES

Integracja usług wymaga zastosowania odpowiednich metod komunikacji między poszczególnymi modułami systemu. Metody komunikacji muszą zapewniać skuteczną integrację modułów, a jednocześnie ograniczać konieczny nakład pracy podczas implementacji i konfiguracji systemu.

3.1. Standardy XML Web services

Standardy XML WS [4], zwane też SOAP-based Web services, zostały zaprojektowane w celu integracji heterogenicznych usług pochodzących od różnych dostawców. Centralnym elementem rozwiązania jest grupa trzech standardów: SOAP, WSDL oraz UDDI. Standard SOAP definiuje format wymiany informacji między klientem i dostawcą usługi, co obejmuje wykorzystanie standardu XML oraz zdefiniowanie odpowiednich znaczników określających nazewnictwo oraz wartości parametrów. Standard WSDL (Web Services Description Language) definiuje, w jaki sposób usługi mają być opisywane w kontekście nazewnictwa, typów parametrów i wyników. Standard UDDI (Universal Description and Discovery Interface) wspiera udostępnianie opisów usług i umożliwia ich wyszukiwanie.

Równoległe z wykorzystaniem XML WS są opracowywane kolejne standardy, które rozszerzają podstawowy zbiór protokołów SOAP/WSDL. Rozszerzone standardy obejmują takie zakresy funkcjonalne jak: transakcje, bezpieczeństwo, niezawodność i inne. Opracowywane rozwiązania zwiększają funkcjonalność usług, ale jednocześnie wiążą się z trudnościami w uzyskaniu zgodności między różnymi dostawcami [5], wymagają złożonej konfiguracji oraz negatywnie wpływają na wydajność. Spowodowało to, że usługi wykorzystujące XML WS są stopniowo zastępowane usługami wykorzystującymi RESTful WS[6].

3.2. Standardy RESTful Web services

REST (Representational state transfer) jest ogólnym stylem architektury, w którym głównym punktem odniesienia są zasoby udostępniane przez serwer za pośrednictwem zunifikowanego interfejsu. Usługi RESTful Web services realizują założenia REST w kontekście protokołu HTTP. Dostęp do zasobów bazuje na standardowych operacjach HTTP: GET (pobranie), PUT (aktualizacja), DELETE (usunięcie), POST (utworzenie nowego).

Zasoby są identyfikowane przy użyciu jednoznacznego identyfikatora URI. Transfer informacji związanej z zasobami i operacjami na nich może odbywać się przy użyciu różnych standardów takich jak XML, JSON, tekst i inne. Wykorzystanie zunifikowanego interfejsu ułatwia podział systemu na moduły i przekazywanie reprezentacji zasobów między modułami.

RS WS w praktyce zastąpiły XML WS ze względu na dużo większą prostotę konfiguracji [6]. Wykorzystanie RS WS

przez programistów w aplikacjach możliwe jest zarówno przez samodzielną implementację jak i przez wykorzystanie gotowych bibliotek. Samodzielną implementacja serwera lub klienta usług jest relatywnie mało kosztowna ze względu na proste zasady przesyłania danych.

RS WS charakteryzują się większą prostotą konfiguracji w porównaniu do standardów XML WS, gdyż nie wymagają instalowania i konfigurowania złożonych bibliotek zajmujących się konstruowaniem wiadomości SOAP. Uproszczenie konfiguracji odbywa się kosztem przerwania na programistę konieczności sprawdzenia i prawidłowej obsługi zawartości przesyłanych informacji.

Zarówno dla usług XML WS jak i RESTful WS pojawiają się trudności ze sprawdzaniem poprawności w czasie kompilacji. Biorąc pod uwagę te trudności, dostęp do zasobów jest realizowany również za pośrednictwem bibliotek API, które stanowią wyższą warstwę względem istniejących interfejsów usług sieciowych jak opisano w kolejnym rozdziale.

4. INTEGRACJA Z WYKORZYSTANIEM API

Integracja z wykorzystaniem API jest kolejnym sposobem włączania istniejącego kodu do funkcji wytwarzanego systemu. Ten rodzaj integracji zyskuje stopniowo coraz większą popularność względem wywołań usług sieciowych Web services. Dostarczenie własnego API do oferowanych usług wiąże się zazwyczaj z dużym nakładem pracy związanym z wykonaniem oprogramowania i jego utrzymaniem.

Przykładem integracji za pośrednictwem API może być zestaw bibliotek udostępniany przez portal Google Maps [7], który udostępnia dedykowane biblioteki dla popularnych platform uruchomienia: iOS, Android, web (JavaScript, embed HTML). Ponadto dostępny jest surowy interfejs Web services. Biblioteki dla różnych platform uruchomienia posiadają zbliżoną funkcjonalność.

Serwis dostarcza wiele dedykowanych funkcji i alternatywnych opcji konfiguracyjnych, co powoduje, że jego wykorzystanie wymaga zapoznania i wyboru odpowiedniego rozwiązania. Zakres funkcjonalny obejmuje między innymi: Maps APIs, Maps Image APIs, Places API, Google Earth API.

Duża liczba alternatywnych rozwiązań spowodowała, że firma udostępniła dedykowany serwis mający na celu wspomaganie użytkownika w samym procesie wyboru odpowiedniego rozwiązania. Przykładowo, wykorzystanie typowego rozwiązania Google Map na stronie internetowej może być zrealizowane na dwa alternatywne sposoby: wykorzystanie bibliotek API JavaScript lub rozwiązania Embed API. W przypadku Embed API wykorzystywany jest znacznik HTML iframe, aby do bieżącej strony wstawić treść strony przesłanej z Google. Ponadto firma określa szczegółowe zasady licencjonowania swoich produktów, które obejmują między innymi: maksymalną liczbę wywołań w ciągu dnia, maksymalną liczbę zdefiniowanych punktów na mapie, wykorzystanie w systemach wewnętrznych i inne.

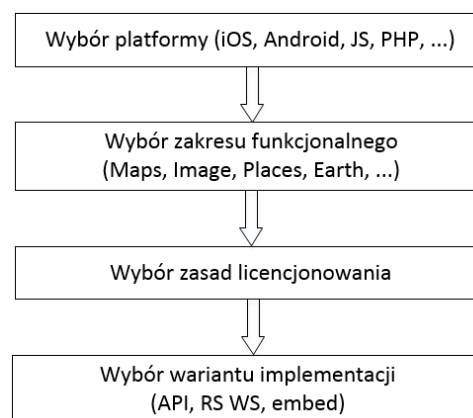
Niezależnie od dostępnych API portal udostępnia interfejs bazujący na RESTful WS. Adresy URI wskazują zasoby, zaś operacje HTTP i ich parametry są wykorzystywane do przesłania danych do wywołanych usług. Usługi zwracają wynik w formacie XML lub JSON

zależnie od konfiguracji w parametrach. Określenie typu wyniku w parametrze odbiega od stosowanego często mechanizmu Content negotiation, który umożliwia uzgodnienie typów danych przesyłanych między klientem i serwerem.

Użytkownik usługi jest odpowiedzialny za skonstruowanie odpowiedniego łańcucha wywołania URL oraz za prawidłowe przetworzenie wyniku. Jak stwierdza dokumentacja usług: dokładny format poszczególnych wyników usług sieciowych nie jest zagwarantowany i nie należy zakładać, że format wyniku dla żądania będzie taki sam dla różnych wartości zapytań.

Takie rozwiązanie wymaga zastosowania bibliotek wspierających przetwarzanie i wyszukiwanie informacji w formatach XML i JSON. Przykładowo dla formatu XML wykorzystywane są biblioteki implementujące standard XPath, zaś format JSON jest dobrze obsługiwany w języku JavaScript, który posiada wbudowane funkcje wydobywania danych.

Wybór optymalnego rozwiązania obejmuje kilka etapów jak przedstawiono na rysunku 2:



Rys. 2. Kroki decyzyjne podczas integracji usług dostępnych w alternatywnych wariantach konfiguracji na przykładzie Google Maps API / RS WS

Innym, analogicznym przykładem dostępu za pośrednictwem API jest portal Facebook [8]. Portal udostępnia dedykowane API dla platform uruchomienia, które są potencjalnym celem biznesowym: iOS, Android, web (JavaScript, PHP), Unity. Dostępnych jest też wiele bibliotek wykonywanych przez zewnętrzne podmioty m. in. dla języków C#, Java i inne. Podobnie jak w poprzednim przypadku, biblioteki dla różnych platform posiadają zbliżoną, choć nie identyczną funkcjonalność.

Dostępne funkcje API tworzą rozbudowane biblioteki, w których dostępnych jest wiele alternatywnych rozwiązań. Przykładowo implementacja współdzielenia (Share) w API JavaScript może zostać realizowana na kilka sposobów:

- Social Plugins – Like / Share Buttons – wymagają skopiowania fragmentu HTML, nie wymagają obsługi logowania Facebooka
- Share Dialog – wywoływany przez Facebook SDK lub przez przekierowanie URL, UI spójne z FB, nie wymagają obsługi logowania do Facebooka
- Graph API – bardziej elastyczne, umożliwiają publikowanie własnych historii wydarzeń, pozwalają na stworzenie własnego UI, ale wymagają implementacji logowania do Facebooka

We wcześniejszych latach portal Facebook udostępnił możliwość wywoływania zadań za pośrednictwem usług RESTful Web Services. Obecnie większy nacisk jest kładziony

na wykorzystanie API zaś usługi RS WS stanowią wewnętrzny mechanizm komunikacji

Analogicznie jak w przypadku poprzedniej platformy, wybór alternatywnych opcji implementacji obejmuje: wybór platformy, wybór zakresu funkcjonalnego, wybór zasad licencjonowania, wybór metod implementacji.

5. PORÓWNANIE ALTERNATYWNYCH ROZWIĄZAŃ

Przedstawione metody (XML WS, RS WS, API) mają na celu realizację tych samych zadań związanych z integracją istniejących usług w nowo wytwarzanych aplikacjach. W tabeli 1 przedstawiono główne cechy metod w kontekście procesu wytwarzania aplikacji oraz potencjalnie ich dalszego utrzymania.

Tablica 1. Porównanie rozwiązań integracji modułów

	XML WS	RS WS	API
przenośność	wysoka	wysoka	niska
standard komunikacji	tak	częściowo	częściowo
łatwość konfiguracji	niska	wysoka	wysoka
łatwość programowania	średnia	średnia	wysoka
wydajność	niska	wysoka	wysoka
zgodność formatu	częściowo	po stronie programisty	tak

XML WS w swoich założeniach przesyłają dane, które są zgodne ze standardem SOAP. Umożliwiają również wybór wersji standardu komunikacyjnego lub jednego z jego rozszerzeń. Wykorzystanie SOAP odbywa się kosztem wysokich nakładów pracy związanych z konfiguracją środowisk uruchomienia. Pomimo trudności z konfiguracją, łatwość programowania XML WS jest zwiększona dzięki wsparciu środowisk programistycznych. Integracja API wykazuje najmniejszą przenośność i zgodność ze standardami, jednak wykazuje wysoką prostotę w konfiguracji i programowaniu. Jest to jednak warstwa wyższa względem komunikacji XMLWS lub RESTfull WS.

Tendencje technologiczne wskazują na fakt, że standardy XML WS okazały się zbyt trudne w wykorzystaniu pomimo formalnie wysokiej zgodności

przesyłanych danych pomiędzy klientem i serwerem. Analiza popularnych serwisów, takich jak Facebook i Google Maps, potwierdza tę tendencję rozwojową, gdyż nie udostępniają one praktycznie interfejsu XML WS.

6. PODSUMOWANIE

Ponowne użycie oprogramowania stanowi od wielu lat ważny element optymalizacji procesu wytwarzania nowych aplikacji. Wraz ze zmianami technologii zmieniają się też metody i techniki ponownego użycia oprogramowania.

Informacje i porównania przedstawione w pracy mogą być wsparciem w procesie wytwarzania oprogramowania przez usystematyzowanie procesu wyboru integrowanych modułów oraz określenie głównych cech stosowanych technologii. W przypadku systemów przeznaczonych na ściśle określone platformy wykonania wskazane będzie użycie metod mniej przenośnych, takich jak interfejs API. W przypadku, gdy wysoka przenośność jest wymagana, wskazane jest użycie bardziej uniwersalnych rozwiązań jak RS WS.

7. BIBLIOGRAFIA

1. Singh M.P., Huhns M.N.: *Service-Oriented Computing, Semantics, Processes, Agents*, John Wiley & Sons, 2005, ISBN: 0-470-09148-7
2. Shepherd P.: *Oracle SCA – The Power of the Composite*, Oracle, 2009
3. Booz D., Karmarkar A.: *Service Component Architecture Spring Component Implementation Specification*, OASIS Open, 2011
4. Sprott D., Wilkes L.: *Understanding Service-Oriented Architecture*, Microsoft Corp., 2004
5. Egyedi T. M.: *Standard-compliant, but incompatible?!*, *Computer Standards & Interfaces*, ISSN 0920-5489, 2007
6. Rodriguez A.: *RESTful Web services: The basics*, IBM developerWorks, 2008
7. Google Map Product Documentation <https://developers.google.com/maps/>
8. Facebook Product Documentation <http://developers.facebook.com/docs>
9. Tanenbaum A. S., van Steen M.: *Distributed Systems Principles and Paradigms*, ISBN: 0132392275, Prentice Hall, 2002
10. Kress J., Maier B., Normann H., et.al., *Enterprise Service Bus*, Oracle, 2013

SELECTED METHODS OF EFFECTIVE COMPONENT INTEGRATION IN DISTRIBUTED SYSTEMS

Key-words: Service Oriented Architecture, XML Web services, Restful Web services

The paper presents integration oriented development methods of effective distributed applications. Existing software architectures were described including: SOA, ESB and SCA. Methods of distributed communication and integration were analyzed and compared. Described methods cover XML Web services and RESTful Web services. Additionally, the approach based on Application Programming Interface (API) was described as a method of integration that allows to use different low level communication mechanisms. It was noticed that RESTful Web services become more popular in use compared to XML Web services because of better performance and easier configuration

MODEL REFERENCYJNY SIECI TRAKCYJNEJ – KONCEPCJA MODELOWANIA

Paweł KACZMAREK¹, Krzysztof KARWOWSKI², Marek KUCIŃSKI³, Michał MICHNA⁴,
Jacek SKIBICKI⁵, Andrzej WILK⁶

Politechnika Gdańska Wydział Elektrotechniki i Automatyki, ul. G. Narutowicza 11/12, 80-233 Gdańsk

1. tel. 58 347 20 53, e-mail: pawelkaczygdy@wp.pl

3. tel. 58 347 11 58, e-mail: marek.kucinski@pg.gda.pl

5. tel. 58 347 29 71, e-mail: j.skibicki@ely.pg.gda.pl

fax: 58 347 18 02

2. tel. 58 347 11 58, e-mail: k.karwowski@ely.pg.gda.pl

4. tel. 58 347 29 79, e-mail: m.michna@ely.pg.gda.pl

6. tel. 58 347 10 87, e-mail: a.wilk@ely.pg.gda.pl

Streszczenie: Górna sieć trakcyjna jest nadal najefektywniejszym sposobem zasilania kolejowych pojazdów elektrycznych. Wzrost prędkości pojazdów zwiększa pobór mocy oraz wymaga zapewnienia prawidłowej współpracy odbieraków prądu z siecią jezdnią. Podejmowane są prace obliczeniowe z komputerowym wspomaganie projektowania sieci trakcyjnych. W tej pracy omówiono autorski model matematyczny sieci trakcyjnej w kontekście tzw. modelu referencyjnego oraz sposób wyznaczania jego parametrów. Do opracowania modelu wykorzystano metodę energetyczną Lagrange'a odniesioną do skupionych elementów zachowawczych oraz dyssypatywnych. Przedstawiono obliczenia mające na celu wyznaczenie parametrów obwodowych elementów skupionych. Dokonano porównania wyników symulacji z wybranymi badaniami laboratoryjnymi w celu dalszej weryfikacji założonej koncepcji modelu.

Słowa kluczowe: trakcja elektryczna, modelowanie sieci jezdnej.

1. WSTĘP

Problematyka odbioru prądu z kolejowej sieci jezdnej za pośrednictwem odbieraka z nakładką stykową jest w ostatnich latach intensywnie rozwijana. Wymaga to rozwiązania szeregu problemów mechanicznych i elektrycznych celem zapewnienia zasilania pojazdów o mocach 5-10 MW i prędkościach do 250 km/h w systemie prądu stałego i nawet powyżej 300 km/h w systemie prądu przemiennego [1, 2].

Niewłaściwie zaprojektowany lub nieprecyzyjnie wyregulowany układ sieci jezdnej – odbierak prądu, w niekorzystnych warunkach lokalnych może prowadzić do uszkodzeń sieci lub odbieraka. Analiza tego typu sytuacji awaryjnych przeprowadzona przez koleje SNCF, DB i Trenitalia wykazała 915 uszkodzeń, które spowodowały łącznie 443 tys. minut opóźnień. Łączny koszt nimi spowodowany oszacowano na 443 mln € [3]. Wskazuje to na duże znaczenie rozwiązań konstrukcyjnych sieci i odbieraków oraz rolę systemów diagnostycznych [4], zwłaszcza, że dane te obejmują również pociągi dużej prędkości (TGV, Pendolino) i nowoczesną infrastrukturę. Podobne warunki eksploatacyjne będą występowały na

polskiej sieci kolejowej, biorąc pod uwagę rewitalizacje linii i zakup nowoczesnych pojazdów [1, 2].

Intensywnie rozwijane są komputerowe narzędzia symulacyjne, zwłaszcza do analizy interakcji sieci jezdnej i odbieraków prądu [5]. Walidacja wyników symulacji, uzyskanych z wykorzystaniem określonego modelu dynamicznego i metody numerycznej podlega standaryzacji według PN-EN 50318. Przeprowadzenie takich symulacji wymagane jest przez Techniczną Specyfikację Interoperacyjności podsystemu „Energia”.

Prosty model sieci jezdnej składa się z liny nośnej podtrzymującej za pośrednictwem wieszaków przewód jezdny. W współczesnym ujęciu model liny i przewodu jest zastępowany elementami belek Eulera-Bernoulliego, a wieszak jest modelowany elementem sprężystym z masą [5]. Pozwala to na organizację modelu sieci w układzie tzw. elementów skończonych (FEM). Model odbieraka zazwyczaj opiera się na odpowiednim połączeniu mas zastępczych elementów ruchomych odbieraka za pośrednictwem elementów sprężystych, tłumiących i ciernych.

W dynamicznych analizach trójwymiarowych sieci trakcyjnej autorzy proponują wykorzystać jednak model matematyczny sieci oparty na podziale jej komponentów na elementy skupione zachowawcze i dyssypatywne odpowiednio rozłożone w przestrzeni 3D i połączone ze sobą w mechanicznych węzłach. Równania więzów pomiędzy elementami skupionymi zapewniają sztywność poprzeczną liny nośnej i przewodu jezdnej. Sposób ten był z powodzeniem zastosowany do symulacji statycznej i dynamicznej toru kolejowego [6].

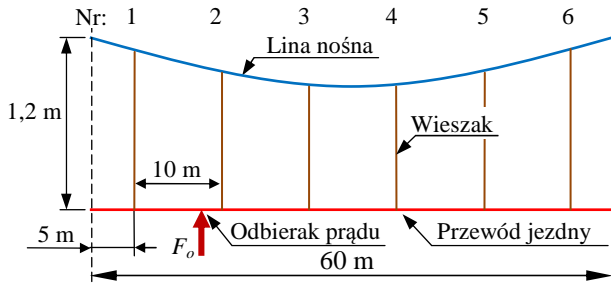
2. MODEL REFERENCYJNY SIECI JEZDNEJ

2.1. Założenia modelu referencyjnego

Specyfikacja modelu referencyjnego sieci według PN-EN 50318 definiuje jedynie jego układ geometryczny oraz zbiór wartości parametrów wejściowych i odpowiadający im zbiór wyników dotyczących siły oddziaływania w punkcie styku odbieraka – przewód jezdny. Nie jest to zatem model matematyczny, ale wytyczne do jego budowy, które muszą być w nim uwzględnione. Model referencyjny z założenia nie

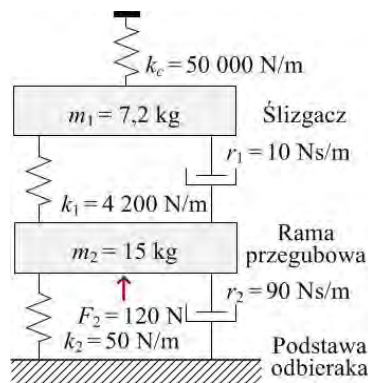
reprezentuje struktury mechanicznej konkretnej sieci. Jego zadaniem jest walidacja dowolnej metody symulacji, zwłaszcza stanów dynamicznych w układzie sieć jezdna – odbieraki prądu. Jeśli testowana metoda symulacji zostanie pozytywnie zweryfikowana na podstawie modelu referencyjnego, to może zostać dopuszczona do użytkowania.

Układ geometryczny sieci referencyjnej składa się z ciągu 10 identycznych przęseł (rys. 1). W skład sieci referencyjnej wchodzi: pojedynczy przewód zasilający, pojedynczy przewód podtrzymujący i zbiór wieszaków. Przewód podtrzymujący jest zamocowany do nieruchomych wsporników i utwierdzony na obu końcach odcinka naprężania.



Rys. 1. Układ geometryczny odcinka sieci referencyjnej na długości rozpiętości przęsła zawieszenia

Odbierak prądu poruszającego się po linii kolejowej pojazd jest modelowany jako dyskretny układ zespołów masa-sprężyna-tłumik (rys. 2).

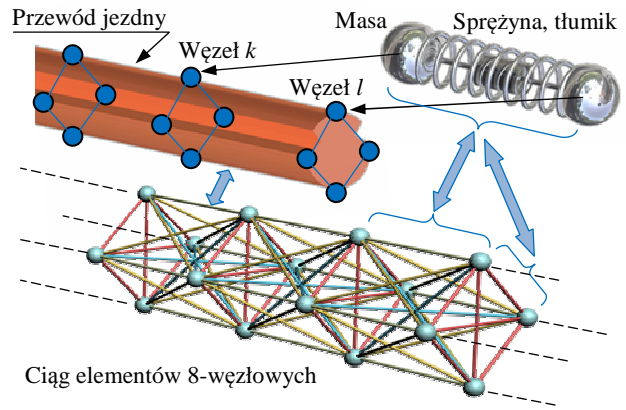


Rys. 2. Model odbieraka prądu

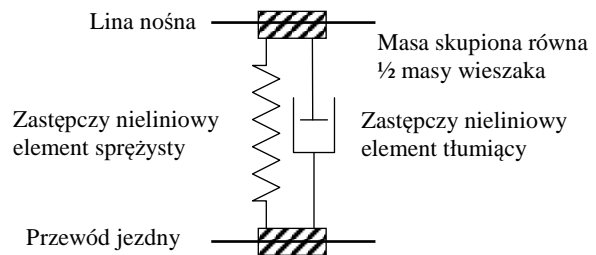
2.2. Model matematyczny sieci referencyjnej

Opracowany przez autorów model referencyjny zakłada podział przewodu jezdny i podtrzymującego na zbiór skupionych elementów zachowawczych (kinetycznych i potencjalnych) oraz dyssypatywnych. Koncepcję tego podziału przedstawiono na rys. 3, gdzie przewód reprezentowany jest przez ciąg 8-węzłowych elementów. W poszczególnych węzłach umieszczone są skupione masy. Sąsiadujące ze sobą węzły połączone są za pomocą skupionych sprężyn i tłumików.

Układ ten zapewnia sztywność podłużną i poprzeczną, a rozłożenie węzłów w przekroju poprzecznym przewodu umożliwia symulację np. wpływu zużycia przewodu jezdny. Norma PN-EN 50318 ujmuje wieszak jako bezinercyjny element sprężysty o nieliniowej charakterystyce. W przyjętej koncepcji model wieszaka pokazano na rys. 4.



Rys. 3. Koncepcja podziału przewodu jezdny i podtrzymującego na zbiór skupionych elementów zachowawczych (masy, sprężyny) i elementów dyssypatywnych (tłumiki)



Rys. 4. Model wieszaka

Model matematyczny sformułowany z wykorzystaniem metody energetycznej Lagrange'a [6]. W metodzie tej wymagane jest wyznaczenie koenergii kinetycznych elementów bezwładnościowych, energii potencjalnych elementów sprężystych oraz funkcji dyssypacji Rayleigha elementów dyssypatywnych. Koenergia kinetyczna E'_k elementu a w ruchu postępowym wyrażona w jego współrzędnych wynosi

$$E'_{k,a}(\dot{x}_a, \dot{y}_a, \dot{z}_a) = \frac{1}{2} m_a (\dot{x}_a^2 + \dot{y}_a^2 + \dot{z}_a^2) \quad (1)$$

gdzie: m_a – masa elementu a , $\dot{x}_a, \dot{y}_a, \dot{z}_a$ – składowe jego prędkości odpowiednio w kierunku x, y i z .

Energia potencjalna E_p liniowego elementu sprężystego w ruchu postępowym wyrażona we współrzędnych związanych z elementem b wynosi

$$E_{p,b}(x_b, y_b, z_b) = \frac{1}{2K_b} \left((x_b + X_b)^2 + (y_b + Y_b)^2 + (z_b + Z_b)^2 + \right. \\ \left. - 2R_b \sqrt{(x_b + X_b)^2 + (y_b + Y_b)^2 + (z_b + Z_b)^2 + R_b^2} \right) \quad (2)$$

gdzie: K_b – podatność sprężyny b ; x_b, y_b, z_b – składowe odkształcenia odpowiednio w kierunku x, y i z ; X_b, Y_b i Z_b – składowe wymiarów sprężyny w stanie bez naprężenia odpowiednio w kierunku osi x, y i z ; R_b – długością sprężyny.

Funkcja dyssypacji Rayleigha P_m liniowego elementu dyssypatywnego w ruchu postępowym wyrażona we współrzędnych związanych z elementem c wynosi

$$P_{m,c}(\dot{x}_c, \dot{y}_c, \dot{z}_c) = \frac{1}{2} D_c (\dot{x}_c^2 + \dot{y}_c^2 + \dot{z}_c^2) \quad (3)$$

gdzie: D_c – współczynnik tłumienia kinetycznego elementu c , $\dot{x}_c, \dot{y}_c, \dot{z}_c$ – względne składowe prędkości zacisków tłumika.

Następnie zdefiniowano równanie więzów, które określa relacje pomiędzy współzrędnymi poszczególnych elementów skupionych oraz współzrędnymi uogólnionymi. Ogólna postać funkcji Lagrange'a, $L(\xi, \dot{\xi})$ we współzrędnym uogólnionych jest następująca

$$L(\xi, \dot{\xi}) = E_k'(\dot{\xi}, \xi) - E_p(\xi), \quad \dot{\xi} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{y}_1 \\ \dot{z}_1 \\ \vdots \\ \dot{x}_n \\ \dot{y}_n \\ \dot{z}_n \end{bmatrix}, \quad \xi = \begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \\ z_1 \\ \vdots \\ x_n \\ y_n \\ z_n \end{bmatrix} \quad (4)$$

gdzie: $E_k'(\dot{\xi}, \xi)$ – wypadkowa koenergia kinetyczna układu, $E_p(\xi)$ – wypadkowa energia potencjalna układu, $\dot{x}_k, \dot{y}_k, \dot{z}_k$ – składowa prędkości węzła k , x_k, y_k, z_k – składowe przemieszczenia węzła k .

Model matematyczny układu określa równanie Eulera-Lagrange'a, które można zwięźle wyrazić wzorem

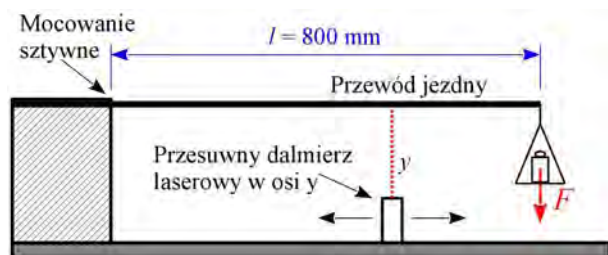
$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial L(\xi, \dot{\xi}, t)}{\partial \dot{\xi}_k} \right] - \frac{\partial L(\xi, \dot{\xi}, t)}{\partial \xi_k} + \frac{\partial P_m(\xi)}{\partial \xi_k} = Q_k(t) \quad (5)$$

gdzie: $P_m(\xi)$ – funkcja dyssypacji Rayleigha, $Q_k(t)$ – siła uogólniona (zewnętrzna) działająca na węzeł k .

2.3. Identyfikacja parametrów elementów sieci jezdnej

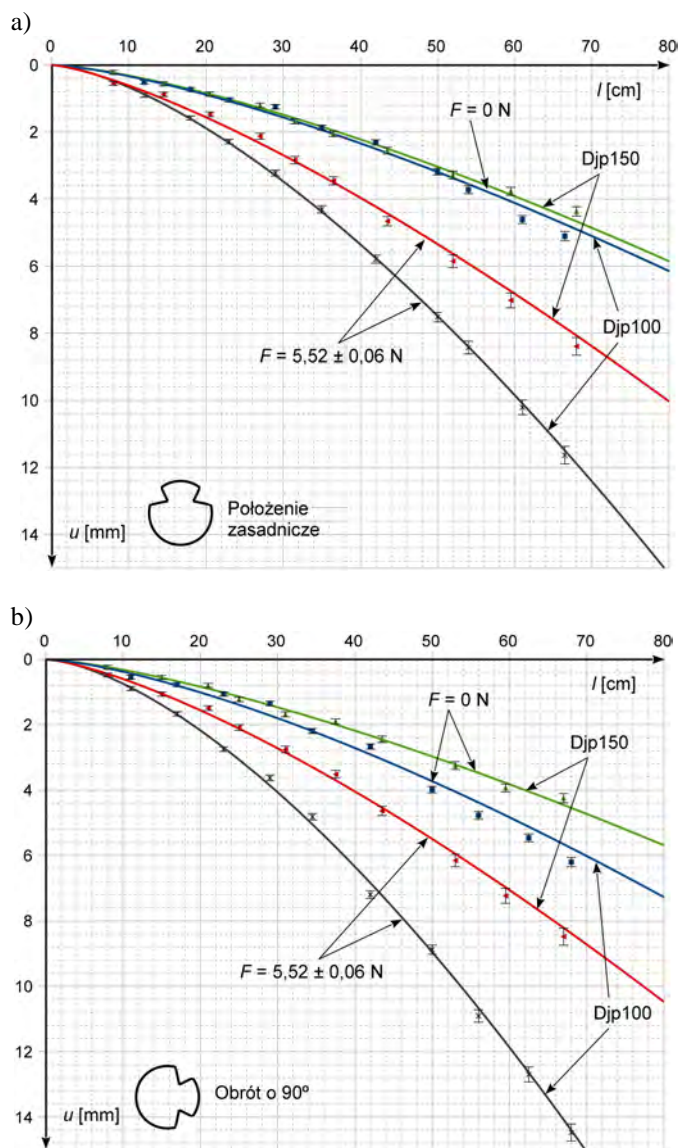
W celu przeprowadzenia symulacji modelu referencyjnego sieci trakcyjnej konieczne jest określenie parametrów mechanicznych poszczególnych jej elementów. Do najważniejszych elementów należą przewody jezdne, lina nośna i wieszaki, gdyż to one bezpośrednio współdziałają z odbierakami prądu.

W celu wyznaczenia podstawowych parametrów mechanicznych odcinki przewodów jezdnych poddano wybranym próbom statycznym i dynamicznym. Odcinki przewodów zbadano na stanowisku, które schematycznie przedstawiono na rys. 5. Przewody utwierdzono jednostronnie. Wykonano pomiary ugięcia przewodu pod własnym ciężarem oraz przy dodatkowej sile wymuszającej F dla dwóch położenia: zasadniczego (rys. 6a) i obróconego o 90° (rys. 6b). Pozwoliło to określić wrażliwość parametrów mechanicznych przewodu na podłużne rowki służące do mocowania podwieszek. Badania wykonano dla przewodów Djp100 oraz Djp150.



Rys. 5. Stanowisko do pomiaru ugięcia przewodów jezdnych

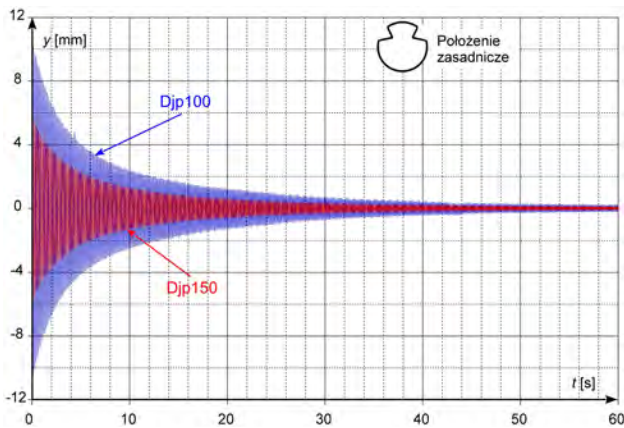
Wyniki pomiarów statycznych przedstawiono na rys. 6. W położeniu zasadniczym ugięcie przewodów pod własnym ciężarem jest praktycznie identyczne dla obu przewodów. Pomiary w położeniu 90° pokazują, że wpływ wycięć w przewodzie na jego sztywność jest zdecydowanie większy dla przewodu Djp100. Decyduje o tym identyczny rozmiar wcięć dla obu typów przewodów.



Rys. 6. Wyniki pomiarów statycznych – ugięcie przewodów w funkcji odległości od punktu zamocowania: a) przewody w położeniu zasadniczym; b) przewody obrócone o 90°

Próby dynamiczne polegały na przyłożeniu do swobodnego końca jednostronnie zamocowanego przewodu stałej siły, a następnie skokowym jej zredukowaniu. Wartość siły dla wszystkich prób była jednakowa i wynosiła: $F = 9,8067 \pm 0,0015$ N. Celem prób było wyznaczenie częstotliwości drgań własnych oraz stopnia ich tłumienia. Przebieg drgań końca pręta przedstawiono na rys. 7.

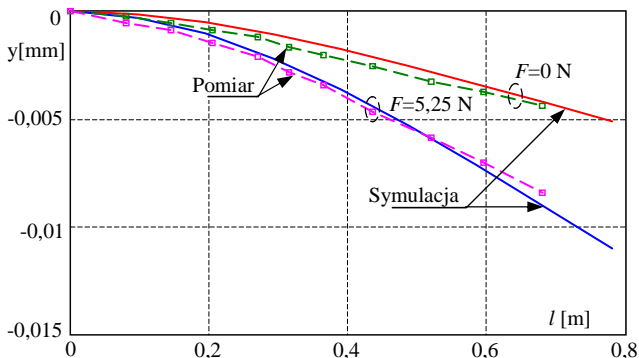
Na podstawie wykonanych pomiarów oraz danych katalogowych przewodów jezdnych określono parametry mechaniczne elementów skupionych, tj. masy węzłowych elementów bezwładnościowych, podatności zastępczych elementów sprężystych oraz współczynniki tłumienia kinetycznego zastępczych tłumików.



Rys. 7. Wyniki pomiarów dynamicznych – przebieg drgań końca przewodu Djp150 i Djp100

3. WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH

Porównanie wyników symulacji i pomiarów odkształcenia odcinka przewodu jezdnego Djp 150 utwierdzonego jednostronnie pokazano na rys. 8. Wyniki te odnoszą się do przewodu nowego w położeniu zasadniczym. Parametry elementów skupionych modelu przewodu są następujące: masa elementu inercyjnego w węźle $m = 0,032$ kg, podatność sprężyny zastępczej $K = 3,5E-05$ m/N, współczynnik tłumienia kinetycznego $D = 0,038$ Ns/m. Wartość parametru K jest taka sama dla wszystkich sprężyn w modelu przewodu. Wartość parametru D jest również stała dla wszystkich tłumików w modelu przewodu.



Rys. 8. Porównanie wyników symulacji i pomiarów odkształcenia odcinka przewodu jezdnego Djp 150 w położeniu zasadniczym utwierdzonego jednostronnie

4. WNIOSKI KOŃCOWE

W pracy przedstawiono koncepcję opracowania modelu referencyjnego sieci trakcyjnej z wykorzystaniem skupionych elementów zachowawczych i dyssypatywnych. Model przewodu zasilającego oraz liny nośnej oparty jest na ciągu odpowiednio sprzężonych elementów 8-węzłowych. Zastosowane podejście uwzględnia zmianę wartości parametrów w wyniku zużycia przewodu oraz pozwala symulować interakcję sieci z odbierakami prądu. Wartości parametrów elementów skupionych wyznaczono na podstawie statycznych i dynamicznych badań eksperymentalnych odcinków przewodów.

Aktualnie trwają prace nad rozwojem oprogramowania symulującego występujące elementy sieci, które wprowadzają nieregularności (złączki, izolatory). Dodanie programowego modułu obliczeń elektrycznych (rozmieszczenie podstacji, symulacja napięcia użytecznego) dałoby użyteczne narzędzia projektowania sieci trakcyjnych, zwłaszcza dla kolei dużych prędkości [1, 2].

5. BIBLIOGRAFIA

1. Kiessling F., Puschmann R., Schmieder A., Schneider E.: Contact Lines for Electrical Railways: Planning - Design - Implementation - Maintenance. Wiley VCH, 2009. ISBN: 3895783226.
2. Szląg A., Maciołek T.: A 3 kV DC electric traction system modernisation for increased speed and trains power demand - problems of analysis and synthesis. Przegląd Elektrotechniczny, No 3a, 2013.
3. Tanarro, F., Fuerte, V.: OHMS-real-time analysis of the pantograph-catenary interaction to reduce maintenance costs. (RCM 2011), 5th IET Conference on, 2011.
4. Mizan M., Karwowski K., Karkosiński D.: Monitoring odbieraków prądu w warunkach eksploatacyjnych na linii kolejowej. Przegląd Elektrotechniczny, No. 12 (2013).
5. Alberto A., Benet J., Arias E., Cebrian D., Rojo T, Cuartero F.: A high performance tool for the simulation of the dynamic pantograph-catenary interaction. Mathematics and Computers in Simulation, vol. 3(79), Elsevier 2008 pp. 652-667.
6. Koc W., Wilk A.: Investigations of methods to measure longitudinal forces in continuous welded rail tracks using the tamping machine. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part F: Journal of Rail and Rapid Transit, Vol. 223, No F1, 2009, s. 61-73.

REFERENCE MODEL OF OVERHEAD CONTACT LINE SYSTEM – CONCEPT OF MODELING

Key-words: electric traction, modelling of overhead contact line

Methods of modeling and computer-aided design for overhead catenary are now worldwide widely developed. The paper describes the concept of novel mathematical model of the OCL system. The main objective is to obtain accurate simulation results take into the heterogeneity of the OCL. The model was based on Lagrange energy method. The paper presents the structure of the model and equations describing it, as well as the results of some laboratory measurements that were performed to determine the model parameters of the contact wire. The established concept of the model can be used for preparation of computer tools which will support designers of overhead catenary line.

BADANIA SYMULACYJNE PROWADZONE W ŚRODOWISKU SYSTEMU EKSPERTOWEGO STOSOWANE DO WSPOMAGANIA PROJEKTOWANIA UKŁADÓW AUTOMATYKI STATKU

Andrzej KOPCZYŃSKI

Miejsce pracy: Politechnika Gdańska, ul. G. Narutowicza 11/12, 80-233 Gdańsk,
tel: 058 347 29 57 fax: 058 347 2487 e-mail: a.kopczynski@ely.pg.gda.pl

Streszczenie: W referacie przedstawiono wykorzystanie badań symulacyjnych jako źródła wiedzy dla systemu ekspertowego. Omawiany system służy wspomaganiu doboru elementów steru strumieniowego. Elementami tego systemu są: biblioteka struktur, biblioteka modeli, baza elementów oraz baza wiedzy. Jako przykład przedstawiono badania symulacyjne struktury steru strumieniowego zawierającej silnik indukcyjny, wał śrubowy, śrubę o skoku nastawnym oraz obciążenie sieci. W wyniku badań uzyskano przebiegi napięcia sieci zasilającej, prądu obciążenia, momentu obciążenia oraz prędkości obrotowej silnika. Wyniki te służą jako źródło wiedzy systemu ekspertowego.

Słowa kluczowe: system ekspertowy, badania symulacyjne, stery strumieniowe.

1. WPROWADZENIE

Współczesne biura projektowe już kilkanaście lat temu odeszły od klasycznych metod projektowania przy pomocy deski kreślarskiej i rapidografu. Obecnie projektanci wykorzystują nowoczesne aplikacje komputerowe wspomagające proces projektowania. Aplikacje typu CAD są współczesną wirtualną deską kreślarską. Przy projektowaniu układów automatyki i sterowania podsystemów elektroenergetycznych na statku (np. podsystemu steru strumieniowego), bardzo duże znaczenie ma dobór odpowiednich elementów. Projektanci (jak sami mówią) z braku dostatecznej wiedzy oraz możliwości jej pozyskania zlecają dobór zestawu urządzeń firmom zewnętrznym. Istnieje zainteresowanie przemysłu / biur projektowych aplikacjami, wspomagającymi proces projektowania.

Poprawę jakości procesu projektowania oraz jego przyspieszenie można realizować przez zebranie wiedzy i doświadczenia projektantów w postaci bazy wiedzy wykorzystywanej przez system ekspertowy. Dodatkowo system ekspertowy może czerpać wnioski z badań symulacyjnych i stosować je jako dodatkowe źródło wiedzy.

Zastosowanie aplikacji symulacyjnej w systemie ekspertowym wymaga opracowania biblioteki modeli matematycznych o różnym stopniu adekwatności oraz identyfikacji ich parametrów. Odpowiednio dobrane modele, ich parametry oraz interfejsy umożliwiające łatwe łączenie modeli w całościowe struktury, są kluczem do lepszego

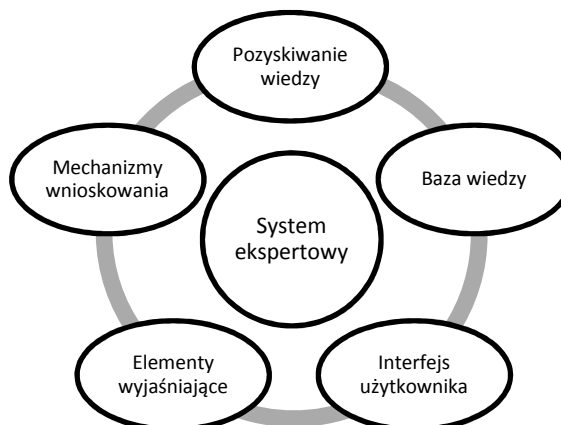
zrozumienia zjawisk, jakie zachodzą w nowo zaprojektowanych podsystemach statków, jeszcze przed budową systemów i przeprowadzeniem testów sprawnościowych.

W referacie omówiono system ekspertowy wspomagający dobór elementów struktur sterów strumieniowych statków. Zadaniem systemu jest wspomaganie wybranych etapów procesu projektowania statków. Przystawiono model matematyczny jednego z elementów struktury steru strumieniowego - silnika indukcyjnego. Omówiono wyniki badań symulacyjnych dla wybranej struktury. Na zakończenie wyciągnięto wnioski dotyczące możliwości wykorzystania wyników badań symulacyjnych jako dodatkowego źródła wiedzy dla systemu ekspertowego.

2. SYSTEM EKSPERTOWY

2.1. Struktura systemu ekspertowego

Klasyczne systemy ekspertowe składają się z kilku podstawowych elementów: bazy wiedzy, mechanizmów wnioskowania, elementów wyjaśniających, interfejsu użytkownika, elementów wspomagających pozyskiwanie wiedzy (rys. 1). Ponadto buduje się również hybrydowe systemy ekspertowe, które posiadają dodatkowe komponenty wspomagające podejmowanie decyzji [7].



Rys. 1. Elementy systemu ekspertowego

Baza wiedzy zawiera informacje sformalizowane w postaci danych, zasad postępowania, procedur umożliwiających rozwiązanie problemu. Przy budowie bazy wiedzy niezbędne jest bezpośrednie korzystanie z wiedzy eksperta (np. projektanta).

Elementy wyjaśniające umożliwiają korzystanie z systemu ekspertowego przez użytkowników o mniejszym stopniu zaawansowania wiedzy niż projektant.

Przyjazny interfejs użytkownika ułatwia interakcję użytkownika z systemem ekspertowym, wspomaga wprowadzanie danych i analizę odpowiedzi systemu.

W omawianym systemie z bazą wiedzy, poza elementami przedstawionymi powyżej, wykorzystywane są badania symulacyjne jako źródło dodatkowej wiedzy. W tym celu zawarto elementy składowe w postaci bazy danych oraz zbudowano bibliotekę modeli. Ponadto w systemie z bazą zaimplementowano mechanizmy wnioskowania umożliwiające ocenę wyników symulacji.

2.2. Biblioteka modeli

Zastosowanie modeli matematycznych w badaniach symulacyjnych wymaga użycia adekwatnych i zweryfikowanych modeli elementów składowych systemów energetycznych statków [2]. Realizowane jest to za pomocą dostrajania istniejących modeli. Zbudowano bibliotekę zawierającą modele liniowe, nieliniowe oraz hybrydowe.

W bibliotece modeli liniowych zawarto modele:

- przekładni rozdzielającej momenty obrotowe,
- przekładni sumującej momenty obrotowe,
- przekładni prędkości obrotowej,
- wału śrubowego.

W bibliotece modeli nieliniowych zawarto modele:

- regulatora prędkości obrotowej silnika spalinowego,
- sprzęgła dwustopniowego ciernego i podatnego,
- śruby o skoku stałym lub nastawnym,
- silnika indukcyjnego,
- generatora synchronicznego,
- tyrystorowego układu wzbudzenia i regulatora napięcia generatora synchronicznego,
- obciążenia sieci okrętowej.

W bibliotece modeli hybrydowych zawarto modele:

- wysokoprężnego, okrętowego silnika spalinowego,
- silnika indukcyjnego.

Modele opracowane są w jednostkach względnych – 1 odpowiada 100% wartości znamionowej. Wejścia i wyjścia modeli dobrane są tak, aby były spójne – można je było swobodnie łączyć ze sobą.

2.3. Baza elementów

Elementy umieszczone w bazie posiadają odpowiednie atrybuty. Przykład: Silnik elektryczny - producent, typ, klasa, moc, napięcie, częstotliwość zasilania, prędkość obrotowa, momenty, prądy, spełniane norm towarzystw klasyfikacyjnych, sprawność, cena, wymiary, ciężar, niezawodność, itp. Podobnie jest w przypadku śruby, generatora silnika spalinowego i innych elementów. Informacje o elementach zapisane są w bazie danych, z której korzysta aplikacja systemu ekspertowego.

2.4. Szkieletowy system ekspertowy

Istnieje wiele możliwości implementowania reguł wnioskowania oraz wiedzy w środowisku komputerowym. Możemy wykorzystać w tym celu oprogramowanie szkieletowe (np. Exsys), które ułatwia wprowadzanie

informacji i relacji między nimi. Oprogramowanie szkieletowe wspomaga i przyspiesza budowę systemu. Do głównych wad możemy zaliczyć ograniczenia w stosowaniu zewnętrznych komponentów oraz w przypadku dużych systemów spowolnienie ich działania. Dlatego też do zastosowań komercyjnych stosuje się również systemy pisane w językach programowania typu C [7].

Do budowy omawianego systemu z bazą wiedzy zdecydowano się wykorzystać szkieletowy system ekspertowy ExSys. Narzędzie to umożliwia wnioskowanie wprzód i wstecz, wywoływanie aplikacji zewnętrznych, współpracę z bazą danych oraz operacje na plikach.

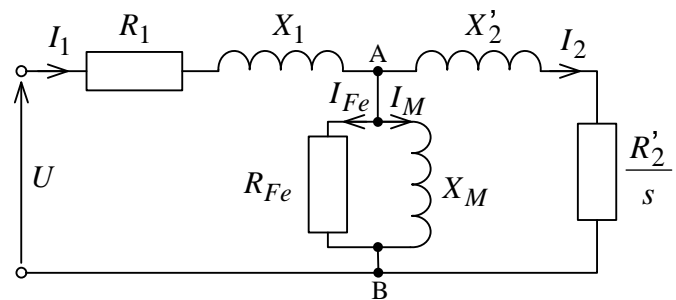
4. BADANIA SYMULACYJNE

3.1. Wprowadzenie

Wykorzystanie w procesie projektowania oraz tworzenia systemów napędowych symulacji komputerowych, pozwala na badanie stanów pracy urządzeń [2, 3, 4, 5]. W wyniku połączenia modeli poszczególnych elementów podsystemów energetycznych statków w całościową strukturę przez system ekspertowy, powstaje model matematyczny całego zespołu. Na podstawie badań wybranych struktur możemy wnioskować o zachowaniu się systemu w warunkach normalnej pracy. Jako środowisko symulacyjne wybrano komercyjny program Matlab/Simulink. Badano również darmową aplikację Scilab, ale nie była ona stabilna w przypadku badań symulacyjnych bardziej rozbudowanych modeli.

3.2. Model matematyczny

Opierając się o literaturę [2, 3, 5] opracowano model silnika indukcyjnego uwzględniający straty w żelazie. Część elektryczną modelu matematycznego opisują zależności (1)÷(13). Opis matematyczny uzyskano w wyniku przekształcenia równań opisujących obwody silnika (rys. 2). Część mechaniczną modelu opisują równania (14) ÷ (17).



Rys. 2. Schemat zastępczy silnika indukcyjnego uwzględniający straty w żelazie

Model silnika indukcyjnego posiada wejścia:

- U – wartość skuteczna napięcia jednej z faz zasilania,
- ω – pulsacja prądu przemiennego,
- ε_{ws} – droga kątowa z wału odbiornika.

Model silnika indukcyjnego posiada wyjścia:

- m_{pnw} – moment przenoszony na wał,
- I_n – wartość skuteczna prądu obciążenia dla jednej z faz wyznaczana w modelu,
- φ_n – przesunięcie fazowe prądu obciążenia.

Równania opisujące model silnika indukcyjnego uwzględniającego straty w żelazie:

$$Z_1 = R_1 + jX_1, \quad (1)$$

$$Z_2 = \frac{R_2}{s} + jX_2, \quad (2)$$

$$Z_0 = \frac{R_{Fe} \times jX_M}{R_{Fe} + jX_M} \quad (3)$$

gdzie: R_1 – rezystancja stojana, R_2 – rezystancja obwodu klatki, X_1 – reaktancja stojana, X_2 – reaktancja sprzężenia wirnika i obwodu klatki, X_M – reaktancja rozproszenia, Z_1 – impedancja zespolona obwodów stojana, Z_2 – impedancja zespolona obwodów wirnika, Z_0 – impedancja zespolona uwzględniająca straty w żelazie, s – poślizg wirnika.

Impedancję zespoloną zastępczą Z_{AB} połączenia równoległego impedancji Z_0 i Z_2 wyraża równanie:

$$Z_{AB} = \frac{Z_0 \times Z_2}{Z_0 + Z_2}. \quad (4)$$

Impedancję zespoloną zastępczą Z_Z wyraża równanie:

$$Z_Z = Z_1 + Z_{AB}. \quad (5)$$

Wartość skuteczną zespoloną prądu silnika I_1 wyraża równanie:

$$I_1 = \frac{U}{Z_Z}. \quad (6)$$

Wartość skuteczną I_n oraz przesunięcie fazowe φ_n prądu obciążenia wyznaczamy z zależności:

$$I_n = |I_1|, \quad (7)$$

$$\varphi_n = \arctg\left(\frac{\text{Im}(I_1)}{\text{Re}(I_1)}\right) \quad (8)$$

Wartość skuteczną zespoloną prądu klatki wirnika I_2 wyznaczamy z zależności:

$$U_1 = I_1 \times Z_1, \quad (9)$$

$$U_{AB} = U - U_1, \quad (10)$$

$$I_2 = \frac{U_{AB}}{Z_2}. \quad (11)$$

Moment obrotowy m_E generowany przez silnik indukcyjny możemy wyrazić zależnością:

$$m_E = \frac{R_2}{s} \times I_2^2 \times \frac{60}{2 \times \pi \times n_s}. \quad (12)$$

Poślizg wirnika s wyznaczamy ze wzoru:

$$s = 1 - p_n \frac{\omega_{se}}{\omega}, \quad (13)$$

gdzie: ω_{se} – prędkość kątowna wirnika silnika, p_n – liczba par biegunów stojana silnika.

Kolejne równania przedstawiają liniowy opis części mechanicznej silnika indukcyjnego. Wartość przenieszonego momentu obrotowego przez wał silnika określa równanie:

$$m_{pnw} = k_{se} (\varepsilon_{se} - \varepsilon_{ws}), \quad (14)$$

gdzie: ε_{se} – droga kątowna wału wirnika, k_{se} – współczynnik sprężystości skrętnej wału silnika.

Drogę kątowną wału silnika ε_{se} można wyrazić następująco:

$$\varepsilon_{se} = \int_0^t \omega_{se}(t) dt, \quad (15)$$

gdzie: ω_{se} – prędkość kątowna wirnika silnika.

Dynamikę mas wirujących silnika indukcyjnego opisują zależności:

$$J \times \frac{d\omega_{se}}{dt} = m_E - m_{te} - m_{pnw}, \quad (16)$$

$$m_{te} = k_{te} \times \omega_{se}, \quad (17)$$

gdzie: k_{te} – współczynnik tarcia, J – moment bezwładności układu wirującego.

3.3. Parametry modelu

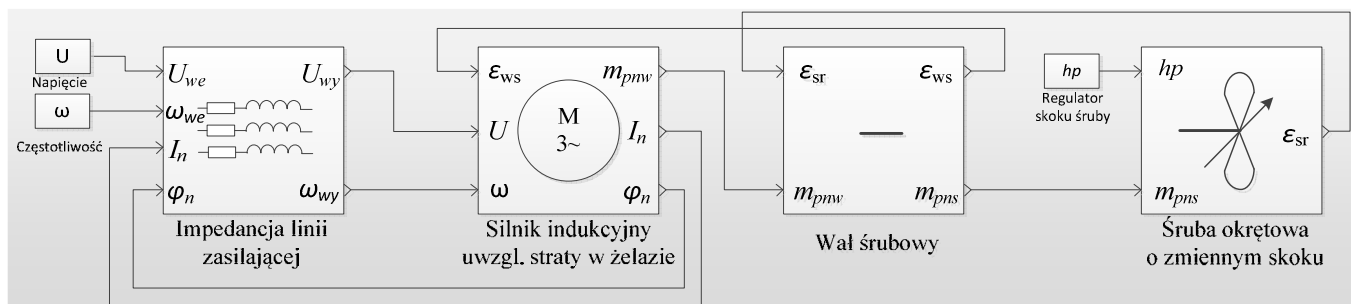
Modele matematyczne wymagają dobrania parametrów. Zdecydowano się przy doborze parametrów wykorzystać algorytmy genetyczne [5, 6]. Dobrane parametry przez algorytm genetyczny przedstawiono w tabeli 1, ponadto przyjęto w [p.u.]: $J = 2$, $k_{te} = 0,02$, $k_{se} = 10^7$. Model opisany równaniami (1) – (17) wraz z parametrami odzwierciedla pracę silnika indukcyjnego typu AMA400L6D VAMH o mocy 800 KW dostarczanego przez firmę ABB na potrzeby sterów strumieniowych.

Tabela 1. Zestawienie parametrów modelu [p.u.]

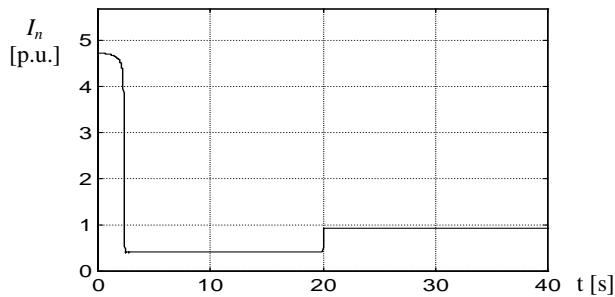
R_1	X_1	R'_2	X'_2	R_{Fe}	X_M
0,041 3	0,187 3	0,016 4	0,015 6	10	1,175 5

3.4. Program badań

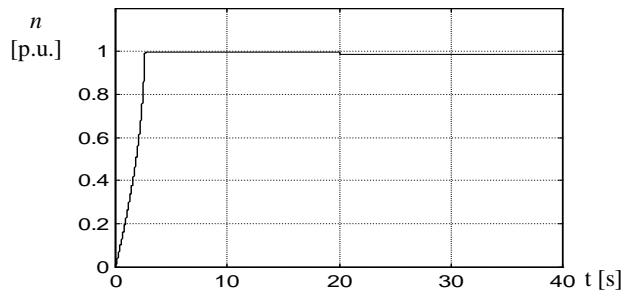
Opracowane modele matematyczne zestawiono tworząc strukturę podsystemu steru strumieniowego statku, złożoną z: impedancji linii zasilającej [4], silnika indukcyjnego uwzględniającego straty w żelazie, wału śrubowego [2, 5] oraz śruby o skoku nastawnym [2, 5] (rys. 3). Badania symulacyjne wykonano w środowisku Matlab / Simulink. Obliczenia wykonano z wykorzystaniem procedury numerycznej ode15s. Przyjęto, że śruba z ustawionym skokiem $hp=0$ stawia opory, które uwzględniono w modelu śruby jako 15% obciążenia nominalnego. W chwili $t=0$ s zostało podane napięcie zasilania, a w chwili $t=20$ s przełączono skok śruby na 100% (maksymalne obciążenie). Przyjęto skokową zmianę ustawienia łopat śruby.



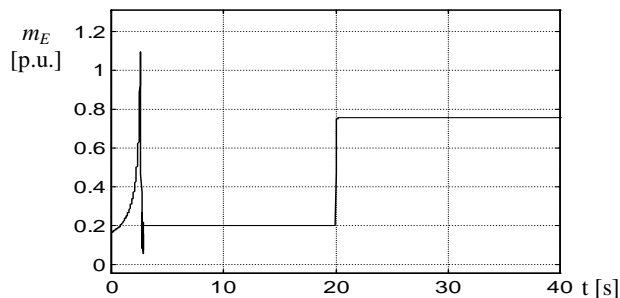
Rys. 3. Struktura modelu w środowisku Matlab/Simulink



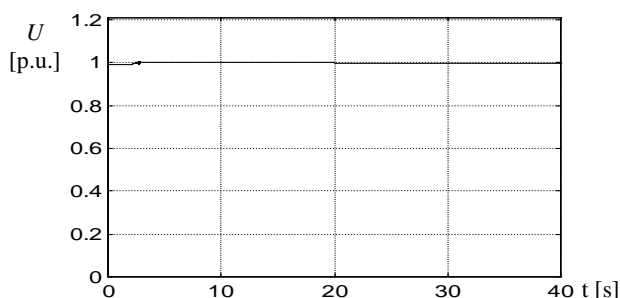
Rys. 4. Przebieg prądu obciążenia modelu silnika indukcyjnego



Rys. 5. Przebieg prędkości obrotowej modelu silnika indukcyjnego



Rys. 6. Przebieg momentu obciążenia modelu silnika indukcyjnego



Rys. 7. Przebieg napięcia zasilania modelu silnika indukcyjnego

3.5 Wyniki symulacji

W wyniku badań symulacyjnych uzyskano charakterystyki przedstawione na rysunkach 4 – 7. System ekspertowy może na podstawie nich wnioskować o wielkości przekroczenia prądu nominalnego podczas rozruchu i dynamicznego obciążania, czasie rozruchu, spadku napięcia zasilania itp. Dane te są porównywane z przepisami towarzystw klasyfikacyjnych [1], wymaganiami stawianymi urządzeniom elektrycznym oraz wiedzą ekspertów.

4. WNIOSKI KOŃCOWE

Zbudowany system z bazą wiedzy przechodzi aktualnie testy, które mają na celu ocenę jakości uzyskiwanych rozwiązań. Moduł symulacyjny jest źródłem dodatkowej wiedzy dla systemu ekspertowego. Głównymi zaletami opisanego rozwiązania są:

- możliwość wykorzystania symulacji do badania wpływu poszczególnych elementów na system elektroenergetyczny statku,
- zgodność parametrów (np. prądów rozruchowych, procesów przejściowych) z wymaganiami towarzystw klasyfikacyjnych,
- zmniejszenie liczby godzin potrzebnych do przygotowania projektu ofertowego.

5. BIBLIOGRAFIA

1. American Bureau of Shipping: Rules for building and classing. part 4. ABS, Houston 2002.
2. Arendt R.: Hierarchiczne modele hybrydowe systemu energetycznego statku o definiowanej strukturze. Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej, Gdańsk 2006, ISBN 83-7348-019-6.
3. Sobczyk J. T.: Metodyczne aspekty modelowania matematycznego maszyn indukcyjnych. WNT, Warszawa 2004, ISBN 83-2042-886-6.
4. Arendt R.: Modelowanie wpływu zasilania na pracę odbiorników systemu elektroenergetycznego statku. Przegląd Elektrotechniczny nr 4a (2012), s.141-146, ISSN 0033-2097.
5. Kopczyński A., Arendt R.: Dobór parametrów silnika indukcyjnego dużej mocy. Pomiary Automatyka Robotyka, nr. nr 2 (2012), s.0-369, ISSN: 1427-9126.
6. Arendt R., Kopczyński A., Wojtczak M.: The Choice of Parameters of Induction Motor Model Using a Genetic Algorithm. 10th IEEE IC MMAR, Międzyzdroje 2004 s. 149-154, ISBN 83-88764-04-7.
7. Mulawka J.: Systemy ekspertowe. WNT, Warszawa 1996, ISBN 83-204-1890-9.

SIMULATION INVESTIGATION IN EXPERT SYSTEM ENVIROMENT FOR AIDED DESIGN OF SHIP SYSTEMS AUTOMATION

Key-words: expert system, simulation investigation, ship thrusters

The paper describes the use of the simulation investigations as a source of knowledge for the expert system. System supports the selection of component elements for the bow thrusters. The parts of such a system are: a set of structures, a set of models, database and knowledge base. As an example the simulation investigation of bow thrusters which structure contains induction motor, propeller shaft, controllable pitch propeller and energy network load is presented. As a result of the research plots of: mains voltage, load current, load torque and rotational speed of the engine are obtained. These results as a source of knowledge of the expert system are used.

UKŁAD REGULACJI Z MODELEM WEWNĘTRZNYM STERUJĄCY OBIEKTEM NIELINIOWYM

Krzysztof KULA¹, Karol POZORSKI²

1. Akademia Morska w Gdyni, ul.Morska 81-87, 81-225 Gdynia,
tel: 58 690 14 94 fax:58 690 14 71 e-mail: kskula@am.gdynia.pl
2. Lamel Rozdzielnice Sp. z o.o. Pępowo ul. Gdańska 3, 83-330 Żukowo
tel: 58 685 40 50 fax 58 685 40 50 e-mail pozorski.lamel@gmail.com

Streszczenie: W pracy przedstawiono koncepcję układu sterowania obiektem nieliniowym, jakim jest system wentylacji klatki schodowej, stanowiącej drogę ewakuacji na wypadek pożaru budynku wielopiętrowego. Opiera się ona na zastosowaniu modelu nieliniowego oraz jego inwersji przy wykorzystaniu techniki sprzężenia zwrotnego. Dzięki wprowadzeniu do struktury regulatora modelu obiektu układ adoptuje się do zmiennych warunków pracy.

1. WPROWADZENIE

Koncepcję układu sterowania IMC, w którym model obiektu regulacji włączany jest do struktury regulatora, przedstawili w 1989 roku Morari i Zafiriou [1]. Struktura ta umożliwia na podstawie przebiegu przeszłych sygnałów wejściowych i aktualnego stanu obiektu prognozowanie zmian wielkości regulowanej w przyszłości. Dzięki temu możliwa jest kompensacja wpływu niewielkich nieliniowości a także zakłóceń, zanim ich skutki ujawnią się na wyjściu układu.

Przy syntezie regulatora wykorzystywany jest model odwrotny obiektu. Gdy w obiekcie występują znaczące opóźnienia lub niestabilne zera utworzenie modelu odwrotnego wymaga dokonania pewnych uproszczeń. Nie inaczej jest przy występowaniu nieliniowości i zmieniającym się punkcie pracy. A obiektem tego typu jest rozpatrywany system zapobiegania nadmiernemu zadymieniu.

2. SFORMUŁOWANIE PROBLEMU

Jednym z wymagań dotyczących zabezpieczenia przeciwpożarowego budynków użyteczności publicznej jest zapewnienia należytej ochrony dróg ewakuacyjnych. W budynkach wielokondygnacyjnych musi być wyodrębniona klatka schodowa, która na każdym piętrze wyposażona jest w zamykane automatycznie drzwi. Ich obecność ma ograniczyć przenikanie dymu z pomieszczeń objętych pożarem. Aby klatka schodowa mogła lepiej pełnić funkcję bezpiecznej drogi ewakuacyjnej, powinna być wypełniona powietrzem o ciśnieniu wyższym niż pozostałe pomieszczenia o 50 ± 10 Pa, co powinno

zapobiec jej nadmiernemu zadymieniu. W sytuacji, gdy otwarte zostaną jakieś drzwi chronionego pomieszczenia, nadciśnienie zanika na skutek wyrównania ciśnień z sąsiednim pomieszczeniem lub bezpośrednio z ciśnieniem atmosferycznym.

Gdy wszystkie drzwi zostaną ponownie zamknięte, w pomieszczeniu chronionym ciśnienie powinno wzrosnąć do wartości min 40 Pa w czasie krótszym niż 3 sekundy.

Wprawdzie w tym przypadku mamy do czynienia z regulacją stałowartościową, to jednak punkt pracy, z powodu zmieniającej się nieuszczelnności pomieszczenia chronionego, może zmieniać się w szerokich granicach. W skrajnym przypadku, gdy strumień powietrza tłoczonego przez wentylator jest mniejszy od występujących przecieków, urządzenia wykonawcze pracować będą w stanie nasycenia. Problemem sterowania obiektami tego typu zajmowali się m.in. Zapała i Szumski [2] implementując do tego celu algorytm regulacji predykcyjnej oraz Wiche, i Majdański [3], którzy zastosowali regulację adaptacyjną wykorzystującą na potrzeby mechanizmu dopasowującego regulator do zmieniających się warunków pracy- sieć neuronową.

3. OBIEKT REGULACJI

Obiektem regulacji jest model fizyczny pomieszczenia ewakuacyjnego wraz z pomieszczeniem sąsiadującym o wymiarach ok. $6 \times 6 \times 3$ m. Powietrze do tego pomieszczenia dostarczane jest kanałem doprowadzającym przez wentylator zasilany z falownika.

3.1. Identyfikacja obiektu

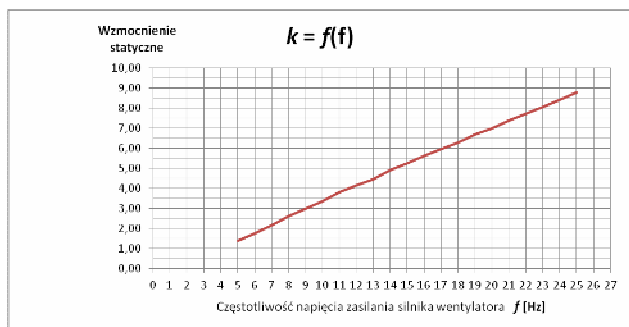
Na podstawie eksperymentów identyfikacyjnych utworzony został model matematyczny obiektu rozumiany jako zależność między ciśnieniem w pomieszczeniu chronionym a częstotliwością zasilania wentylatora. Zlinearyzowany model obiektu przedstawić można przy pomocy następującej transmitancji

$$M(s) = \frac{ke^{-T_0s}}{T^2s^2 + 2\xi Ts + 1} \quad (1)$$

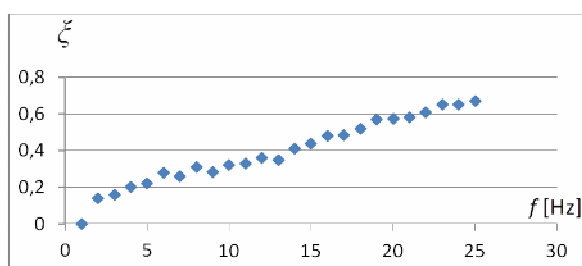
gdzie: k - wzmocnienie statyczne
 T - okres drgań własnych ,

ξ - bezwymiarowy współczynnik tłumienia

Parametry tego modelu k, ξ zmieniają się jednak wraz ze zmianą częstotliwości napięcia zasilania wentylatora, co zobrazowane zostało na rysunkach 1,2 .



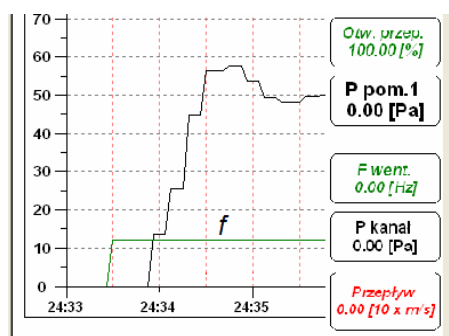
Rys.1 Wzmocnienie obiektu w funkcji częstotliwości napięcia zasilania



Rys.2 Bezwymiarowy współczynnik tłumienia ζ w funkcji częstotliwości napięcia zasilania

Urządzeniem wykonawczym jest wentylator, na którego silnik podawane jest z falownika napięcie przemiennie o stałej amplitudzie i zmiennej częstotliwości wyznaczanej przez sygnał z regulatora w zakresie od 0 do 25 Hz. Umożliwia to precyzyjne sterowanie prędkością obrotową silnika, czyli wydatkiem wentylatora.

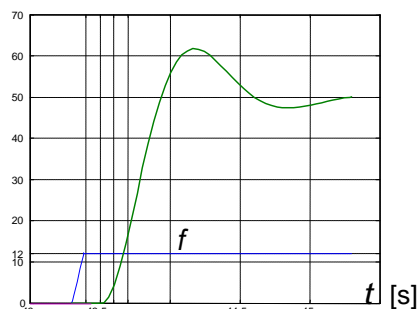
W testowanych warunkach przy wyjściowej nieszczelności pomieszczenia do osiągnięcia zadanego nadciśnienia 50 Pa wentylator był zasilany napięciem o częstotliwości 12 Hz. Obrazuje to przebieg zmian ciśnienia zamieszczony na rysunku 3.



Rys.3 Charakterystyki skokowe obiektu przy częstotliwości zasilania $f=12$ Hz.

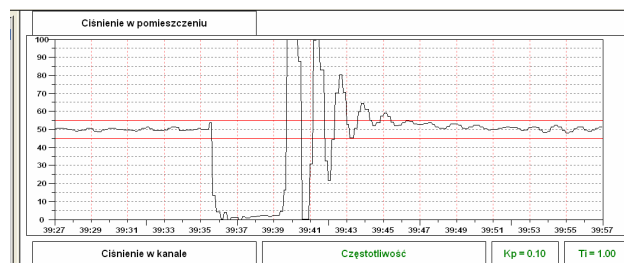
Model liniowy w tym punkcie pracy opisuje transmitancja

$$M(s) = \frac{4.17}{0.03598s^2 + 0.1631s + 1} e^{-0.16s} \quad (2)$$



Rys.4 Charakterystyka skokowa modelu matematycznego przy częstotliwości zasilania $f=12$ Hz.

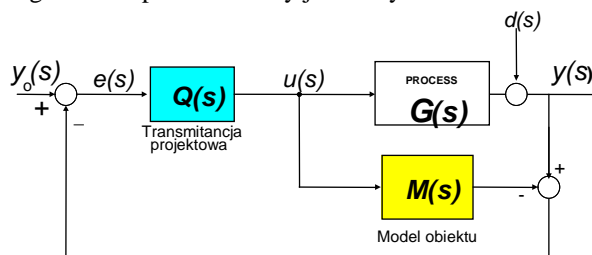
Sterowanie obiektem nieliniowym przy pomocy regulatora PID o stałych nastawach, gdy punkt pracy może się zmieniać w szerokim przedziale, nie jest w stanie zapewnić zadawalającej jakości. Przykładowe przebiegi wielkości regulowanej przy zastosowaniu regulatora PID osiągnięte na modelu fizycznym przedstawione zostały na rysunku 5 .



Rys.5 Zmiany nadciśnienia uzyskane w wyniku sterowania przy pomocy regulatora PID

4. UKŁAD REGULACJI

Na potrzeby sterowania tym obiektem zastosowany został układ regulacji z modelem wewnętrznym. Poglądowy schemat tego układu przedstawiony jest na rysunku 6.



Rys.6 Schemat blokowy układu regulacji z modelem wewnętrznym

Transmitancję projektową $Q(s)$ wyznaczyć można z zależności

$$Q(s) = F(s) \times M_{odw}(s) \quad (3)$$

gdzie

M_{odw} – transmitancja modelu odwrotnego obiektu

$F(s)$ – transmitancja filtra pozwalająca spełnić warunek, by

$Q(s)$ była transmitancją właściwą

$$F(s) = \frac{1}{(1 + \beta s)^n} \quad (4)$$

gdzie: n - rząd filtru, β - dobieralny parametr -stała czasowa filtru

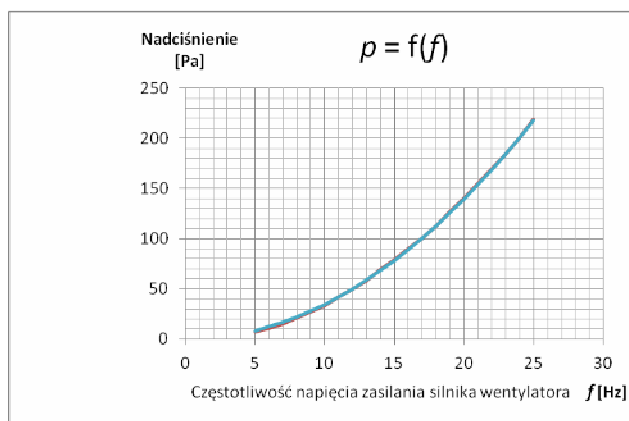
Gdy obiekt jest silnie nieliniowy lub w transmitancji modelu występują zera w prawej półpłaszczyźnie ewentualnie znaczne opóźnienia to skonstruowanie modelu odwrotnego wymaga zastosowania specjalnych technik. Ponieważ w rozpatrywanym obiekcie występuje jedynie niewielkie opóźnienie a model nie zawiera niestabilnych zer, główną trudność przy implementacji regulatora IMC stanowią nieliniowości.

4.1. Projektowanie struktury IMC z wykorzystaniem techniki inwersji przy pomocy sprzężenia zwrotnego.

Sygnal sterujący podawany na obiekt i jego model o nieliniowej charakterystyce statycznej zamieszczonej na rysunku 7 wyznaczany jest na podstawie zależności

$$u(s) = Q(s) \times e(s) \quad (5)$$

gdzie $e(s)$ oznacza transformatę Laplace'a uchybu regulacji a $Q(s)$ stanowi stabilną transmitancję operatorową o równej liczbie biegunów i zer, cechowaną niezerową i skończoną odpowiedzią dla sygnałów wysokiej częstotliwości.



Rys.7 Charakterystyka statyczna obiektu wraz z urządzeniem wykonawczym

Oznaczmy transmitancję odwrotną do transmitancji projektowej jako

$$P(s) = Q^{-1}(s) = \frac{e(s)}{u(s)} \quad (6)$$

a następnie rozłożmy na część stałą p_0 oraz na transmitancję ściśle właściwą $\bar{P}(s)$ [4]

$$P(s) = p_0 + \bar{P}(s) \quad (7)$$

gdzie: $p_0 = \frac{I}{\lim_{s \rightarrow \infty} Q(s)}$

Przekształcając (5) otrzymamy:

$$e(s) = Q^{-1}(s) \times u(s) \quad (8)$$

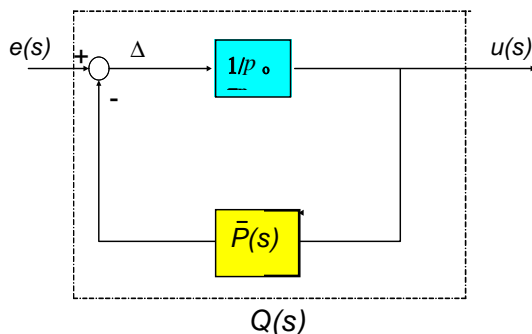
Transformata uchybu po uwzględnieniu (6) i (7) będzie równa

$$e(s) = [p_0 + \bar{P}(s)] \times u(s) \quad (9)$$

Po dokonaniu przekształceń dochodzimy do zależności:

$$u(s) = \frac{I/p_0}{I + \frac{1}{P(s)}} \times e(s) \quad (10)$$

Równanie to opisuje pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego



Rys.8 Przedstawienie transmitancji projektowej z wykorzystaniem sprzężenia zwrotnego i transmitancji ściśle właściwej $\bar{P}(s)$.

Odwrotną transmitancję projektową (6) po uwzględnieniu (3) przedstawić można jako:

$$P(s) = F^{-1}(s) \times (M_{odw})^{-1} \quad (11)$$

Jeżeli model jest członem minimalnofazowym, zależność tę można uprościć do postaci

$$P(s) = F^{-1}(s) \times M(s) \quad (12)$$

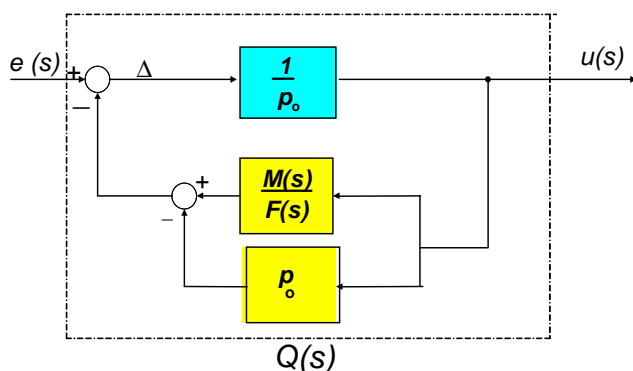
Zgodnie z (7) transmitancja ściśle właściwa $\bar{P}(s)$ jest równa różnicy odwrotnej transmitancji projektowej oraz części stałej

$$\bar{P}(s) = P(s) - p_0 \quad (13)$$

Po uwzględnieniu (11) zależność ta przyjmie postać:

$$\bar{P}(s) = \frac{M(s)}{F(s)} - p_0 \quad (14)$$

a schemat układu modelującego transmitancję projektową z rysunku 8 może być rozbudowany o dodatkową gałąź sprzężenia zwrotnego, co ukazuje rysunek 9.



Rys. 9 Schemat blokowy transmitancji projektowej.

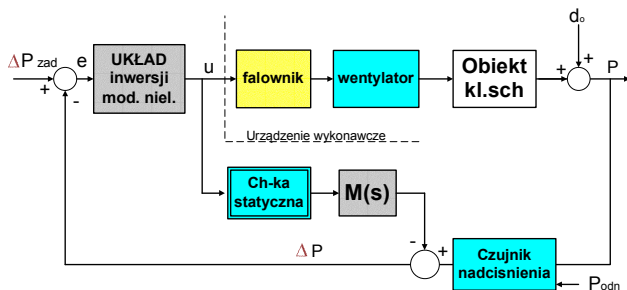
Podobną strukturę zastosowano w proponowanym układzie regulacji z tym, że w modelu odwrotnym uwzględniono

zmienne wzmocnienie statyczne (rys.1) oraz pominięto minimalne opóźnienie.

Sygnał Δ będzie tym samym równy:

$$\Delta = e(s) - k(f) \times \frac{\beta^2 s^2 + 2\beta s + 1}{T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1} + p_0 \quad (15)$$

Schemat układu regulacji przedstawiony został na rysunku 10.

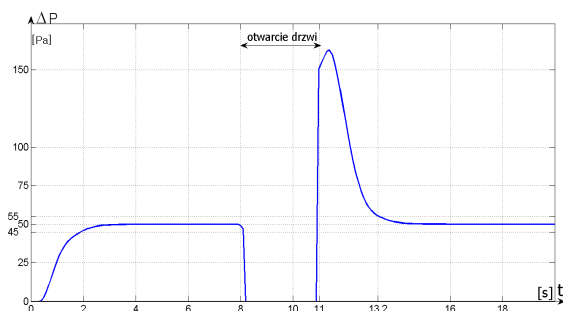


Rys.10 Schemat układu regulacji nadciśnienia z nieliniowym modelem wewnętrznym.

5. WYNIKI SYMULACJI

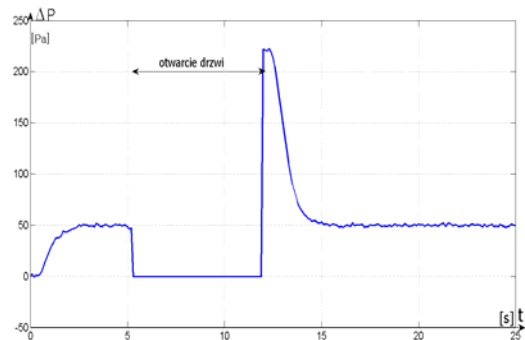
5.1 Parametry regulatora IMC.

Stałą czasową filtra oszacowano na podstawie zależności $\beta < (t_r - T_o)/5,83$, w której t_r to oczekiwany czas regulacji dla układu drugiego rzędu z czasem opóźnienia T_o przy 2% szerokości pasma tolerancji. Dla dopuszczalnej wartości $t_r = 3$ s przy $n=2$ stała filtra musi spełniać warunek $\beta < 0,4528$. Przyjęto wartość $\beta=0,4$. Parametr p_0 przybiera wartość 18,5. Symulację komputerową pracy układu regulacji przeprowadzono w środowisku Matlab-Simulink uwzględniając w obiekcie zależność z rysunku 2. Na rysunkach 11 i 12 przedstawione zostały symulacje zmian nadciśnienia przy



Rys. 11 Zmiany nadciśnienia w pomieszczeniu chronionym po uruchomieniu układu. Czas otwarcia drzwi – 3 s

uruchomieniu układu oraz w przypadku, gdy po otwarciu drzwi następuje wzrost prędkości obrotowej silnika wentylatora a tym samym wzrost ciśnienia w kanale doprowadzającym. Jednak zarówno, gdy przerwa trwa tylko 3 sekundy czy choćby dwa razy dłużej, powstałe nadciśnienie zostaje sprowadzone bez przeregulowania poniżej określonej przez normy wartości 60 Pa w czasie krótszym od 3 sekund.



Rys.12 Zmiany nadciśnienia w pomieszczeniu chronionym przy 6-sekundowym czasie otwarcia drzwi

6. PODSUMOWANIE

Przedstawiona w pracy koncepcja wykorzystania regulatora IMC do sterowania obiektem nieliniowym bazuje na wykorzystaniu sprzężenia zwrotnego do utworzenia modelu odwrotnego obiektu. Dzięki niej można uzyskać odwrotny model nieliniowy obiektu, co przy zachowaniu odpowiedniej jakości sterowania w szerokim zakresie zmian wielkości sterującej. Przedstawiona metoda sterowania może być stosowana w układach silnie nieliniowych o zmiennym punkcie pracy, jak na przykład w testowanym układzie regulacji nadciśnienia, o ile zapewni się odpowiednią dokładność modelu.

7. BIBLIOGRAFIA

1. Morari M., Zafiriou E., Robust process control, Englewood Cliffs, NJ Prentice Hall, 1989 ISBN-13: 978-0137821532
2. Zapała R., Szumski M., Kalibracja instalacji różnicowania ciśnienia, Chłodnictwo & klimatyzacja nr 3 2012 s.38-40
3. Wiche J., Majdański A., Pierwsze na świecie urządzenie wentylacyjne służące bezpieczeństwu ludzi z wykorzystaniem sztucznej inteligencji, Chłodnictwo & klimatyzacja nr 3 2012 s.42-44
4. Ching-Y. T, An Internal Model Control Approach to the Design of Yaw-Rate-Control Ship-Steering Autopilot, IEEE Journal of Oceanic Engineering, Vol.24,No4, October 1999 s.507-513

CONTROL SYSTEM WITH INTERNAL MODEL REGULATING A NONLINEAR PLANT

Key-words: IMC, nonlinear control

Abstract: The paper presents the concept of a nonlinear control system, which is the stairwell ventilation system, which is a means of escape in case of fire multi-storey building. It is based on the use of non-linear model and its inversion using feedback techniques. With the introduction the model to the structure of the controller system adapts to changing conditions.

ZASTOSOWANIE SZTUCZNYCH SIECI NEURONOWYCH DO PROGNOZOWANIA CEN NA GIEŁDZIE ENERGII

Adrian MILLER¹, Paweł BUĆKO²

1. Politechnika Gdańska, ul. G. Narutowicza 11/12, 80-952 Gdańsk
e-mail: amiller@ely.pg.gda.pl
2. Politechnika Gdańska, ul. G. Narutowicza 11/12, 80-952 Gdańsk
e-mail: p.bucko@ely.pg.gda.pl

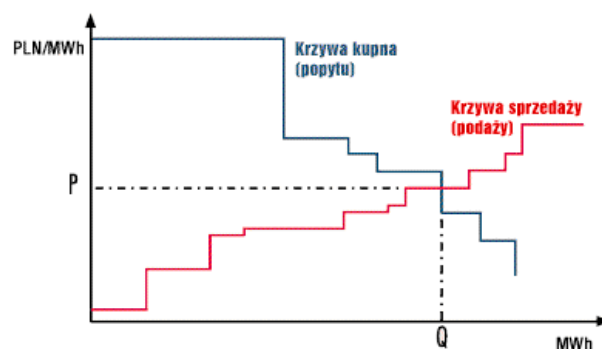
Streszczenie: Jednym z aktualnych zagadnień gospodarczych jest prognozowanie cen na Giełdzie Energii. Autorzy publikacji proponują wykorzystanie do tego celu sztucznych sieci neuronowych i oprogramowania MATLAB. Opisują narzędzie do prognozy krótkoterminowej Rynku Dnia Następnego. W artykule przedstawiono sposób kalibracji danych. Opisano również użyte funkcje aktywacji w warstwach neuronowych wraz z konsekwencjami z nich wynikającymi dla samego procesu nauczania. W końcowej części artykułu porównano prognozę sieci neuronowej z rzeczywistym przebiegiem notowań na Giełdzie Energii.

Słowa kluczowe: prognoza, sztuczne sieci neuronowe, rynek energii, MATLAB.

1. WSTĘP

Głównym celem analiz było stworzenie skutecznego narzędzia do krótkoterminowej godzinowej prognozy ceny na Giełdzie Energii. Zdecydowano się, że w tym celu wykorzystane zostaną sztuczne sieci neuronowe. Za narzędzie wspomagające kreowanie sieci, wybrano pakiet Neural Network ToolboxTM programu MATLAB 2008a.

Jednym z podstawowych obszarów działania Giełdy Energii jest Rynek Dnia Następnego (RDN). Jak sama nazwa wskazuje, notowania na RDN mają miejsce na dzień przed fizyczną dostawą energii. Notowania prowadzone są codziennie przez cały rok. Na Rynek Dnia Następnego składają się 24 godzinowe okresy rozliczeniowe, w których zawierane są transakcje kupna i sprzedaży energii elektrycznej. Polecenia kupna i sprzedaży są wysyłane przez uczestników RDN, następnie dla każdej godziny doby handlowej ze wszystkich dyspozycji zakupu powstaje krzywa popytu, natomiast z dyspozycji sprzedaży powstaje krzywa podaży [8]. Punkt przecięcia krzywych podaży oraz popytu jest podstawą do wyznaczenia ceny (kursu jednolitego). Przy wyznaczeniu wcześniejszej wspomnianej ceny stosuje się kolejno dwie główne zasady, tj. „maksymalizacji wolumenu obrotu oraz minimalizacji różnicy między skumulowanym wolumenem energii elektrycznej w zleceniach kupna i zleceniach sprzedaży możliwym do zrealizowania po określonym kursie”. Ogólny sposób ustalania ceny równowagi oraz wolumenu obrotu przedstawia poniższy rys. 1.



Rys. 1. Zasada wyznaczania ceny równowagi [4]

2. SKALOWANIE DANYCH

By przystąpić do pracy ze sztucznymi sieciami neuronowymi uprzednio należało zgromadzić odpowiednio liczny zbiór danych opisujących przeszłość procesu zmienności ceny na RDN. Minimalna, potrzebna ilość danych, jaką się przyjmuje do prawidłowego nauczania sieci, to dane z 12 miesięcy [1]. Zbiór danych powinien uwzględnić cykliczne zmienności zapotrzebowania w systemie (sezonowość procesu). Okres ten autorzy uznali jako ograniczenie przy tworzeniu modelu prognostycznego. Do badań wykorzystano zbiór danych z 2010 roku zaczerpnięty ze strony internetowej www.tge.pl [4].

Tabela 1. Dane charakteryzujące cenę energii w 2010 roku

WIELKOŚĆ	WARTOŚĆ [PLN/MWh]
Minimalna godzinowa cena energii	101,15
Średnia godzinowa cena energii	191,78
Maksymalna godzinowa cena energii	499,86
Minimalna dobową średnia cena energii	146,08
Maksymalna dobową średnia cena energii	302,12
Minimalna rozpiętość dobową ceny energii	28,63
Średnia rozpiętość dobową ceny energii	92,78
Maksymalna rozpiętość dobową ceny energii	357,26

Dane podzielono na zbiór uczący (treningowy) i testujący. Do zbioru testującego wybrano co 7 tygodni roku, tworząc zbiór charakterystyczny dla różnych sezonów. Zaproponowany podział pozwalał na sprawdzenie początkowych i końcowych wyników uczenia sieci. Dodatkową zaletą takiego rozwiązania było również sprawdzanie wyników dla nietypowych dni w ciągu roku, takich jak dni przed- i poświąteczne.

Przygotowanie danych treningowych, polegające na ich odpowiednim przeskalowaniu, może poprawić zarówno działanie sieci, jak i jej dokładność [2, 3]. Podstawowym etapem było sprowadzenie danych do przedziału od 0 do 1. Dokonano tego stosując proste skalowanie:

$$A = \frac{B}{B_{max}} \quad (1)$$

gdzie: A – wartość wejściowa przeskalowana do przedziału (0,1), B – wartość rzeczywista ceny [zł/MWh], B_{max} – maksymalna wartość ceny w zbiorze danych [zł/MWh].

By dokonać przeliczenia wartości znormalizowanych na rzeczywiste należało skorzystać z zależności:

$$B = A \times B_{max} \quad (2)$$

Po zakończeniu podstawowego etapu skalowania i wyłonieniu najlepszych struktur neuronowych, postanowiono zastosować inne skalowanie i sprawdzić jaki ma ona wpływ na błąd prognozy. Tym razem wejścia wykorzystanych sieci zostały skalowane poprzez zastosowanie liniowego odwzorowania ekstremów zmiennej na ekstrema funkcji aktywacji w warstwie ukrytej. Dane po przeskalowaniu posiadały wartości z przedziału (-1,1). Do przeliczenia wejść została zastosowana zależność liniowa:

$$y = ax + b \quad (3)$$

gdzie: y – wartość wejściowa przeskalowana, x – wartość rzeczywista przeliczanej składowej, a, b – współczynniki funkcji.

Przy czym wartości współczynników to :

$$a = \frac{2}{x_{max}}, b = -1 \quad (4)$$

gdzie: x_{max} – wartość maksymalna zmiennej wejściowej.

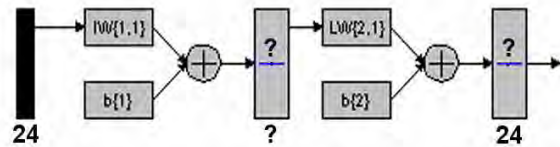
By dokonać przeliczenia wartości znormalizowanych na rzeczywiste należało skorzystać z zależności:

$$x = \frac{x_{max}}{2} (y + 1) \quad (5)$$

3. BUDOWA STRUKTURY SIECI

W badaniach stosowano wyłącznie sieć z wielowarstwowym wejściem i wyjściem. Zastosowana sieć zawierała w warstwie wyjściowej 24 neurony. Każde wyjście odpowiadało jednej godzinie doby. Na wejście zdecydowano się podawać również 24 informacje. Symulacje rozpoczęto od testowania najprostszych sieci, gdzie w warstwie ukrytej znajdował się jeden neuron. Następnie stopniowo rozbudowywano sieć. W symulacjach rozpatrzono różne kombinacje funkcji aktywacji, jak

również przetestowano sieci pod względem różnych metod uczenia. Tryb postępowania był następujący: na wejścia sieci wprowadzano 24 wielkości godzinowe ceny z dnia poprzedniego (d-1), przeskalowane do przedziału (0,1). W wyniku testów wyłoniono najlepsze struktury neuronowe, które potem poddawano próbom ulepszenia w postaci zmian sposobu skalowania danych jak i zmiany danych wejściowych, które mogły by mieć wpływ na stan nauczania sieci.



Rys. 2. Model sieci wykorzystywanej neuronowej

W celu przeprowadzenia symulacji wykorzystano sieć trójwarstwową, złożoną z warstwy wejściowej, ukrytej oraz wyjściowej. Zrezygnowano z symulacji sieci czterowarstwowych. Powodem był fakt, iż informacje znajdujące się w literaturze przedmiotu [6, 7] wskazywały, że sieci te wykazują się błędem nieco wyższym od sieci z jedną warstwą ukrytą. Dodatkowo uczenie bardziej rozbudowanej sieci jest znacznie trudniejsze, gdyż występuje o wiele większa liczba powiązań między kolejnymi warstwami neuronów.

W celu dokonania prognozy zamodelowano 7 sztucznych sieci neuronowych. Jedna sieć pozwalała na wykonanie prognozy dla jednego dnia tygodnia. Wszystkie sieci były wielowarstwowym preceptorem z algorytmem uczenia metodą propagacji wstecznej błędu.

Tabela 2. Wyniki testowania sieci dla wybranej prognozy (środa)

Symbol sieci	Dane wejściowe przeskalowane według zwykłej normalizacji (0,1).	Dane wejściowe przeskalowane liniowym odwzorowaniem ekstremów (-1,1).
	Błąd prognozy w [%]	
	MAPE _{h,d} av	MAPE _{h,d} av
5 LP rb	4,83	5,10
9 LP rb	5,30	6,23
7 LT rb	5,28	6,10
9 LT rb	5,17	7,14
5 PP rb	4,05	6,13
7 PP rb	4,21	5,23
9 PT rb	5,19	7,06
4 TP rb	4,92	6,59
10 TP qn	4,85	5,04
7 TT rb	4,53	6,94
9 TT rb	5,08	5,16

Oznaczenie: *Cyfra*, *Literal*, *Litera2*, *Oznaczenie 2-literowe* określa symbol struktury neuronowej gdzie:

Cyfra - liczba neuronów w warstwie ukrytej, *Literal* - Funkcja aktywacji w warstwie ukrytej (L - logistyczna, T - Tangensoidalna, P - Liniowa), *Litera2* - Funkcja aktywacji w warstwie wyjściowej (L - logistyczna, T - Tangensoidalna, P - Liniowa), *Oznaczenie 2-literowe* - metoda uczenia sieci (rb - propagacji wstecznej Resilient, qn - propagacji wstecznej quasi-Newtona),

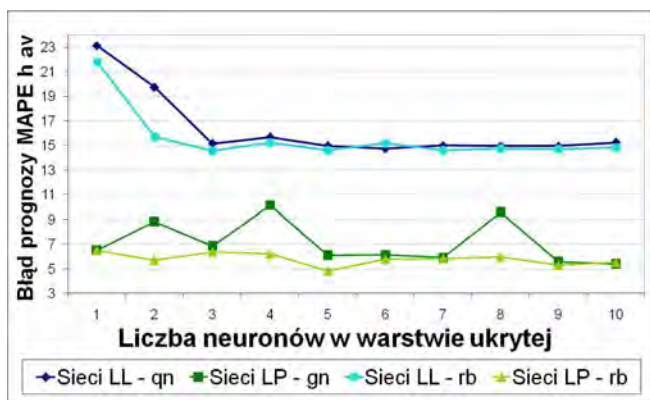
MAPE_{h,d} av - średni bezwzględny błąd procentowy godzinowy.

W tabeli 2 przedstawiono wyniki testowania trójwarstwowych struktur do prognozowania ceny energii dla środy. W zestawieniu wzięły udział wszystkie sieci dające najmniejsze błędy prognozy.

4. TESTOWANIE SIECI

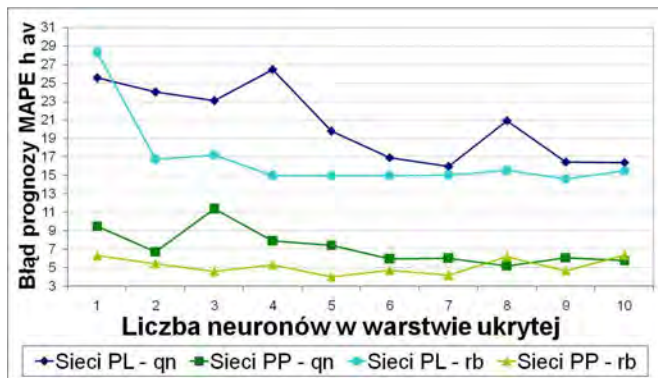
W trakcie testowania dokonano 720 symulacji. Na podstawie badań wyłoniono sieci obarczone najmniejszym błędem prognozy. W toku pracy brano pod uwagę takie czynniki jak zmiana funkcji aktywacji, zmiana sposobu skalowania danych uczących czy zmiana liczby neuronów w warstwie ukrytej.

Aby zobrazować wpływ niektórych z wyżej wymienionych czynników, dokonano zestawień błędów prognozy przy różnych stosowanych strukturach sieci (rys. 2–3).



Rys. 2. Zestawienie wyników sieci neuronowych – funkcje logistyczne

Na podstawie wyników testowanych sieci stwierdzono, że liniowa funkcja aktywacji pojawia się najczęściej w strukturach najlepiej oddających stan rzeczywisty. Nie dostrzeżono by wzrost liczby neuronów prowadził do pogorszenia istotnego jakości prognozy. Kombinacje funkcji aktywacji, w której jedną z nich jest funkcja liniowa, prowadziło do stosowania mniej rozbudowanych struktur sieci, a tym samym oszczędzało czas w nauczaniu sieci. Analizując wykresy, można zauważyć, że struktury z logistyczną funkcją aktywacji warstwy wyjściowej charakteryzowały się największym błędem prognozy w stosunku do pozostałych kombinacji.



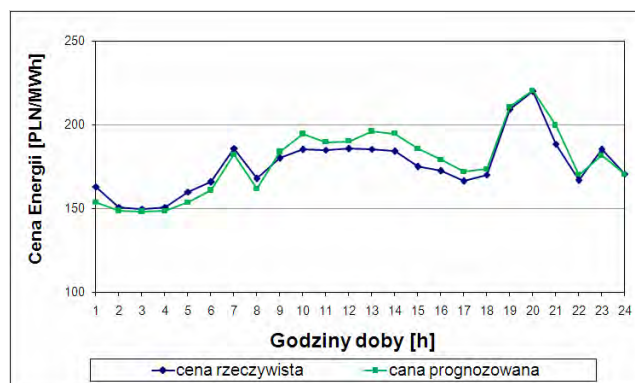
Rys. 3. Zestawienie wyników sieci neuronowych – funkcje liniowe

Analizując wykresy, można zauważyć, że struktury z logistyczną funkcją aktywacji warstwy wyjściowej charakteryzowały się największym błędem prognozy w stosunku do pozostałych kombinacji. Sieci z tangensoidalną warstwą aktywacji na wyjściu wykazywały lepszy

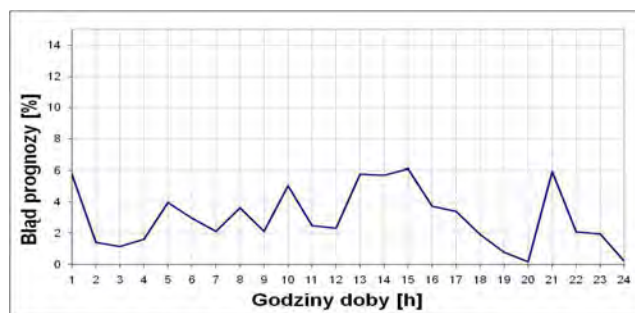
poziom skuteczności wraz z rozbudowywaniem sieci neuronowej. Problemem takich sieci było określenie granicznej liczby neuronów gdyż trend skuteczności sieci był bardzo chaotyczny. Najlepszą funkcją aktywacji warstw wyjściowych okazała się funkcja liniowa, która wykazuje dwie zalety: duża zbieżność wyników z wartościami rzeczywistymi oraz skoordynowany i ustabilizowany poziom błędów w przypadku zmian ilości neuronów w sieci.

5. PODSUMOWANIE

Stworzona prognoza dla poszczególnych dni takich jak: poniedziałek, wtorek, środa, sobota oraz niedziela spełniała założone kryteria. Błąd średni prognozy nie przekraczał 5%. Przykładem może być wykres porównawczy jednego z prognozowanych dni (rys. 4).

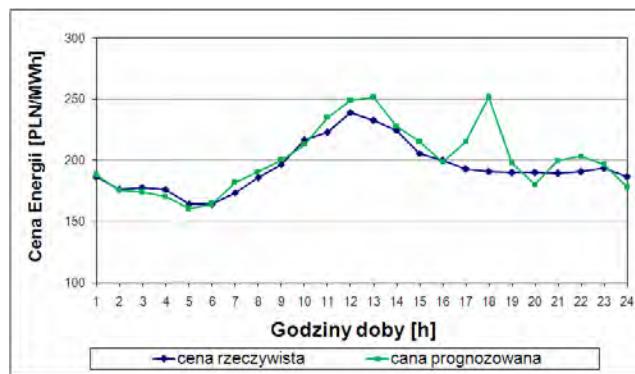


Rys. 4. Przebieg ceny rzeczywistej i prognozowanej dla poniedziałku w 9. tygodniu roku 2010



Rys. 5. Błąd bezwzględny prognozy dla poniedziałku w 9. tygodniu roku 2010

Wadą proponowanej metody są jednak pojawiające się nieregularnie duże odchylenia prognozy sięgające powyżej 10% (rys. 6-7). Zbyt mały zbiór danych uczących nie pozwolił przystosować sieci do prawidłowej reakcji w sytuacjach nietypowych. Ogranicza to potencjalne praktyczne zastosowanie metody.

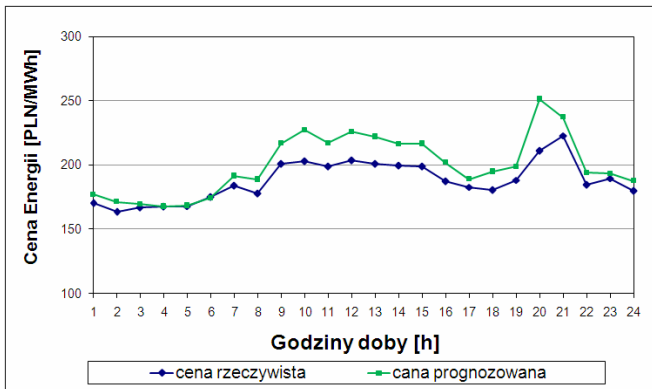


Rys. 6. Przebieg ceny energii rzeczywistej oraz prognozowanej dla soboty w 23. tygodniu roku

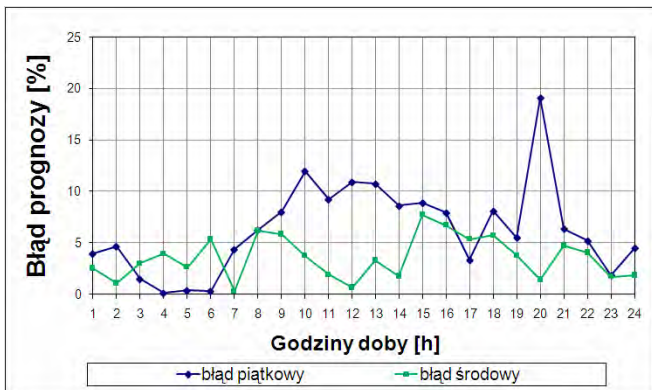


Rys. 7. Błąd bezwzględny prognozy dla soboty w 23. tygodniu roku

Proces uczenia przebiegał podobnie dla wszystkich dni. Pomimo to dla czwartku i piątku (rys.8-9) nie udało się spełnić wymaganych założeń.



Rys. 8. Przebieg ceny energii rzeczywistej oraz prognozowanej dla piątku w 37. tygodniu roku



Rys. 9. Błąd bezwzględny prognozy dla środy oraz piątku w 37. tygodniu roku 2010

Okazało się, że o ile struktura wpływa na jakość uczenia, to głównym i dominującym czynnikiem odpowiadającym za dobre wyniki sieci jest odpowiednio dobrany pakiet danych wejściowych. Zbiór danych wejściowych odgrywa decydującą rolę w procesie nauczania.

USING ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS TO FORECASTING THE ENERGY EXCHANGE PRICE

One of the current economic problem is the Energy Exchange price forecasting. Authors' proposal is to implement artificial neural network and MATLAB package for price forecasting. Program for short-time forecast of the Next Day Market price is described. Data normalisation methods are presented in the paper. Neural activation functions are described and the consequences of choosing activation function on neural network learning process are discussed. In the conclusion, comparison of Energy Exchange forecast price and real prices is presented.

Keywords: prediction methods, artificial neural networks, energy market, MATLAB.

Konfrontując wyniki prognozy uzyskanej z zastosowaniem sieci neuronowej, w stosunku do innych metod opisywanych w literaturze przedmiotu [9], autorzy publikacji doszli do wniosku, że prace badawcze związane z prognozowaniem cen na Giełdzie Energii przy pomocy SSN należy kontynuować. Sieć pomimo, że w obecnej strukturze nie spełnia warunku uzyskania mniejszego niż 5% średniego absolutnego błędu procentowego, wykazywała lepsze wyniki prognozy niż modele opierające się na szeregach czasowych. Średni absolutny błąd procentowy metod ARIMA w zależności od konfiguracji wahał się między 8,07% a 21,27% [9].

W przedstawionej formie model może być tylko narzędziem wspomagającym dla pracy wykonywanej przez maklera giełdowego. Model nie jest on zdolny do samodzielnego działania. Potrzebuje on stałej weryfikacji, szczególnie w sytuacjach anormalnych, takich jak dni świąteczne, święta narodowe, wydarzenia ogólnopolskie mające wpływ na produkcję energii elektrycznej czy coraz częściej widocznej gry spekulacyjnej na rynku natychmiastowym energii elektrycznej.

6. BIBLIOGRAFIA

1. Dobrzyński I., Dąsal K., Łyp J., Popławski T., Sowiński J.: Prognozowanie w elektroenergetyce - zagadnienia wybrane. Politechnika Częstochowska 2002.
2. Masters T.: Sieci neuronowe w praktyce. Wydawnictwo Naukowo Techniczne, Warszawa 1996.
3. Klaus R.: Metody uczenia sieci. Materiały wykładowe z witryny internetowej – www.cs.put.poznan.pl/rklaus/assn/uczenie.htm (10 IX 2011).
4. Witryna internetowa: Towarowej Giełdy Energii – www.tge.pl (24 VI 2011).
5. Witryna internetowa: Katedra Inżynierii Komputerowej Politechniki Częstochowskiej – www.kik.pcz.pl/nn/index.php (10 IX 2011)
6. Łyp J.: Prognozowanie cen energii na Rynku Bilansującym z użyciem sztucznych sieci neuronowych. Materiały VII Konferencji Naukowej: Prognozowanie w elektroenergetyce. Częstochowa 2004.
7. Praca magisterska: Pakulski T. :Prognozowanie obciążeń godzinowych i cen na giełdzie energii. Gdańsk 2005.
8. Niedziółka D.: Rynek energii w Polsce. Wydawnictwo Difin, Warszawa 2010.
9. Góra A., Strzała K.: Prognozowanie ceny energii na TGE SA – analiza empiryczna. Journal of Management and Finance 2013.

CYFROWE STEROWANIE Z ZASTOSOWANIEM UKŁADÓW PROGRAMOWALNYCH

Krystyna Maria NOGA

Akademia Morska w Gdyni, Wydział Elektryczny, 81-225 Gdynia, ul. Morska 81-87
Katedra Automatyki Okrętowej, tel: (58) 69 01 471, fax: (58) 69 01 445, e-mail: jagat@am.gdynia.pl

Streszczenie: W artykule zostaną przedstawione nowe stanowiska laboratoryjne, które zostały wykonane w Katedrze Automatyki Okrętowej AM Gdynia. Są one wykorzystywane do nauki cyfrowego sterowania z wykorzystaniem układów programowalnych i języka VHDL. Zostanie przedstawiony model windy 3-biegowej, wciągarki, sygnalizacji świetlnej na skrzyżowaniu ulicznym oraz systemu kontroli dostępu z czytnikiem kart zbliżeniowych RFID.

Słowa kluczowe: układy programowalne, cyfrowe sterowanie, język programowania sprzętu VHDL.

1. WTEP

Otoczający nas świat jest pełen urządzeń wymagających cyfrowego sterowania. Wśród pakietów oprogramowania narzędziowego dostępnych obecnie na rynku jest raczej niewiele takich, które umożliwiają realizację wszystkich etapów cyklu projektowego niezbędnego do przygotowania programu sterującego. Narzędzia tego rodzaju dostarczają między innymi producenci układów programowalnych, przykładowo firma Altera oferuje pakiety Max+ Plus Baseline oraz Quartus, a firma Xilinx pakiety Foundation ISE i WebPack IDE. Większość dostępnych programów narzędziowych wymaga od projektanta znajomości jednego ze standardowych języków programowania sprzętu HDL, tj. Veriloga lub VHDL [1].

W artykule zostaną przedstawione przykłady wykorzystania systemu projektowego Quartus oraz Max+ Plus Baseline do sterowania wybranymi modelami. Systemy te są najbardziej przyjaznym środowiskiem CAD służącym do projektowania i implementacji układów w strukturach programowalnych. W skład pakietu wchodzi między innymi edytor graficzny schematów, edytor tekstowy, graficzny edytor przebiegów, kompilator, symulator funkcjonalny i czasowy, system definiowania stylów kompilacji projektu oraz bardzo bogate biblioteki gotowych bloków funkcjonalnych. Jako obiekty sterowania w artykule zostaną przedstawione: model sygnalizacji świetlnej na skrzyżowaniu ulicznym, windy 3-biegowej, wciągarki, oraz systemu kontroli dostępu z czytnikiem kart zbliżeniowych RFID. Modele te są wykorzystywane w laboratorium Techniki Cyfrowej w Katedrze Automatyki Okrętowej Akademii Morskiej w Gdyni.

W trakcie zajęć z Techniki Cyfrowej studenci opracowują algorytmy pracy modeli w edytorze graficznym z wykorzystaniem symboli układów cyfrowych oraz w edytorze tekstowym języka opisu sprzętu VHDL. Ocena poprawności

wykonania sterowania jest dokonywana na podstawie obserwacji pracy modelu. Ponadto studenci mają również możliwość przeprowadzenia diagnostyki, opracowanych na potrzeby dydaktyki, programów sterujących wybranymi modelami. Na podstawie analizy pracy modelu studenci określają objawy oraz przyczyny symulowanych awarii. W laboratorium możliwe jest także porównanie sterowania wybranymi modelami z wykorzystaniem techniki mikroprocesorowej oraz w technologii standardowych układów logicznych.

2. WYBRANE MODELE STEROWANIA

W Katedrze Automatyki Okrętowej (KAO) w ostatnim okresie zaprojektowano i wykonano kilka nowych stanowisk laboratoryjnych, które umożliwiają studentom zapoznanie się z możliwościami sterowania za pomocą układów programowalnych. Niektóre starsze modele zostały przedstawione w [2, 3, 4]. Początkowo do opracowania algorytmów sterowania był wykorzystywany edytor graficzny języka VHDL. Obecnie studenci wykorzystują również edytor tekstowy. Wykorzystanie układów programowalnych umożliwia sterowanie modelem przy pomocy sygnałów wejściowych dostępnych w danej chwili, układ sterujący jest więc układem kombinacyjnym. Możliwe jest również wykonanie kolejno kilku różnych czynności, wówczas układ sterujący jest układem sekwencyjnym.

2.1. Model sygnalizacji świetlnej na skrzyżowaniu ulicznym

Zasada działania zbudowanego w KAO modelu sygnalizacji świetlnej na prostym skrzyżowaniu ulicznym (rys. 1) jest zgodna z przepisami ruchu drogowego. Model ten umożliwia sterowanie światłami w trybie dziennym oraz nocnym. W trybie dziennym można wyróżnić następujące stany:

1. uczestnicy ruchu w pionie nie mogą się poruszać, dozwolone jest poruszanie się uczestników w poziomie,
2. uczestnicy poruszający się w pionie nadal nie mogą ruszyć, ale przygotowują się do ruchu, natomiast piesi poruszający się w poziomie, poprzez zielone migające światło, są informowani o mającej nastąpić zmianie światła na czerwone, także kierowcy informowani są światłem żółtym o zmianie na czerwone,
3. uczestnicy z pozycji pionowej mogą się poruszać, a z pozycji poziomej muszą czekać,

4. piesi poruszający się z pozycji pionowej informowani są, poprzez miganie światła zielonego, o mającej nastąpić zmianie światła na czerwone. Natomiast samochody z pozycji pionowej informowani są o tym światłem żółtym. Piesi z pozycji poziomej nadal stoją i przygotowują się do przejścia.

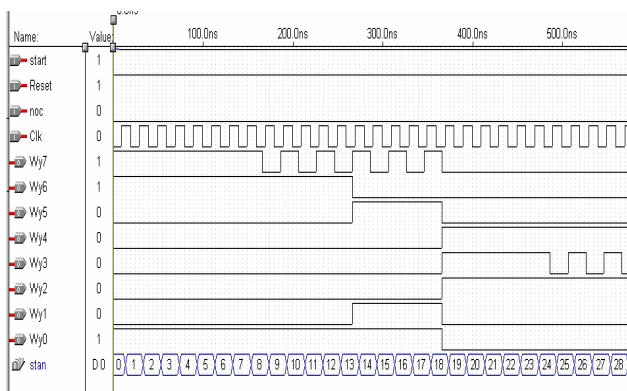
Po zakończeniu tych sekwencji następuje przejście do stanu początkowego i ponowna realizacja całego cyklu. W trybie nocnym dla skrzyżowań mało niebezpiecznych, dla polepszenia dynamiki jazdy, sygnalizacja świetlna jest wyłączona, obowiązują wówczas znaki drogowe. Sygnalizacja dla pojazdów miga światłem żółtym, co oznacza, że należy zwrócić uwagę na znaki drogowe i zachować szczególną ostrożność, natomiast światło na przejściu dla pieszych jest nieczynne.



Rys. 1. Model sygnalizacji świetlnej na skrzyżowaniu ulicznym

Sterowanie światłami sygnalizacyjnymi na skrzyżowaniu ulicznym odbywa się za pomocą 8 wejść, przy czym każde odpowiedzialne jest za sterowanie innym światłem. Światła dla samochodów oznaczono jako Si, natomiast dla pieszych jako Pi, tj. odpowiednio: Wy7 – S1 i P1 czerwone, Wy6 – S1 żółte, Wy5 – S1 zielone, Wy4 – P1 zielone, Wy3 – S2 i P2 czerwone, Wy2 – S2 żółte, Wy1 – S2 zielone, Wy0 – P2 zielone. Model stanowiska sygnalizacji świetlnej współpracuje z zestawem uruchomieniowym, zaprojektowanym i wykonanym również w KAO, wyposażonym w układ programowalny CPLD EPM7128SLC84-15 firmy Altera [2].

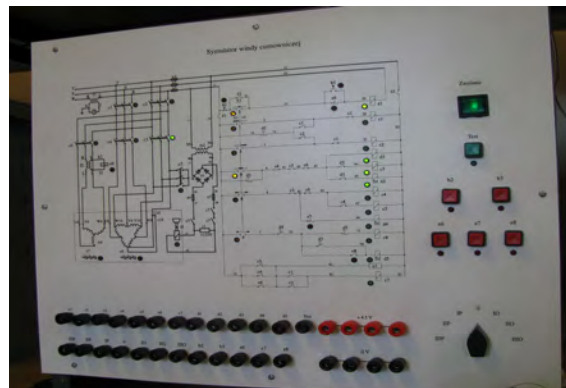
Algorytm sterowania można rozbudować o dodatkowe wejście sprawdzające sprawność wszystkich sygnalizatorów świetlnych lub wejście umożliwiające ręczne sterowanie światłami ulicznymi. Przykładowe otrzymane przebiegi czasowe dla programu pracującego w trybie dziennym przedstawiono na rysunku 2.



Rys. 2. Przykładowe przebiegi czasowe dla programu pracującego w trybie dziennym

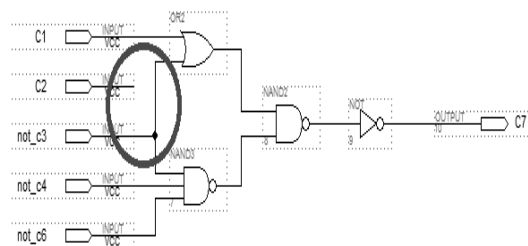
2.2. Model okrętowej windy 3-biegowej

Model dwukierunkowej okrętowej windy 3-biegowej (rys. 3) jest zgodny z dokumentacją techniczną napędu AN 234 opracowaną przez Zakłady Okrętowych Urządzeń Elektrycznych ELMOR [5]. Model ten współpracuje z zestawem uruchomieniowym zawierającym układ CPLD firmy Altera [2, 3]. Stan logiczny sygnałów wejściowych lub wyjściowych jest wskazywany na diodach LED, wskaźnikach siedmiosegmentowych oraz na wyświetlaczu LCD. Sterowanie modelem windy polega na symulacji załączenia styczników, które zasilają uzwojenia silnika, następuje wówczas załączenie kolejnych uzwojeń, przełączanie trójkąt – gwiazda. Sterowanie przekaźnikami czasowymi zależne jest od sygnałów wejściowych z nastawnika wyboru kierunku i biegu, zabezpieczeń termicznych oraz nadprądowych silnika. Zjawiska czasowe w układach programowalnych zostały zasymulowane za pomocą liczników taktowanych z zewnętrznego generatora.



Rys. 3. Model dwukierunkowej okrętowej windy 3-biegowej

Zadaniem studenta jest opracowanie algorytmu pracy modelu windy i implementacja tego algorytmu w układach programowalnych. Ocena poprawności wykonania projektu jest dokonywana na podstawie obserwacji pracy modelu windy. W laboratorium dostępny jest również pakiet różnych programów sterujących, opracowanych w środowisku tekstowym lub graficznym, w których celowo został błędnie zamodelowany określony blok sterowania lub człon funkcjonalny. Studenci na podstawie analizy błędnie działającego programu powinni określić objawy awarii oraz podać jej przyczyny, czyli powinni dokonać diagnostyki. Przykładowy schemat błędnego bloku sterowania hamulcem elektromagnetycznym C7 przedstawiono na rysunku 4. Dla takiego układu sterowania, niezależnie od wyboru nastaw, winda cały czas pracuje na pierwszym biegu opuszczania (załączone C3 i C2). Układ ten można zatrzymać jedynie poprzez wyłącznik awaryjny. Wejście C2, odpowiedzialne za stycznik kierunkowy opuszczania, nie zostało podłączone. Natomiast wejście bramki OR, na którą sygnał ten powinien być podłączony, zostało zwarte do sygnału 'not_c3'.

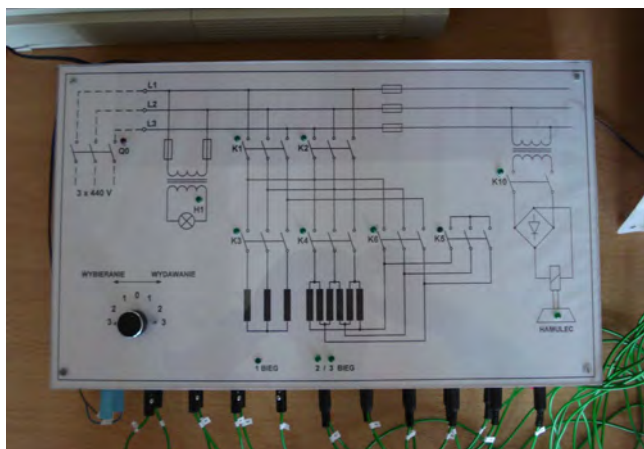


Rys. 4. Błędny blok sterowania hamulcem elektromagnetycznym

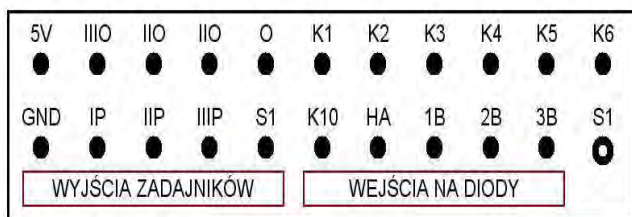
2.3. Model wciągarki okrętowej

Model wciągarki okrętowej jest zgodny z dokumentacją techniczną przygotowaną przez Toruńskie Zakłady Urządzeń Okrętowych TOWIMOR S.A. [6]. Rzeczywista wciągarka zawiera silnik elektryczny, hamulec, szafę stycznikową, kolumnę sterowniczą, regulator uciążu. Wyróżnia się dwa rodzaje sterowania napędem wciągarki, tj. sterowanie ręczne oraz automatyczne. Zarówno wybieranie jak i wydawanie liny odbywa się przy trzech prędkościach obrotowych silnika. Bieg pierwszy służy do zwiększania siły naciągu liny (przy pracy automatycznej), wciągnięcia kotwicy do kluzy. Drugi bieg służy do wybierania lin z prędkością znamionową, natomiast trzeci bieg służy do wybierania liny z dużą prędkością, z siłą nie przekraczającą 20% siły znamionowej Q_n . Sterowanie automatyczne, służy przede wszystkim do utrzymania siły uciążu w ustalonych granicach. Jeżeli siła ta jest zawarta w określonym przedziale, wtedy silnik nie pracuje, jest hamowany przez hamulec.

Symulator wciągarki (rys. 5) na płycie głównej posiada manetkę przełącznika S3 służącą do załączania poszczególnych biegów napędu. Diody sygnalizacyjne, znajdujące się na płycie głównej, załączane są za pośrednictwem tranzystorów. Ponadto z dołu symulatora (rys. 6) wyprowadzono gniazda służące do podłączenia sygnałów sterujących oraz wyłącznik bezpieczeństwa S1. Gniazda oznaczone jako IIIO, IIO, IO, O, IP, IIP, IIIP służą do połączenia symulatora z wejściami układu sterowania, natomiast gniazda 3B, 2B, 1B, HA, K10, K6, K5, K4, K3, K2, K1 do połączenia z wyjściami. Z lewej strony symulatora umieszczono łącznik B1 doprowadzający zasilanie. Zadaniem studenta jest również implementacja algorytmu sterowania w układach programowalnych oraz diagnostyka.



Rys. 5. Model wciągarki



Rys. 6. Rozmieszczenie gniazd podłączeniowych symulatora

2.4. System kontroli dostępu z czytnikiem kart zbliżeniowych RFID

System RFID (Radio Frequency Identification) oparty jest o karty transponderowe przekazujące kod za pomocą pola elektromagnetycznego [7, 8]. Takie systemy wymagają

jedynie zbliżenia karty w okolicę czytnika bez konieczności potwierdzania kodu. Identyfikator zbudowany jest z elektronicznego chipu z pamięcią oraz dołączonej anteny. Pojemność pamięci identyfikatora wynosi od kilkudziesięciu do kilku tysięcy bitów. Czytnik kart zbliżeniowych obsługuje karty UNIQUE o klasie 0, które działają na częstotliwości 125kHz. Zbudowany model czytnika kart identyfikacyjnych składa się z trzech głównych elementów zapewniających poprawną pracę systemu RFID

1. czytnik kart zbliżeniowych – głównym elementem jest układ scalony HTRC11001t współpracujący z układem rezonansowym, który odbiera i przesyła informacje z kart,
2. kontroler – zestaw uruchomieniowy ALTERA DE_2 z układem programowalnym FPGA Cyclone II,
3. panel LED oraz makieta drzwi (rys. 7), symulująca pracę elektrozwojy, stosowanej we współczesnych systemach kontroli dostępu.

Zbudowany system kontroli dostępu umożliwia identyfikację użytkownika oraz wysterowanie odpowiednich wyjść. Bezstykowe karty UNIQUE są najprostszym rodzajem kart zbliżeniowych, wymagają one wyłącznie 40-bitowego, unikalnego numeru. Zawarty jest on w 64-bitowej pamięci ROM, programowanej na etapie produkcji karty, o następującej organizacji: 9 bitów nagłówka (same jedynki), 40 bitów numeru karty (z czego pierwszych 12 stanowi identyfikator nadawany konkretnemu klientowi przez producenta), podzielonego na 10 wierszy po 4 bity, 10 bitów parzystości wierszy (występują po każdym wierszu), 4 bitów parzystości kolumn (po ostatnim wierszu i jego bicie parzystości), 1 bitu stopu (zero).

Po wprowadzeniu karty w pole magnetyczne czytnika w cewce, wbudowanej w kartę, zostaje indukowane napięcie zasilające, które ładuje wewnętrzną pojemność. Gdy energia zgromadzona w kondensatorze osiągnie wymagany poziom, zasila ona wewnętrzny układ sekwencyjny i karta rozpoczyna działanie polegające na cyklicznym i nieprzerwanym wysyłaniu całej zawartości pamięci (po wysłaniu bitu stopu transmisja zaczyna się ponownie, bez jakiegokolwiek przerwania). W układzie następuje modulacja ASK amplitudy nośnej o częstotliwości 125 kHz. Wysłanie jednego bitu danych zajmuje 64 okresy fali nośnej i trwa przez 512 μ s. Układ HTRC dane odczytane z karty podaje na wyjście przy użyciu kodowania Manchester.

Do budowy systemu wykorzystano nadajnik i odbiornik zawarty w układzie scalonym HTRC11001t. Stosowany jest on do projektowania zaawansowanych urządzeń odczytu i zapisu. Wykorzystywany jest przede wszystkim w zastosowaniach przemysłowych. Urządzenie zawiera wszystkie funkcje niezbędne do zapisu oraz odczytu danych z zewnętrznych transponderów. Model czytnika umożliwia odczytywanie informacji z karty UNIQUE. W programowaniu wykorzystano komendę READ_TAG. Komenda ta stosowana jest to odczytu zdemodulowanego strumienia bitów pochodzących z transpondera. Następnie bity te, zapisane w kodzie Manchester, są wysyłane na układ FPGA znajdujący się w zestawie uruchomieniowym DE_2 [9], który dekoduje otrzymane dane. Podczas inicjalizacji następuje tworzenie zegara o częstotliwości 2kHz (potrzebnego przy komunikacji z HTRC), sygnału próbkowania (wykorzystywanego przy czytaniu danych pochodzących z karty), a także tworzenie rozkazu wysyłanego na HTRC w celu rozpoczęcia odczytu informacji zawartych na karcie zbliżeniowej. W czasie pracy modelu czytnika kart zbliżeniowych następuje wykrywanie preambuły, czyli odpowiedniej sekwencji bitów poprzedza-

jących właściwe dane. Dzięki niej można między innymi określić parametry kanału transmisyjnego oraz dokonać synchronizacji. W momencie znalezienia prawidłowej preambuły program rozpoczyna próbę odczytania numeru fizycznego karty, a następnie go dekoduje (z kodu Manchester na kod binarny naturalny). Program powtarza całą procedurę, aż do momentu wykrycia uprawnionej karty. Następnie następuje otwarcie drzwi.



Rys 7. Model czytnika kart identyfikacyjnych

Układ elektroniczny modelu można podzielić na dwa główne moduły:

- moduł 1 - zawiera antenę oraz układ scalony EM4095,
- moduł 2 - zawiera stabilizator napięcia LM7805, mikrokontroler Atmega 8, multiplexer/demultiplexer 4053, układy tranzystorowe do załączenia brzęczyka oraz elektrozaczepu, złącza (do przełącznika, diód, taśmy 40-pin).

Moduły wewnętrznie połączone są ze sobą przewodami. Na zewnątrz wyprowadzona jest tylko taśma 40 pin. Umieszczony dodatkowo wewnątrz obudowy mikrokontroler Atmega 8 służy do sprawdzenia działania modułu 1. W pamięci EEPROM mikrokontrolera zapisane są numery wybranych kart. Domyślnie zapisana jest karta oznaczona jako MASTER. W celu sprawdzenia działania modułu 1 należy ustawić przełącznik *SEL* w pozycji 0, a następnie przyłożyć do czytnika wcześniej zapisaną kartę. Poprawny odczyt zostanie zasygnalizowany sygnałem dźwiękowym trwającym 1 sekundę. Przełącznik *SEL* steruje wejściami adresowymi układu 4053. Należy używać go jedynie wówczas, gdy istnieje podejrzenie, że układ elektroniczny modułu 1 nie działa poprawnie. Zmiana położenia tego przełącznika w trakcie odczytu karty spowoduje, że karta zostanie odczytana błędnie.

DIGITAL CONTROLLING USING PROGRAMMABLE DEVICES

Key-words: programmable logic devices, digital controlling, VHDL.

This paper presents new laboratory models which were build in Department of Ship Automation at Gdynia Maritime University, like the model of 3-running lift, hoisting winch, light signaling on street and the system of the control of access with the reader of cards RFID. There models controlled by programmable logic devices prepared with hardware description languages VHDL.

3. WNIOSKI KOŃCOWE

Przedstawiono nowe, wybrane stanowiska laboratoryjne, które służą do nauki cyfrowego sterowania z wykorzystaniem układów programowalnych. Zadaniem studenta jest opracowanie określonego, spełniającego założenia przedstawione przez prowadzącego zajęcia, algorytmu sterowania i jego implementacja. W przypadku „awarii” urządzenia student powinien również wykazać się znajomością zasad pracy określonych modeli, powinien zlokalizować i usunąć awarię.

4. BIBLIOGRAFIA

1. Zwoliński M. : Projektowanie układów cyfrowych z wykorzystaniem języka VHDL, WKiŁ, Warszawa 2002, ISBN 83-206-1452-X.
2. Noga K. M. : Nowe stanowiska dydaktyczne do nauki cyfrowego sterowania z wykorzystaniem układów programowalnych, Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej, Nr 30, XXI Seminarium „Zastosowanie komputerów w nauce i technice 2011”, Oddział Gdański PTETiS, str. 93 – 96, ISSN 1425-5766.
3. Noga K. M., Radwański M. : Our Stations for Teaching Programmable Devices, Innovations in E-learning, Instruction Technology, Assessment and Engineering Education, edited by Magued Iskander, Polytechnic University, USA, Springer 2008, pp 268-273, ISBN 978-1-4020-8738-7 (HB), ISBN 978-1-4020-8739-4 (e-book).
4. Noga K. M., Radwański M. : Modern improvements in the digital logic laboratory, Technological Developments in Networking, Education and Automation, edited by Magued Iskander, USA, Springer 2010, pp 109 - 114, ISBN 978-90-481-9150-5 (HB), ISBN 978-90-481-9151-2 (e-book). ISSN 1425 – 5766.
5. Dokumentacja techniczna napędu AN 234. Zakłady Okrętowych Urzędzeń Elektrycznych "ELMOR", Gdańsk 1979.
6. Dokumentacja techniczna wciągarki cumowniczej, Toruńskie Zakłady Urzędzeń Okrętowych TOWIMOR S.A. – Toruń 1994.
7. <http://www.maxicard.de/plastikarten/RFIDTransponder.jpg>.
8. Bauer K. : Magnetic card reader - tracking down the ISO tracks, Elektor Electronics, nr. 6/2000, str. 35-40.
9. ALTERA - DE_2 Development and Education Board, User Manual, version 1.4, 2006.

TRANSMISJA DANYCH W KANALE RADIOWYM - WYBRANE ZAGADNIENIA W ŚRODOWISKU Vissim

Krystyna Maria NOGA

Akademia Morska w Gdyni, Wydział Elektryczny, 81-225 Gdynia, ul. Morska 81-87

Katedra Automatyki Okrętowej, tel: (58) 69 01 471, fax: (58) 69 01 445, e-mail: jagat@am.gdynia.pl

Streszczenie: W artykule przedstawiono pakiet dydaktyczny prezentujący wybrane zagadnienia z zakresu transmisji danych w kanale radiowym. Zostaną zaprezentowane modele kanałów, symulacje procesów fizycznych zachodzących podczas transmisji, tj. losowych fluktuacji sygnału, wielodrogowości, kodowania zabezpieczającego przed błędami, dekodowania.

Słowa kluczowe: propagacja sygnału radiowego, modele kanału transmisyjnego, zaniki sygnału.

1. WSTĘP

Ważnym elementem systemu telekomunikacyjnego są między innymi kanał transmisyjny, układy formowania sygnałów, modulatory, demodulatory, filtry, kodery, dekodery. Do rozwiązywania wielu problemów inżynierskich służą badania symulacyjne. Programy symulacyjne są stosowane we wszystkich fazach prac badawczych, konstrukcyjnych i serwisowych. Są szczególnie przydatne do poznania właściwości systemu telekomunikacyjnego, analizy układu sterowania i poszukiwania optymalnych parametrów pracy. Dzięki temu można znacznie zmniejszyć koszty i skrócić czas badania i diagnostyki urządzenia. Programy symulacyjne odgrywają również ogromną rolę w poszukiwaniu nowych rozwiązań w wielu dziedzinach techniki, w tym telekomunikacji. Jest to szczególnie istotne ze względu na wzrastającą liczbę użytkowników systemów telekomunikacyjnych, ich rosnące wymagania, co powoduje, że muszą powstawać nowe systemy zapewniające coraz wyższą jakość transmisji. Jednym z ważniejszych elementów systemu telekomunikacyjnego jest kanał transmisyjny. Służy on do przesyłania danych i może być realizowany w postaci torów przewodowych, radiowych, satelitarnych, falowodowych, światłowodowych. Od właściwości kanału zależy struktura pozostałych bloków systemu. W artykule zostaną przedstawione zagadnienia dotyczące transmisji sygnałów w kanałach radiowych. Propagacja fal radiowych jest złożonym zjawiskiem. Podczas transmisji radiowej większość sygnałów odbieranych podlega losowemu uziemiennieniu, co spowodowane jest występowaniem w kanale transmisyjnym zakłóceń multiplikatywnych (zaników), zakłóceń addytywnych oraz opóźnień [1 - 6]. Czynniki te powodują niestacjonarność charakterystyk kanału i pogorszenie jakości transmisji. Szczególnie negatywny wpływ na jakość transmisji mają fale odbite, które powodują wielodrogową propagację. W artykule zostaną zaprezentowane modele kanałów, symulacje procesów fizycznych zachodzących

podczas transmisji, np. losowych fluktuacji sygnału, wielodrogowości, kodowania zabezpieczającego przed błędami, dekodowania. Zostanie omówiony między innymi kanał wielodrogowy, Rummlera, Jakes'a. Badania symulacyjne zostaną przeprowadzone z wykorzystaniem środowiska Vissim. Omówione wirtualne modele są elementami pakietu dydaktycznego opracowanego na potrzeby dydaktyki Cyfrowego Przetwarzania Sygnałów i Techniki Cyfrowej.

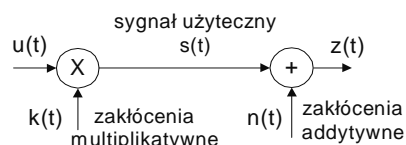
2. MODELE KANAŁÓW TRANSMISYJNYCH

Kanały transmisyjne służą do wymiany danych między elementami systemu łączności. W praktyce jako kanały transmisyjne wykorzystujemy między innymi przewody, światłowody, fale radiowe. Podczas transmisji radiowej większość sygnałów odbieranych podlega losowemu uziemiennieniu. Sygnał nadany $u(t)$ podczas przesyłania przez kanał radiokomunikacyjny podlega losowym zakłóceniom multiplikatywnym $k(t)$ oraz addytywnym $n(t)$. Zakłócenia multiplikatywne traktujemy jako przypadkowe tłumienie sygnału, są to tzw. zaniki. Są one cechą charakterystyczną przede wszystkim radiokomunikacji wykorzystującej propagację jonosferyczną i troposferyczną. Sygnał $z(t)$ odbierany przez odbiornik jest sumą sygnału użytecznego $s(t)$ oraz zakłócenia addytywnego $n(t)$, czyli

$$z(t) = s(t) + n(t) = k(t)u(t) + n(t) = r(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] + n(t) \quad (1)$$

gdzie $r(t) \geq 0$ jest obwiednią sygnału użytecznego, $\varphi(t)$ jest fazą chwilową sygnału użytecznego.

Struktura kanału transmisyjnego została przedstawiona na rysunku 1.



Rys. 1. Struktura kanału transmisyjnego

Do najczęściej stosowanych modeli zaników należą układy Rice'a, Rayleigha i Nakagamię [2, 3]. Często stosowane są również rozkłady: jednostronny normalny, Hoyta, trójparametrowy i czteroparametrowy [1, 5, 6]. Natomiast do modelowania zakłóceń addytywnych najczęściej stosujemy kanał AWGN (ang. Additive White Gaussian Noise) czyli z gaussowskim zakłóceniem addytywnym. Przykładowo rozkład Nakagamię służy do modelowania sygnałów radiowych

rozproszonych. Opisuje on wypadkową ob-wiednię sygnalu, gdy jego składowe o rozkładzie Rayleigha mają jednakowe moce średnie.

2.1. Probabilistyczne modele kanałów transmisyjnych

W opracowanym pakiecie zostały przedstawione symulacje kanałów z zanikami opisanymi rozkładem jednostronnym normalnym, trójparametrowym, Rayleigha, Hoyta, Nakagamiego. Modele te dobrze odwzorują rzeczywiste kanały transmisyjne. Ogólny wzór określający ob-wiednię sygnału użytecznego w kanale z zanikami ma postać

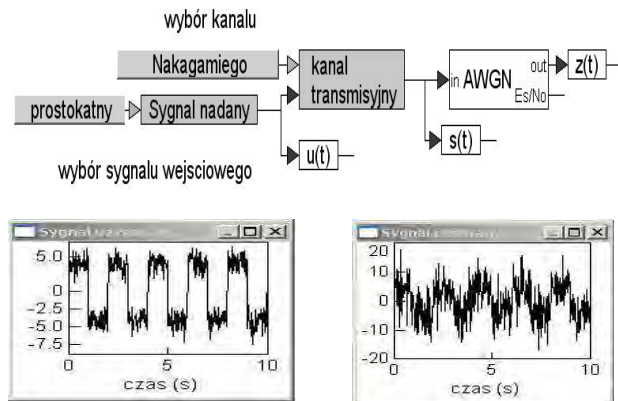
$$r(t) = \alpha \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_n^2} \quad (2)$$

gdzie x_i to składowe sygnału, przy czym ich ilość zależy od modelu.

W zamodelowanym kanale można uzyskać symulację zaników o następujących rozkładach :

- Rayleigha – występuje tylko jedna składowa kwadraturowa i synfazowa, które posiadają równe wariancje, zerowe wartości średnie oraz $\alpha = 2$,
- Hoyta - występuje tylko jedna składowa kwadraturowa i synfazowa, posiadają one różne wariancje, zerowe wartości średnie i $\alpha = 2$,
- Nakagamiego - występuje wiele składowych kwadraturowych i synfazowych, posiadają one różne wariancje oraz $\alpha = 2$,
- jednostronny Gaussa – składowe ortogonalne mają rozkład normalny o wariancji $\sigma_1^2 = 0, \sigma_2^2 > 0$, zerowej wartości średniej oraz $\alpha = 2$,
- trójparametrowy - składowe ortogonalne mają rozkład normalny o różnej wariancji, o wartości średniej $m_1 \neq 0, m_2 = 0$ oraz $\alpha = 2$.

Na rysunku 2 przedstawiono wirtualny model kanału oraz uzyskane przykładowe przebiegi sygnałów użytecznego i odebranego w kanale Nakagamiego. Rozkład ten służy do modelowania sygnałów radiowych rozproszonych. W szczególnym przypadku staje się on rozkładem Rayleigha. Kanały z zanikami Rayleigha są stosowane przede wszystkim w komunikacji bezprzewodowej, gdy brak jest sygnałów dominujących. Dobrze opisują fale troposferyczne i jonosferyczne oraz propagację przez obszary zurbanizowane.



Rys. 2. Model kanału transmisyjnego oraz uzyskany sygnał użyteczny i odebrany dla zaników Nakagamiego

2.2. Wielodrogowy model kanału

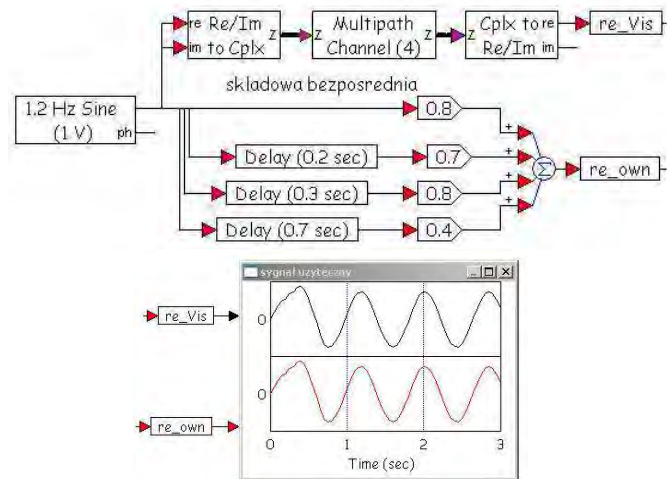
Sygnał nadawany na skutek dyfrakcji i odbić dociera do odbiornika jako suma M sygnałów składowych o różnych opóźnieniach, fazach i amplitudach. Dodatkowo w pobliżu odbiornika każda ze składowych ulega rozproszeniu na N składowych. Jeżeli odbiornik znajduje się w ruchu, częstotliwość nośna każdej ze składowych rozproszenia jest przesunięta o pulsację Dopplera [7]. Wówczas sygnał odebrany można zapisać jako

$$z(t) = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N a_{i,j} w(t - \tau_{i,j}) \exp[j(\omega_o t - \omega_o \tau_{i,j} + \omega_{i,j} t)]$$

$$w(t) = \sqrt{2E_0} u(t) \exp[j(\Phi(t))] \quad (3)$$

gdzie: E_0 jest mocą promieniowaną, $\Phi(t)$ odpowiada modulacji fazy, ω_o jest pulsacją nośnej, $\alpha_{i,j}, \tau_{i,j}, \omega_{i,j}$ są odpowiednio: tłumieniem, opóźnieniem i pulsacją dopplerowską i -tej i j -tej fali, $w(t)$ jest sygnałem modulującym.

Wielodrogowy model kanału przedstawiono na rysunku 3. Sygnał re_own na wyjściu kanału jest zgodny z sygnałem re_Vis z bloku „Multipath channel”, który jest modułem pakietu Vissim.



Rys. 3. Kanał wielodrogowy

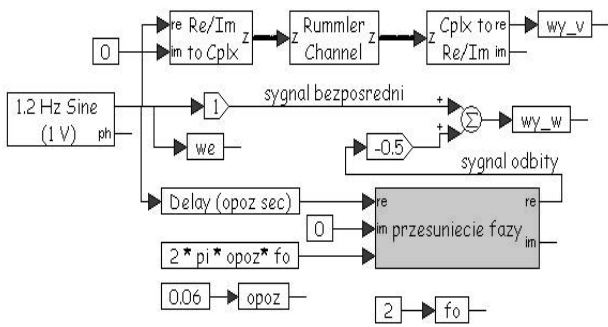
2.3. Kanał Rummlera

Do modelowania transmisji w paśmie częstotliwości mikrofalowych wykorzystuje się wielodrogowy kanał Rummlera. Model ten uwzględnia bezpośredni sygnał nadany oraz sygnał odbity, który ma wpływ zarówno na amplitudę i fazę sygnału odebranego. Sygnał użyteczny w kanale Rummlera można przedstawić przy pomocy zależności

$$s(t) = \alpha u(t) - \alpha \beta \exp(j2\pi f_o \tau) u(t - \tau) \quad (4)$$

gdzie: τ jest opóźnieniem sygnału odbitego, α tłumieniem sygnału bezpośredniego (tłumieniem toru transmisyjnego), β tłumieniem fali odbitej.

Na rysunku 4 przedstawiono model symulacyjny kanału Rummlera zbudowany na podstawie zależności 4, który porównano z modelem dostępnym w bibliotece pakietu Vissim. W celu uproszczenia analizy przyjęto, że część urojona sygnału nadanego wynosi zero.



Rys. 4. Kanał Rummlera

2.4. Kanał Jakes'a

Do opisu transmisji w radiowym kanale stosuje się również tzw. model Jakes'a [1, 7]. W modelu tym zakłada się, że sygnał użyteczny jest sumą N_0 składowych, których obwiednie posiadają rozkład Rayleigha. Sygnał ten można przedstawić przy pomocy następującej zależności

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{2N_0 + 1}} [S_c(t) + jS_s(t)]u(t) \quad (5)$$

gdzie:

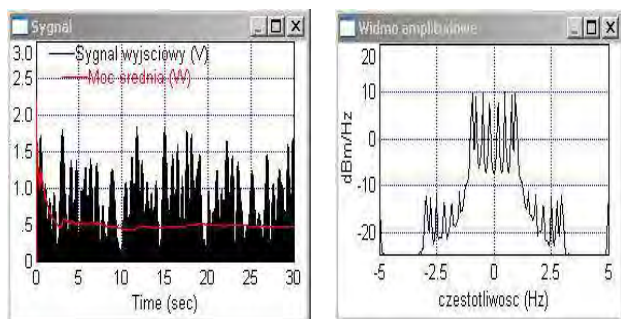
$$S_c(t) = 2 \sum_{k=1}^{N_0} \cos\left(\frac{\pi k}{N_0 + 1}\right) \cos(\omega_k t) + \sqrt{2} \cos(\phi_m) \cos(\omega_m t)$$

$$S_s(t) = 2 \sum_{k=1}^{N_0} \sin\left(\frac{\pi k}{N_0 + 1}\right) \cos(\omega_k t) + \sqrt{2} \sin(\phi_m) \cos(\omega_m t)$$

$$\omega_k = \omega_m \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right)$$

ω_m jest pulsacją Dopplera zależną od długości fali, prędkości poruszania się odbiornika (nadajnika), kąta nadejścia sygnału do odbiornika.

Model kanału Jakes'a, dostępny w pakiecie Vis-sim, porównano z modelem zbudowanym samodzielnie, na podstawie zależności (5), przebieg sygnału na wyjściu kanału oraz jego widmo amplitudowe przedstawiono na rysunku 5.

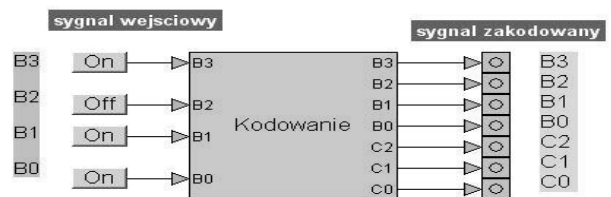


Rys. 5. Sygnał na wyjściu kanału Jakes'a oraz jego widmo amplitudowe

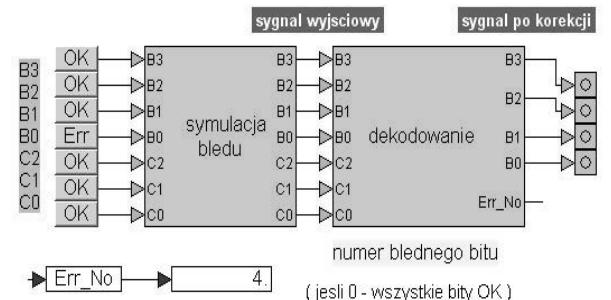
3. KODOWANIE SYGNAŁÓW

W celu zabezpieczenia transmisji cyfrowej przed błędami stosujemy kodowanie. W praktyce wykorzystuje się różnorodne kody, np. Hamminga, z kontrolą parzystości, Gray'a. Kod Hamminga jest liniowym kodem korekcyjnym, który wykrywa i koryguje przekłamania jednego

bitu. Może on również wykryć, bez korekcji, błędy podwójne. Kody Hamminga mogą mieć różną postać, przykładowo (7, 4), (15, 11), (31, 26) [4, 8, 9]. Idea tego kodowania polega na dodaniu do bitów sygnału wejściowych dodatkowych bitów zabezpieczających, tzw. bitów kontrolnych. Dekoder na podstawie bitów kontrolnych wykrywa i koryguje ewentualny błąd w odebranych ciągu binarnym. W literaturze dostępne są różne algorytmy tworzenia tego kodu. Przykładowo powstaje on poprzez operację mnożenia macierzy generującej z wektorem informacji wejściowej. Natomiast numer błędnego bitu w postaci binarnej można uzyskać wykonując mnożenie macierzy parzystości z wektorem informacji wejściowej [8]. Na rysunkach 6 i 7 przedstawiono odpowiednio koder i dekodek Hamminga (7,4) z symulacją błędu na 4 bity. Bloki kodowania, symulacja błędu, dekodowanie realizują odpowiednie algorytmy, ze względu na złożoną ich strukturę zostały one przedstawione jako podbłokody.

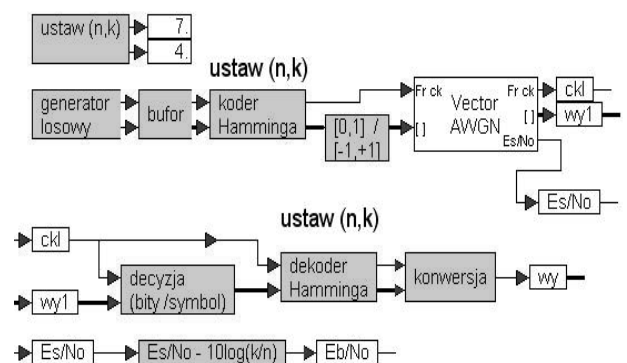


Rys. 6. Koder Hamminga (7,4)

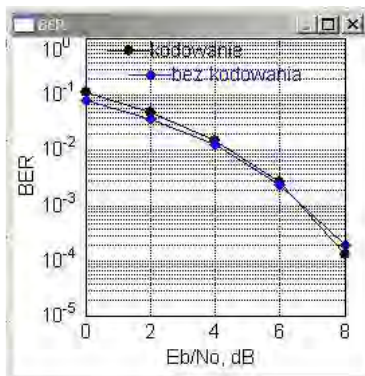


Rys. 7. Dekoder Hamminga (7,4)

Istotnym wskaźnikiem jakości transmisji binarnej jest prawdopodobieństwo błędu BER (ang. Binary Error Rate). Na potrzeby dydaktyki przygotowano również wirtualny układ, który umożliwi określenie BER w kanale z addytywnym szumem Gaussowskim i kodowaniem Hamminga (rys. 8, 9).



Rys. 8. Ocena jakości dla kodowania Hamminga (7,4)



Rys. 9. BER dla kodu Hamminga (7,4)

Opracowany pakiet dydaktyczny zawiera również symulacje dla kodowania z kontrolą parzystości. Kodowania to polega na dodaniu do wysyłanej wiadomości bitu kontrolnego, tzw. bitu parzystości.

4. WNIOSKI KOŃCOWE

Przedstawiony pakiet dydaktyczny omawia szeroki zakres zagadnień związanych z transmisją danych w kanale radiowym. Każdy użytkownik pakietu ma możliwość poznania modelu kanału transmisyjnego zbudowanego w oparciu o jego opis matematyczny, zasad kodowania korekcyjnego, oceny jakości transmisji. W artykule nie przedstawiono wszystkich istotnych zagadnień, np. modulacji, demodulacji, zostały one omówione w [10]. Pominęto także opis innych modeli kanałów, np. kanału Saleh-Valenzuela, który jest stosowany do symulacji transmisji wewnątrz budynków [11]. Omawiane zagadnienia są niezbędne do projektowania nowoczesnych, o wysokiej jakości systemów radiokomunikacyjnych. Znajomość charakterystyk obwodni sygnału odebranego pozwala na dobór technik przetwarzania sygnałów, np. kodowania i modulacji w celu uzyskania jak najlepszej jakości transmisji. W związku ze wzrostem wykorzystywanych częstotliwości, własności propagacyjne środowiska pomiędzy stacją nadawczą i odbiornikiem posiadają coraz większe znaczenie. Przykładowo dla technologii WiMAX, która została zaprojektowana do pracy w paśmie częstotliwości

mikrofalowych (2,5GHz – 11GHz oraz 10-66GHz) propagacja odgrywa rolę podstawową.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Patzold M.: Mobile radio channels, John Wiley & Sons Ltd., 2012, ISBN: 978-0-470-51747-5.
2. Simon M. K., Alouini . M. S.: Digital communication over fading channels, John Wiley & Sons Ltd., 2005, ISBN 0-471-64953-8.
3. Jeruchim M. C., Balaban P., Shanmugan k. S.: Simulation of communication systems. Modeling, methodology and techniques, Kluwer Academic Publishers, 2002, ISBN 0-306-46267-2.
4. Guimaraes D.A.: Digital Transmission. A Simulation-Aided Introduction with VisSim/Comm, Springer 2009, ISBN 978-3-642-01358-4.
5. Noga K. M. , Pałczyńska B.: Overview of fading channel modeling, International Journal of Electronics and Telecommunications, 4/2010, str. 339-344, ISSN 0867 6747.
6. Noga K.: Zaawansowane modele probabilistyczne sygnałów w kanałach z zanikami. Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji, 2000, Z. 1, str. 47 – 62.
7. Langowski A.: Modelowanie kanałów radiowych ze zjawiskiem Dopplera, Poznańskie Warsztaty Telekomunikacyjne, Poznań 2003.
8. Gębala M.: Detekcja i korekcja błędów. Kody liniowe. Kody Hamminga. Kodowanie i kompresja danych, 2010, zagorski.im.pwr.wroc.pl/courses/kiki_2010/wyklad11.pdf.
9. Noga K. M.: Pakiet Multisim - zaawansowane przykłady zastosowań w dydaktyce, Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej, nr 28, 2010, str. 113-118, ISSN 1425 - 5766.
10. Noga K. M. – Modulacje analogowe i cyfrowe w środowisku Mathcad i Vissim, Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej, Nr 36, 2013, str. 137– 140, ISSN 2353– 1290.
11. Noga K.: Model kanału Saleh-Valenzuela, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne, 2012, str. 173-176, ISSN 1230-3496.

THE TRANSMISSION OF THE DATA IN THE RADIO CHANNEL- CHOSEN PROBLEMS IN VISSIM ENVIRONMENT

Key-words: radio wave propagation, channel modelling, fading signals

This paper presents the didactic packet which makes possible presenting chosen problems in digital transmission. The packet presents models of radio communication channels, the simulations of physical processes setting during the transmission, among others the random fluctuations of the signal, multipath, protection coding, decoding.

INFLUENCE OF VARIOUS TRANSMISSION LINE MODELS ON LIGHTNING OVERVOLTAGES IN INSULATION COORDINATION STUDIES

Piotr ORAMUS, Marek FLORKOWSKI

Korporacyjne Centrum Badawcze ABB, ul. Starowiślna 13A, 31-038 Kraków
e-mail: piotr.oramus@pl.abb.com tel: +48 12 4244 186
e-mail: marek.florkowski@pl.abb.com tel: +48 12 4244 104

Abstract: Lightning overvoltages occurring in electrical power systems are especially dangerous for devices installed in network. Lightning transients may cause damages of devices installed in power system. Therefore, analysis of lightning overvoltages in electrical power systems is important to ensure reliability of power supply. For this purpose, development of mathematical models is necessary, however mathematical complexity can lead to slightly different results. In this paper, both various overhead transmission lines models as well as exemplary insulation coordination analysis performed in HV power system have been presented. Simulation results performed for various models of overhead lines implemented in EMTP/ATP software have been presented and compared in this paper.

Keywords: GIS substations, lightning overvoltages, tower footing resistance, transmission line models.

1. INTRODUCTION

Lightning strokes occurring in overhead lines may cause increase of voltage over the nominal value, what can be dangerous for insulating systems of electrical devices installed in electrical power network, due to possibility of devices damage installed in power systems. Lightning overvoltages are even able to cause power outage in power systems. Therefore, from viewpoint of insulation coordination studies, it is very important to estimate values of overvoltages during lightning strokes. Estimation of lightning overvoltages values can be performed in specialized software. However, for this purpose, equivalent mathematical models of electrical devices installed in power system are indispensable. This article presents comparison of transmission line models useful to perform simulations in EMTP/ATP software.

Three methods of modeling transmission lines have been presented in this paper: PI model, JMarti frequency-dependent model, and JMarti model including nonlinear tower footing resistance. PI model of overhead line based on linear components was presented as the simplest simulation approach. In order to perform more accurate analysis, JMarti frequency-dependent model can be used. JMarti model provides more accurate representation of transmission line for transient states analyses in wide range of analyzed frequency. Whereas, the most complexity model presented in

this paper is frequency-dependent JMarti model coupled with nonlinear tower footing resistance.

Each of above mentioned models has been used to perform lightning overvoltages simulations in electrical power network (backflash situation). Calculation results presented in this paper have been performed in HV power system containing SF₆ Gas Insulation Substation (GIS), power transformer, two sections of HV cables, air and GIS surge arresters. Thus, simulation results show practical comparison of various transmission line models used to perform insulation coordination analysis in electrical power systems. Lightning overvoltages calculations for analyzed surge arresters model presented in this paper have been simulated in EMTP/ATP software.

2. MODELING TRANSMISSION LINE

2.1. Linear PI model

The PI model is simple approach for modeling transmission line. Typical scheme of multi-conductor PI model circuit has been presented in Figure 1.

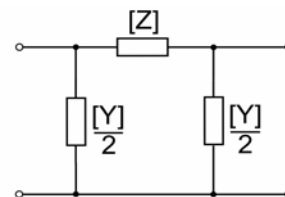


Fig. 1. Typical scheme of multi-conductor nominal PI line model

PI model presented in Figure 1 is represented by matrixes with parameters of multi-conductor overhead line. For partially symmetrical 3-phases single circuit line, matrixes are size of 3x3. Parameters of matrix $[Z]$ (resistance and inductance) are related to geometry layout, while parameters of matrix $[Y]$ (susceptance and conductance) represent losses of overhead line. PI model scheme illustrated in Figure 1 represents one incremental section of a line with multi-conductor layout. Detailed description of matrixes used to modeling line is presented in [1].

The calculations with PI model are faster in comparison to most complexity models, however frequency-dependent

behavior of overhead lines cannot be represented by simple PI model. Furthermore, spurious oscillations caused by lumped parameter elements should be expected, what also influences on computations accuracy. The number of PI circuits used to simulation depends on particular simulated system. The main advantage of PI model is no dependences of calculation time step on simulation results. PI model is mainly recommended to modeling short distance of overhead lines [2].

Linear parameters of overhead line PI model can be obtained for positive as well as for zero sequence from a supporting program (*LINE CONSTANTS*) implemented into EMTP/ATP software. Calculations are based on geometry data of overhead line. Detailed description of calculation method is presented in [3].

2.2. José Marti frequency-dependent model

José Marti (JMarti) model of transmission line is most accurate approach to modeling in comparison to linear PI model. Model behavior is variable in frequency domain, what improves computation accuracy for defined frequency range. In JMarti model, both the characteristic impedance as well as the propagation function are calculated using modal characteristics (calculated in defined frequency range for a constant transformation matrix). Thus, JMarti model computes the characteristic admittance and propagation constant by rational functions. JMarti model uses a constant transformation matrix in order to convert from mode domain to phase domain (although in case of modeling transmission line it does not matter, still it can have influence for cable line case). In practice, JMarti model behavior can be unstable for low frequencies analyses [2].

The JMarti model is fitted in a frequency range specified with the number of decades (*Decades*) from defined initial frequency (*Freq. init*) and the number of sample points per decade (*Points/Dec*). Model requires defined frequency where the transformation matrix is calculated (this frequency should be dominant is the later transient study), and a steady state frequency for calculation of the steady state condition. The JMarti model needs in some cases modification of the default fitting data. Detailed description of JMarti model parameters is presented in [3].

2.3. Nonlinear tower footing resistance

Values of lightning overvoltages in power system for backflash situation strongly depend on tower footing resistance. Because of high frequency and magnitude of lightning current the ground in the immediate vicinity of the earthing loop can be led to ionization. Therefore, value of tower footing resistance decreases during lightning transient. For this reason, to improve calculations accuracy, dynamic tower footing resistance, R_T has been implemented into overhead line model, according to formula [4]:

$$R_T = \frac{R_0}{\sqrt{1 + \frac{I}{I_g}}} \quad (1)$$

where: R_0 – tower footing resistance at low current and low frequency [Ω], I – the lightning current through the footing impedance [A], I_g – the limiting current to initiate sufficient soil ionization [A].

The limiting current to initiate sufficient soil ionization from dependence (1) is determined by dependence [4]:

$$I_g = \frac{1}{2\pi} \times \frac{E_0 \rho}{R_0^2} \quad (2)$$

where: R_0 – tower footing resistance at low current and low frequency [Ω], E_0 – soil ionization gradient [kV/m], ρ – soil resistivity [$\Omega \cdot m$].

Nonlinear tower footing resistance model has been also taken into account coupled with JMarti model to improve simulation results accuracy.

3. TRANSMISSION LINE MODELS IN EMTP/ATP PROGRAM

Two parallel lines with conductors per bundle have been introduced to simulations. Layout of 400 kV used to analyses has been presented in Figure 2.

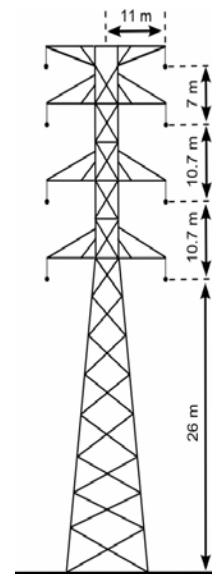


Fig. 2. Tower layouts for 400 kV system used to analysis

Geometry data of overhead line shown in Figure 2 have been implemented into EMTP/ATP software to calculate overhead line model parameters. In order to determine JMarti and PI models parameters, data have been introduced to subroutine *LINE CONSTANTS* implemented into EMTP/ATP software. Part of input line model file (*LINE.PCH*) with overhead line geometry has been presented in Figure 3.

```

C <++++> Cards punched by support routine on 11-Nov-18 11.00.00 <++++>
C LINE CONSTANTS
C $ERASE
C SUNITS, 50., 50.
C BRANCH IN__AOUT__AIN__BOUT__BIN__COUT__CIN__DOUT__DIN__EOUT__EIN__FOUT__
C BRANCH IN__GOUT__GIN__HOUT__H
C METRIC
C 1 0.5 0.067 4 2.91 -11. 47.4 34.7
C 2 0.5 0.067 4 2.91 -11. 36.7 22.5
C 3 0.5 0.067 4 2.91 -11. 26. 10.
C 4 0.5 0.067 4 2.91 11. 47.4 34.7
C 5 0.5 0.067 4 2.91 11. 36.7 22.5
C 6 0.5 0.067 4 2.91 11. 26. 10.
C 7 0.15 1.46 4 1.62 -11. 54.4 52.3
C 8 0.15 1.46 4 1.62 11. 54.4 52.3
C BLANK CARD ENDING CONDUCTOR CARDS
C 200. 50. 000001 000000 0 0.4 44
$VINTAGE, 1
SUNITS, 50., 50.

```

Fig. 3. Part of input line model file (*LINE.PCH*)

Exemplary output file (*LINE.LIS*) with susceptance matrix and line parameters calculated for PI model has been presented in Figure 4.

```

Susceptance matrix, in units of [mhos/kmeter] for symmetrical components of the equivalent phase conductor.
Rows proceed in the sequence (0, 1, 2), (0, 1, 2), etc.; columns proceed in the sequence (0, 2, 1), (0, 2, 1)
0 1.798746E-06
0.000000E+00
1 -5.961646E-09 -7.101442E-08
-8.394326E-08 -1.149516E-07
2 -5.961646E-09 2.575371E-06 -7.101442E-08
8.394326E-08 1.076159E-23 1.149516E-07
0 -3.295945E-07 -1.829762E-08 -1.829762E-08 1.798746E-06
0.000000E+00 -2.890712E-08 2.890712E-08 0.000000E+00
1 -1.829762E-08 -1.859489E-08 -4.485868E-08 -5.961646E-09 -7.101442E-08
-2.890712E-08 -2.532816E-08 2.917139E-23 -8.394326E-08 -1.149516E-07
2 -1.829762E-08 -4.485868E-08 -1.859489E-08 -5.961646E-09 2.575371E-06 -7.101442E-08
2.890712E-08 -2.917139E-23 2.532816E-08 8.394326E-08 -2.485873E-23 1.149516E-07
Both "R" and "X" are in [ohms]; "C" are in [microhmhos].
Sequence Surge impedance Attenuation velocity Wavelength Resistance Reactance Susceptance
magnitudedbm angle(deg.) km/sec km ohm/s ohm/s mho/km
Zero: 8.56599E+02 -4.57870E+00 1.06833E-03 2.04553E+05 4.09106E+03 2.10036E-01 1.30294E+00 1.79875E-06
Positive: 4.20822E+02 -4.30136E+00 7.06037E-04 2.90694E+05 5.81389E+03 6.82207E-02 4.50944E-01 2.57537E-06
Request for Flushing of punch buffer.

```

Fig. 4. Part of output line model file (LINE.PCH)

As shown in Figure 4, equivalent parameters of overhead line (surge impedance, attenuation, wave velocity, wavelength, resistance, reactance, and susceptance) have been calculated for zero and positive sequence. Similar computations have been performed for JMarti model with following parameters: $Freq. init = 0.01$ Hz, $Decades = 8$, $Freq. matrix = 10$ kHz, $Points/Dec = 10$.

According to description presented in section 2.3, tower footing resistance has been implemented into EMTP/ATP model as nonlinear resistance, utilizing formulas (1) and (2) in MODELS block and variable resistance $R(TACS)$ type 91. Method implementation has been illustrated in Figure 5.

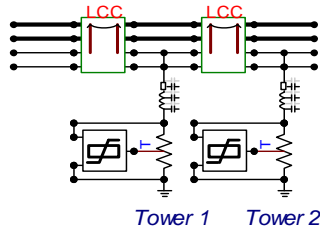


Fig. 5. Nonlinear tower footing resistance implemented into EMTP/ATP program

In this approach, tower has been modeled as surge impedance ($Z = 172 \Omega$) connected to ground through nonlinear resistance. MODELS block calculates resistance value basing on surge current flowing through the surge impedance. Simulations have been performed for following parameters: $\rho = 3000 \Omega \cdot m$, $E_0 = 300$ kV, $R_0 = 20 \Omega$.

4. STUDIED SYSTEM MODELS

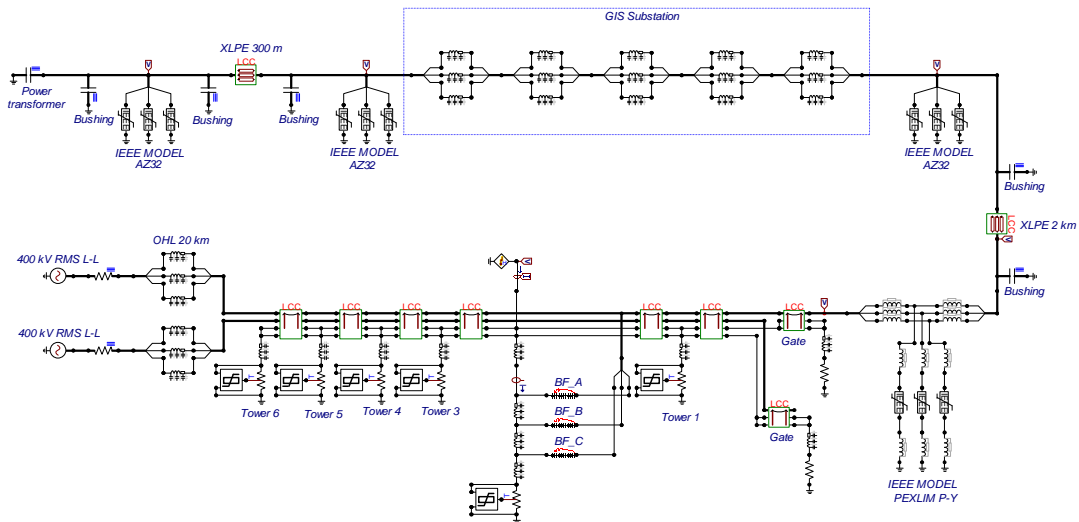


Fig. 6. Circuit diagram of analyzed power system implemented into EMTP/ATP program

Simulations have been calculated in 400 kV power system for backflash situation (direct lightning stroke at tower localized 400 m from substation). Incoming 20 km overhead transmission line has been modeled by PI model (static tower footing resistance $R = 20 \Omega$), JMarti model (static tower footing resistance $R = 20 \Omega$), and JMarti model coupled with nonlinear tower footing resistance according to description (section 2 and 3).

Analyzed power system contains two cable sections (2 km and 300 m). 2 km cable connects portal tower (gantry) with GIS substation, while 300 m cable provides connection between GIS substation and HV power transformer. GIS substation has been modeled as surge impedance ($Z = 60 \Omega$).

In considering power system, surge arresters have been installed in three different places: between tower portal and 2 km cable, between 2 km cable and GIS entry, and between GIS substation and 300 m cable. Surge arresters have been modeled according to IEEE description presented in [5].

In analyzed situation, backflash occurs across insulator installed in tower localized 400 m from tower portal. The insulators are modeled as the Leader Progression Model. This model provides an equivalent leader propagating along the insulator. Thus, backflash occurs while the leader length reaches length of the insulator gap in defined time equal to that of real leaders. The leader velocity and its propagation are represented by a formula [6]:

$$\frac{dL}{dt} = K \times u(t) \times \left(\frac{u(t)}{(g - L)} - E_0 \right) \quad (3)$$

where: K – constant [$m^2/([kV]^2 \cdot s)$], E_0 – average gradient voltage [kV/m], $u(t)$ – voltage across the gap [kV], g – gap length [m], L – leader length [m].

Dependence (3) has been implemented into EMTP/ATP program by MODELS block.

Simulations have been performed for the exemplary shape of surge current. The current lightning source has been modeled as 10/350 μs source current according to data taken from [7]. For this purpose, Heidler current source implemented in EMTP/ATP software has been used. For analysis, peak value of lightning current is 200 kA.

Circuit diagram of analyzed power system into EMTP/ATP program has been presented in Figure 6.

5. SIMULATION RESULTS

In order to compare influence of various overhead line models on simulation results, simulations for backflash have been performed for power system presented in Figure 6. Calculations of waveforms have been performed for three various overhead line models (according to section 2 and 3). Calculated voltage at power transformer terminal has been presented in Figure 7.

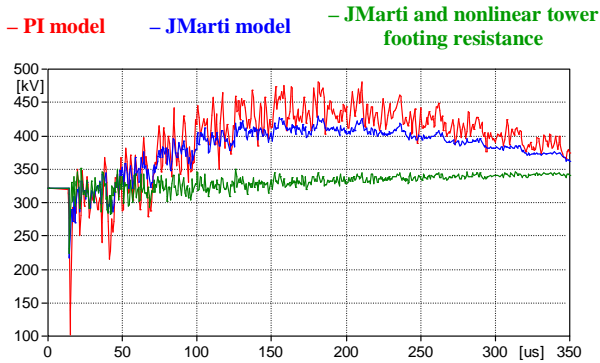


Fig. 7. Calculated voltage at power transformer terminal

Calculated voltage at air surge arrester terminal has been presented in Figure 8.

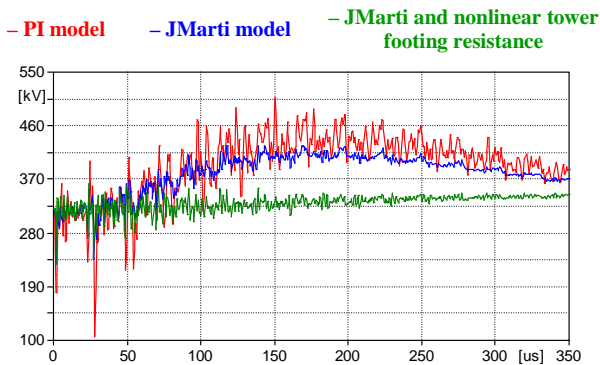


Fig. 8. Calculated voltage at air surge arrester terminal

As shown in Figure 7 and in Figure 8, waveforms shapes calculated for PI model and JMarti are very similar in shape. Waveform simulated for JMarti model coupled with nonlinear tower footing resistance reaches the smallest peak values. Peak values of simulated voltages at air surge arresters, and GIS entrance and power transformer have been listed in Table 1.

Table 1. Simulation results of peak voltages for various overhead line models

	Air surge arrester	GIS entrance	Power transformer
	[kV]		
PI model	470	465	460
JMarti model	427	428	429
JMarti with nonlinear tower footing resistance	363	361	352

As shown in Table 1, simulation results obtained for the PI model have the largest values, while voltages values are the smallest for JMarti model coupled with nonlinear tower footing resistance in each analyzed place of analyzed power system.

6. CONCLUSIONS

Simulation results show differences between analyzed overhead line models. In insulation coordination analysis, differences in simulation results for analyzed power system configurations are significant – voltage at power transformer terminal is greater about 108 kV for PI model in comparison to JMarti model with nonlinear tower footing resistance. According to simulation results, increase on model complexity has impact on peak voltages. All calculated voltage waveforms are similar, however oscillations for PI model are dominating.

7. LITERATURE

- [1] Wedepohl, L. M., Application of matrix methods to the solution of travelling-wave phenomena in polyphase systems, Proceedings of the IEE, Vol. 110(12), 1963
- [2] Orlando P. Hevia, Alternative transients program: comparison of transmission line models. Revista Latinoamericana del ATP, [S.l.], v.1, p. 1–5, Mar. 1999
- [3] Dommel, H., et al., Electromagnetic Transient Program Reference Manual (EMTP Theory Book), 1986
- [4] IEEE Fast Front Transients Task Force, Modeling Guidelines for Fast Front Transients, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 11, No. 1, January 1996
- [5] IEEE Working Group 3.4.11 of Surge Protective Devices Committee – Modeling of metal oxide surge arresters – IEEE Transactions On Power Delivery, Vol. 7, No. 1, pp. 301-309, January 1992
- [6] A. R. Hileman, Insulation Coordination for Power Systems, CRC Press Taylor and Francis Group, New York, 1999
- [7] International standard IEC 62305-1. Protection against lightning – Part 1: General principles

PORÓWNANIE MODELI LINII PRZESYŁOWYCH STOSOWANYCH DO WYKONYWANIA ANALIZ PRZEPIĘCIOWYCH W SYSTEMACH ELEKTROENERGETYCZNYCH

Słowa kluczowe: modele linii przesyłowych, przepięcia atmosferyczne, rezystancja uziemienia słupów, rozdzielnice GIS

Przepięcia atmosferyczne są szczególnie niebezpieczne dla urządzeń zainstalowanych w sieciach elektroenergetycznych. Z tego powodu, zdeterminowanie poziomu przewidywanych przepięć atmosferycznych jest istotne z punktu widzenia koordynacji izolacji. Do tego celu, konieczne jest opracowanie modeli matematycznych poszczególnych elementów sieci elektroenergetycznej. Jednakże, w zależności od sposobu modelowania, wyniki symulacji mogą się różnić pomiędzy sobą. Artykuł zawiera zestawienie trzech modeli matematycznych linii przesyłowych, mogących posłużyć do przeprowadzania symulacji przepięć atmosferycznych. W artykule przedstawiono wyniki symulacji przepięć atmosferycznych przeprowadzonych dla przykładowego systemu z wykorzystaniem różnych modeli linii przesyłowych.

METODA ANALIZY NIEZAWODNOŚCI CZŁOWIEKA SPAR-H W APLIKACJI ProSIL-EAL

Emilian PIESIK¹, Tomasz BARNERT², Marcin ŚLIWIŃSKI³

1. Politechnika Gdańska, ul. G. Narutowicza 11/12, 80-952 Gdańsk
tel: 58 347 14 35 fax: 58 347 24 87
2. Politechnika Gdańska, ul. G. Narutowicza 11/12, 80-952 Gdańsk
tel: 58 347 14 35 fax: 58 347 24 87
3. Politechnika Gdańska, ul. G. Narutowicza 11/12, 80-952 Gdańsk
tel: 58 347 14 35 fax: 58 347 24 87

e-mail: e.piesik@ely.pg.gda.pl

e-mail: t.barnert@ely.pg.gda.pl

e-mail: m.sliwinski@ely.pg.gda.pl

Streszczenie: W referacie przedstawiono zagadnienie wyznaczania prawdopodobieństwa błędu człowieka HEP za pomocą metody SPAR-H w oprogramowaniu ProSIL-EAL. Oprogramowanie wspomaga proces zarządzania bezpieczeństwem funkcjonalnym w cyklu życia systemów technicznych. Prawdopodobieństwo błędu człowieka jest zagadnieniem związanym z etapem weryfikacji określonych poziomów nienaruszalności bezpieczeństwa SIL dla funkcji bezpieczeństwa. ProSIL-EAL zapewnia wspomaganie w ocenie rozwiązań technicznych i organizacyjnych, jak również ochrony informacji, wpływu błędów systematycznych oprogramowania i błędów człowieka podczas eksploatacji systemów E/E/PE, BPCS i SIS.

Słowa kluczowe: SPAR-H, bezpieczeństwo funkcjonalne, prawdopodobieństwo błędu człowieka HEP

1. WIADOMOŚCI OGÓLNE

1.1. Wprowadzenie

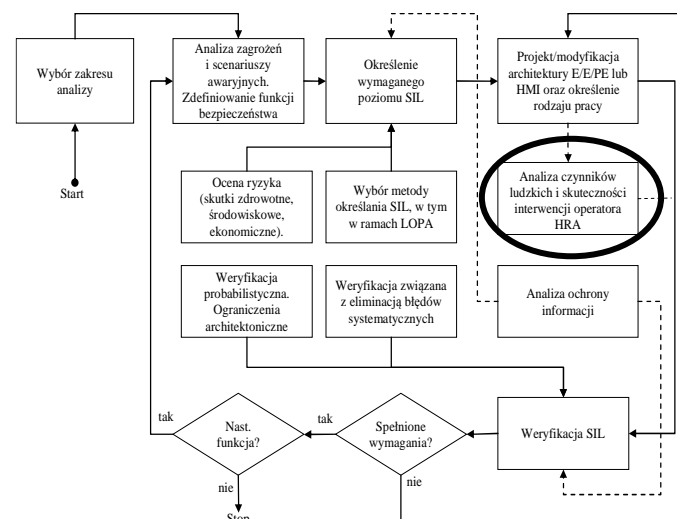
Pierwsze systematyczne badania niezawodności człowieka były prowadzone, jako próba rozwoju bazy współczynników prawdopodobieństwa błędów personelu. Na początku lat 70. XX wieku pojawiły się pierwsze kompleksowe techniki oceny niezawodności człowieka. Prace badawcze pokazują fakt, iż szeroko rozumiane błędy człowieka uwarunkowane czynnikami ludzkimi i organizacyjnymi są przyczynami aż 70-90% wypadków i awarii przemysłowych [1]. Bezpieczeństwo systemów E/E/EP w ramach sterowania i/lub automatyki zabezpieczeniowej zależy w istotny sposób od czynników ludzkich, które należy rozpoznawać i kształtować tak, aby ograniczać wpływ błędów człowieka na ryzyko związane z eksploatacją systemów technicznych.

W ostatnim czasie zauważalnym jest wzrost znaczenia bezpieczeństwa funkcjonalnego w przemyśle, co wiąże się z opublikowaniem dokumentów normatywnych, w normie IEC 61508 [2] występują wymagania dotyczące analizy czynników ludzkich. W raporcie [3] zestawiono wiele odnośników do szeroko rozumianej problematyki czynników ludzkich, które pojawiają się w różnych częściach tej normy [4]. Tak, więc norma IEC 61508 podkreśla znaczenie czynników

ludzkich w analizie bezpieczeństwa funkcjonalnego, jednak nie zawiera jednoznacznych wymagań i wskazań metodycznych dotyczących analizy wpływu czynników ludzkich [4]. Stosowanie niezawodnych rozwiązań bezpieczeństwa funkcjonalnego wpływa bezpośrednio na zmniejszenie poziomu ryzyka związanego z funkcjonowaniem obiektów przemysłowych, wprowadza tym samym szereg wymagań oraz problemów w cyklu życia obiektu.

1.2. Informacje na temat aplikacji ProSIL-EAL

Aplikacja ProSIL-EAL jest rozwinięciem oprogramowania ProSIL służącego do zarządzania bezpieczeństwem funkcjonalnym w cyklu życia systemów technicznych. W tej wersji aplikacja została rozwinięta o komponenty dotyczące zagadnień ochrony informacji w przemysłowych sieciach internetowych.



Rys. 1. Struktura funkcjonalna aplikacji komputerowej ProSIL-EAL z zaznaczonym modułem analizy czynników ludzkich [4]

Zagadnienia wpływu ochrony informacji na określenie wymaganego poziomu nienaruszalności SIL oraz jego weryfikacja jest zaimplementowana w najnowszej wersji

aplikacji w sposób niezależny od modułów aplikacji ProSIL. Oprogramowanie ProSIL-EAL zapewnia wspomaganie w ocenie rozwiązań technicznych i organizacyjnych, jak również wpływu błędów systematycznych oprogramowania i błędów człowieka podczas eksploatacji systemów E/E/PE, BPCS i SIS [5] co widać na rysunku 1.

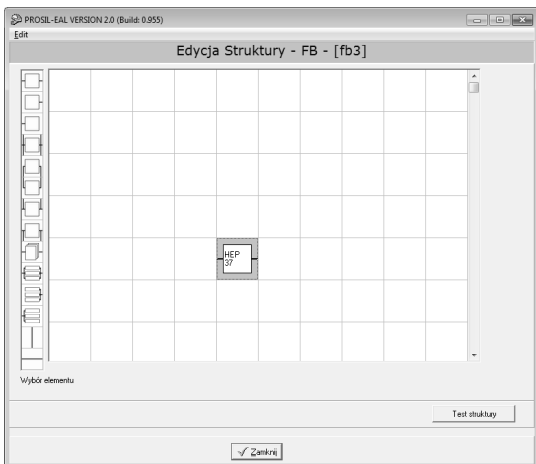
2. ANALIZA NIEZAWODNOŚCI CZŁOWIEKA

2.1. Metody analizy niezawodności człowieka

Niezawodność człowieka-operatora oszacować można ilościowo przy użyciu jednej z metod HRA (Human Reliability Analysis). W literaturze zidentyfikowano aż 72 metody HRA [6]. Szczególnie przydatną metodą w zastosowaniach praktycznych jest metoda SPAR-H. Metody HRA dają możliwość oszacowania prawdopodobieństw potencjalnych błędów człowieka HEP (Human Error Probability) w instalacji procesowej. Ponadto przy użyciu metod HRA można ocenić wpływ potencjalnych błędów człowieka na ryzyko wystąpienia rozpatrywanego scenariusza awaryjnego. Metody HRA bazują na opiniach ekspertów oraz danych reprezentowanych w postaci informacji jakościowej i/lub ilościowej.

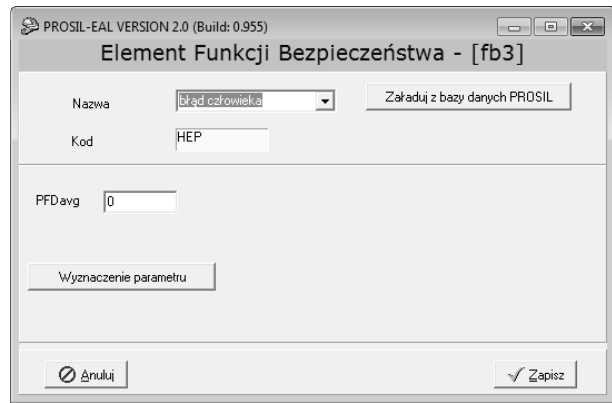
2.2. Metoda SPAR-H w aplikacji ProSIL-EAL

Metoda analizy niezawodności człowieka SPAR - H (Simplified Plant Analysis Risk Human Reliability Assessment) [7] została opracowana przez D. Gertmana i H. Blackmana, J. Marblea, J. Byersa, C. Smitha dla US Nuclear Regulatory Commission. Ma ona zastosowanie w przypadku obiektów przemysłowych o niedużym stopniu skomplikowania. Okno projektowe (przedstawione na rysunku 2) struktury sprzętowej funkcji bezpieczeństwa oprogramowania ProSIL-EAL zawiera element uwzględniający analizę niezawodności człowieka. Funkcja bezpieczeństwa ma postać schematów blokowych.



Rys. 2. Edytor graficzny struktury warstwy sprzętowej SIS z elementem dot. analizy niezawodności człowieka

Na rysunku 3 przedstawiono edytor graficzny pojedynczego elementu funkcji bezpieczeństwa, jakim jest HEP. W tym wypadku można zauważyć wartość PFD_{avg} , która oznacza prawdopodobieństwo niewypełnienia funkcji na przywołanie.



Rys.3. Element funkcji bezpieczeństwa – błąd człowieka

Jest to wartość wynikowa, która wynika z zależności

$$PFD_i = HEP_i \quad (1)$$

Wartość z powyższej zależności dla warstwy Operatora jest możliwa do przyjęcia w przypadku braku zależności z warstwą BPCS warstwowego systemu zabezpieczeń.

W metodzie SPAR - H dokonuje się dekompozycji zadań, jakie wykonuje człowiek - operator na dwa podstawowe elementy: działanie (action) i/lub diagnozowanie (diagnosis). W przypadku diagnozowania operator w celu zrozumienia i poprawnego przeanalizowania aktualnej sytuacji musi posiadać odpowiednią wiedzę a także doświadczenie, aby zaplanować i wykonać odpowiednie działania, zapobiegające wystąpieniu poważnych awarii.

Prawdopodobieństwo błędu człowieka HEP w danej sytuacji w przypadku zadań złożonych z diagnozowania i działania składa się z sumy wartości nominalnych prawdopodobieństw błędów diagnozowania i działania. Prawdopodobieństwo wyliczane jest za pomocą odpowiednio skonstruowanych tablic z uwzględnieniem ośmiu czynników wpływu kształtujących wydajność człowieka PSF (Performance Shaping Factors).

PFS	Poziomy PFS	Mnożniki	Komentarz
Dostępny czas	Czas nieadekwatny	P(błąd) 1.0	
	Czas za krótki (2/3 wymaganego czasu)	10	
	Czas nominalny	1	<input checked="" type="checkbox"/>
	Czas większy (pomiędzy 1 a 2 x czasu nominalnego oraz >30 min.)	0.1	
Stres	Czas wydłużony (> 2 x czasu nominalnego oraz >30 min.)	0.01	
	Ekstremalny	5	
	Wysoki	2	
Złożoność	Nominalny	1	<input checked="" type="checkbox"/>
	Niewystarczająca informacja	1	
	Duża	5	
	Umiekkowana	2	
Długość	Nominalna	1	<input checked="" type="checkbox"/>
	Długość	0.1	
	Niewystarczająca informacja	1	
	Niewystarczająca informacja	1	

Rys. 4. Tabela czynników wpływu dla „diagnozowania” w aplikacji ProSIL-EAL

Przykładowe czynniki wpływu dla diagnozowania w aplikacji ProSIL-EAL zostały przedstawione na rysunku 4 zauważyć można możliwość wyboru wartości dla poszczególnych czynników jak również skomentować dokonany wybór. Formularze mogą być modyfikowane w zależności od procesu, który podlega analizie. Czynniki w zależności od tego, jaka wartość zostanie im przypisana

mogą być pozytywne lub negatywne. Wybór wartości dla czynników wpływu jest zadaniem częściowo subiektywnym, ponieważ zależy od odczuć osoby wykonującej analizę. Powoduje to sytuacje, gdy analizy wykonywane przez różne zespoły mogą skutkować różnymi wynikami.

Rys. 5. Tabela czynników wpływu dla „działania” w aplikacji ProSIL-EAL

Przykładowe czynniki wpływu dla działania zostały przedstawione na rysunku 5 zauważyć można wartości poszczególnych czynników wpływu dla rozważanego systemu. Czynniki uważane są za negatywne, jeżeli przypisana im wartość jest większa od 1. Wartość normalna przyjmowana jest jako 1. Wartość poniżej 1 jest pozytywna i działa na korzyść. W przypadku, gdy w pojedynczym scenariuszu występują trzy lub więcej negatywnych czynników wpływu obliczana jest dodatkowo korekta prawdopodobieństwa wystąpienia błędu człowieka HEP.

W trakcie analizy można wziąć pod uwagę zależność pomiędzy zadaniami (dependency). Należy także zaznaczyć, że w przypadku wystąpienia zależności zdarzeń może ona mieć jedynie negatywny wpływ na końcową wartość HEP [8]. Metoda SPAR-H posiada trzy główne założenia. Pierwszym założeniem jest dekompozycja działań człowieka i prawdopodobieństwa odpowiednich błędów na błędy diagnozowania oraz błędy działania. Parametrem wyznaczającym ilościowo poziom niezawodności człowieka jest prawdopodobieństwo błędu człowieka HEP, uwzględnianie tego parametru jest kluczowe w metodzie.

Pamiętać należy, aby uwzględnić osiem czynników wpływu PSF kształtujących wydajność operatora. Zakłada się także wykorzystywanie określonej dla metody dokumentacji zapewniającej przejrzystość i spójność analizy wraz ze wskazówkami, w jaki sposób przypisywać odpowiednie poziomy dla każdego PSF.

Wyróżnia się następujące czynniki wpływu PSF: dostępny czas (time available), stres (stress), złożoność zadania (complexity), doświadczenie i trening (experience and training), ergonomia włącznie z HMI (ergonomics including HMI), dostępność procedur (procedures), sprawność do wykonania zadania, na którą może wpływać psychiczna i fizyczna kondycja operatora, zmęczenie, choroba, zbyt duża pewność siebie, rozproszenie uwagi (fitness for duty), nadzór nad wykonywanymi zadaniami, planowanie zadań i czynniki organizacyjne łącznie

rozumiane, jako przygotowanie procesu pracy (work processes).

Tablica 1. Fazy analizy niezawodności człowieka przy użyciu metody SPAR – H

Faza	Opis
1	Wpisanie podstawowych informacji w nagłówku tabeli dotyczących badanej instalacji oraz opisu sekwencji awaryjnej
2	Podjęcie decyzji, czy badane zdarzenie będzie wymagało diagnozowania lub działania czy obu tych elementów
3	Wykonanie obliczeń HEP dla diagnozowania bez uwzględnienia zależności. Jeśli przynajmniej trzem zmiennym PSF przypisano wartości negatywne należy wykonać obliczenie korygujące otrzymaną wartość HEP
4	Jeśli dla badanej sekwencji awaryjnej wymagane jest także działanie, należy powtórzyć punkt 3 dla działania
5	Obliczenie sumy HEP dla diagnozowania oraz działania
6	Dokonanie oceny stopnia zależności, jaki występuje dla danego scenariusza. Jeśli zależność nie występuje należy udokumentować przyczyny takiego stanu w odpowiednim miejscu w tabeli. W takim wypadku ostateczną wartością HEP jest liczba wyliczona w fazie 5
7	Jeśli zależność występuje i została przypisana do jednej z kategorii, wtedy należy obliczyć wartość zależności według zasad modyfikując wartość HEP obliczoną w fazie 5 w celu wyliczenia wartości ostatecznej.

Po wykonaniu kroków 1, 2 należy wykonać krok 3 z tablicy 1, należy obliczyć prawdopodobieństwo błędu dla diagnozowania według poniższych zasad. Jeśli wszystkie PSF mają wartość nominalną to prawdopodobieństwo błędu dla diagnozowania wynosi 0,01. W innym przypadku prawdopodobieństwo błędu dla diagnozowania obliczane jest, jako iloczyn wartości nominalnej 0,01 przez wartości przypisane dla każdego z PSF.

$$HEP_{diag} = 0,01 \times PSF_{złożon} \quad (2)$$

gdzie: HEP_{diag} – wartość prawdopodobieństwa błędu człowieka dla diagnozowania, $PSF_{złożon}$ - iloczyn wartości przypisanych do każdego PSF.

W przypadku, gdy występują trzy lub więcej negatywnych czynników wpływu PSF należy wykonać obliczenie korygujące otrzymaną wartość HEP. Wartość PSF jest zawsze uważana za negatywną, gdy przypisana mu wartość jest większa od 1. Nominalna wartość HEP (NHEP) dla diagnozowania wynosi 0,01. Wartość HEP z uwzględnieniem korekty jest obliczana według wzoru 3 i jest ostateczną wartością HEP.

$$HEP = \frac{NHEP \times PSF_{złożon}}{NHEP \times PSF_{złożon} - 1 + 1} \quad (3)$$

gdzie: HEP – ostateczna wartość prawdopodobieństwa błędu człowieka z uwzględnieniem korekty, $NHEP$ – wartość nominalna HEP dla diagnozowania, $PSF_{złożon}$ - iloczyn wartości przypisanych do każdego PSF.

W przypadku fazy 4 z tabeli 1 jeśli dla badanej sekwencji awaryjnej wymagane jest także działanie, należy powtórzyć punkt 3 dla działania. Następnie obliczyć prawdopodobieństwo błędu dla działania według poniższych zasad. Jeśli wszystkie PSF mają wartość nominalną to prawdopodobieństwo błędu dla działania wynosi 0,001. W innym przypadku prawdopodobieństwo błędu dla działania obliczane jest, jako iloczyn wartości nominalnej 0,001 i wartości przypisanych dla każdego z PSF

$$HEP_{działal} = 0,001 \times PSF_{złożon} \quad (4)$$

gdzie: $HEP_{działal}$ – wartość prawdopodobieństwa błędu człowieka dla działania, $PSF_{złożon}$ - iloczyn wartości przypisanych do każdego PSF.

W przypadku konieczności obliczenia współczynnika korekcyjnego jest on obliczany według zasad opisanych w fazie 4 korzystając z wzoru 3 przy założeniu NHEP wynoszącego 0,001. Faza 5 dotyczy obliczenia sumy HEP dla diagnozowania oraz działania bez uwzględnienia zależności ($P_{(B/Z)}$), jeśli obie te czynności wystąpiły według zasad opisanych poniżej.

$$P_{(B/Z)} = HEP_{diag} + HEP_{działal} \quad (5)$$

Dokonanie oceny stopnia zależności, jaki występuje dla danego scenariusza wykonywane jest w fazie 6. W przypadku braku zależności ostateczną wartością HEP jest liczba wyliczona w fazie 5. Jeśli zależność występuje i została przypisana do jednej z kategorii występujących w poniższej tabeli, przedstawionej na rysunku 6 wykonywana jest faza 7. Należy obliczyć wartość zależności modyfikując wartość HEP obliczoną w fazie 5 w celu wyliczenia wartości ostatecznej.

Warunek	Złoga	Czas	Lokalizacja	Sygnal	Zależność
	s/d	c/nc	s/d	a/na	
1				na	pełna
2	s	c		a	pełna
3			d	na	wysoka
4				a	wysoka
5		nc	s	na	wysoka
6				a	średnia
7			d	na	średnia
8				a	niska
9	d	c	s	na	średnia
10				a	średnia
11			d	na	średnia
12				a	średnia
13		nc	s	na	niska
14				a	niska
15			d	na	niska
16				a	niska
17					brak

Rys. 6. Tabela zależność między zadaniami aplikacji ProSIL-EAL

Dla wszystkich zadań, z wyjątkiem pierwszego zadania w sekwencji skorzystać należy z tabeli przedstawionej na rysunku 6.

3. PODSUMOWANIE

W niniejszym referacie przedstawiono metodę analizy niezawodności człowieka SPAR-H

w oprogramowaniu ProSIL-EAL. Narzędzie, jakim jest ProSIL-EAL posiada moduły i bazy danych do przeprowadzania analiz bezpieczeństwa funkcjonalnego z uwzględnieniem aspektów ochrony informacji dla danej instalacji procesowej. Architektura sprzętu realizującego daną funkcję bezpieczeństwa w tym także analiza niezawodności człowieka jest realizowana za pomocą schematów blokowych. Za pomocą oprogramowania ProSIL-EAL można dokonać analizy niezawodności człowieka jak również dokonać oceny wpływu czynników ludzkich na funkcję bezpieczeństwa.

4. BIBLIOGRAFIA

1. Kosmowski K.T.: Niezawodność człowieka: Zapobieganie stratom w przemyśle (red. A.S. Markowski): część III „Zarządzenie bezpieczeństwem procesowym”, rozdz. 5. Wydawnictwo Politechniki Łódzkiej, Łódź 2001, ISBN 7283-001-0
2. PN-EN 61508: Bezpieczeństwo funkcjonalne E/E/EP systemów związanych z bezpieczeństwem. Części 1-7, Polski Komitet Normalizacyjny, 2004
3. Carey M.: Proposed framework for addressing human factors in IEC 61508. Amey VECTRA Limited for the Health and Safety Executive (HSE), Report 373/2001. HSE Books, Sudbury, Suffolk 2001
4. Barnert T., Kacprzak P., Kosmowski K.T., Kozyra M., Porzeziński M., Śliwiński M. Opracowanie metod i narzędzi do wspomagania oceny wpływu czynników ludzkich na częstość zdarzeń inicjujących i ryzyko scenariuszy awaryjnych w celu zastosowania efektywnych rozwiązań technicznych i organizacyjnych sprzyjających redukcji prawdopodobieństwa błędów człowieka i ryzyka wystąpienia strat. Sprawozdanie z I etapu projektu VI.B.10, CIOP-PIB, 2011
5. Barnert T., Kosmowski, K.T., Śliwiński, M.: ProSIL software for functional safety management in life cycle, Journal of KONBiN, Warszawa 2013
6. Bell J. Holroyd J.: Review of human reliability assessment methods - prepared by the Health and Safety Laboratory for the Health and Safety Executive (HSE). Buxton, Derbyshire 2009
7. SPAR-H: Human Reliability Analysis (HRA) Method, NUREG/CR-6883, INL/EXT-05-00509, USNRC, 2005
8. Barnert T., Kacprzak P., Kosmowski K.T., Kozyra M., Porzeziński M., Śliwiński M., Zawalich J.: Opracowanie metod analizy i narzędzi do komputerowo wspomaganego zarządzania bezpieczeństwem funkcjonalnym w ramach systemu warstw zabezpieczeniowo-ochronnych obiektów przemysłowych podwyższonego ryzyka. Sprawozdanie z II etapu projektu 5.R.02, CIOP-PIB. 2009

HUMAN RELIABILITY ANALYSIS METHOD SPAR-H IN SOFTWARE PROSIL-EAL

Key-words: SPAR-H, functional safety, human error probability

The paper presents the problem of determining the probability of human error HEP using the SPAR-H method in ProSIL-EAL software. This software supports the functional safety management in the life cycle of technical systems. The probability of human error is the issue related to the stage of verification of certain levels SIL for safety functions. For the human factors analysis were applied SPAR-H method for the decomposition of tasks, made by operator for two elements: action and/or diagnosis.

WYBRANE ZAGADNIENIA NIEZAWODNOŚCI I BEZPIECZEŃSTWA TRANSMISJI DANYCH W PRZEMYSŁOWYCH SIECIACH KOMPUTEROWYCH

Michał PORZEZIŃSKI

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel: 583486311 fax: 583471270 e-mail: mporz@ely.pg.gda.pl

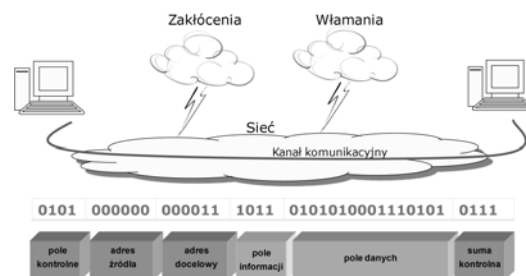
Streszczenie: W referacie przedstawiono problemy dotyczące bezpieczeństwa i niezawodności transmisji danych w przemysłowych sieciach komunikacyjnych wykorzystywanych do realizacji funkcji związanych z bezpieczeństwem. Omówiona została koncepcja kanałów komunikacyjnych bezpiecznych funkcjonalnie oraz związane z nimi wymagania niezawodnościowe określone w normach PN-EN 61508-3 oraz PN-EN 61784-3. Przedstawione zostały również zagrożenia dotyczące bezpieczeństwa transmisji danych w sieciach przemysłowych i stosowane metody ochrony oraz metodyka zarządzania bezpieczeństwem informacji w ujęciu norm z rodziny ISO/IEC 27000 i ISO/IEC 15408.

Słowa kluczowe: przemysłowe sieci komputerowe, niezawodność, bezpieczeństwo transmisji danych

1. WPROWADZENIE

W przemysłowych systemach sterowania i zabezpieczeń powszechnie stosowane są systemy rozproszone wykorzystujące do komunikacji przemysłowe sieci komputerowe. Zastosowanie rozwiązań sieciowych pozwala na uzyskanie znacznych oszczędności przy automatyzacji rozległych obiektów sterowania, takich jak: instalacje wodociągowe, petrochemiczne, elektroenergetyczne czy budynkowe. Systemy rozproszone charakteryzują się ponadto znacznie większą elastycznością i skalowalnością niż systemy scentralizowane, co ułatwia ich rozbudowę i dopasowanie do bieżących potrzeb.

Niezależnie od rodzaju sieci podstawą wymiany danych pomiędzy węzłami sieci są tzw. kanały komunikacyjne, którymi przesyłane są pakiety danych (rys. 1). Kanały komunikacyjne stanowią logiczne połączenie pomiędzy nadawcą i odbiorcą informacji i należy je traktować jako jeden z elementów biorących udział w realizacji danej funkcji sterowania lub bezpieczeństwa. Muszą one zapewnić wykonanie danej funkcji z odpowiednio wysokim prawdopodobieństwem, pomimo działania różnego rodzaju przypadkowych zakłóceń oraz celowych działań. Kanały są elementem sieci, które mogą być również narażone na różnego rodzaju „włamania” mające na celu ingerencję w proces transmisji danych. Możliwość takich ataków należy przewidzieć i się przed nimi odpowiednio zabezpieczyć.



Rys. 1. Idea kanału komunikacyjnego jako logicznego połączenia węzłów sieci

2. WYMAGANIA DOTYCZĄCE NIEZAWODNOŚCI TRANSMISJI DANYCH

W przypadku projektowania systemów realizujących funkcje związane z bezpieczeństwem najczęściej stosowane jest podejście przedstawione w normie PN-EN 61508-1 [1]. Norma ta operuje pojęciem poziomu nienaruszalności bezpieczeństwa SIL (Safety Integrity Level) określanym dla danej funkcji bezpieczeństwa na podstawie analizy ryzyka i zagrożeń dla danego obiektu/systemu. Każdy z 4 poziomów SIL determinuje m.in. architekturę systemu bezpieczeństwa, sposób projektowania oprogramowania oraz maksymalne dopuszczalne prawdopodobieństwo niewypełnienia danej funkcji bezpieczeństwa. W nawiązaniu do tych informacji norma PN-EN 61784-3 [2] dotycząca magistral komunikacyjnych bezpiecznych funkcjonalnie zaleca, aby dla danego SIL prawdopodobieństwo wystąpienia niebezpiecznego błędu transmisji w każdym z wykorzystywanych kanałów stanowiło nie więcej niż 1% maksymalnego dopuszczalnego prawdopodobieństwa niewypełnienia danej funkcji bezpieczeństwa określonego dla danego poziomu SIL. Zostało to zobrazowane na rys. 2 [2]. PFD oznacza maksymalne dopuszczalne prawdopodobieństwo niewypełnienia funkcji bezpieczeństwa na żądanie i jest rozpatrywane, gdy układ pracuje trybie rzadkiego przywołania. W przypadku pracy ciągłej rozpatrywany jest parametr PFH, który określa prawdopodobieństwo niewypełnienia funkcji bezpieczeństwa na godzinę. Prawdopodobieństwo niewypełnienia funkcji bezpieczeństwa z rys. 2 jest obliczane jako suma prawdopodobieństw niezadziałania wszystkich elementów biorących udział w jej realizacji (łącznie z

kanalami komunikacyjnymi) i nie może przekroczyć maksymalnej wartości dopuszczalnej dla danego poziomu SIL.



Rys. 2. Wymagania dotyczące niezawodności kanału komunikacyjnego

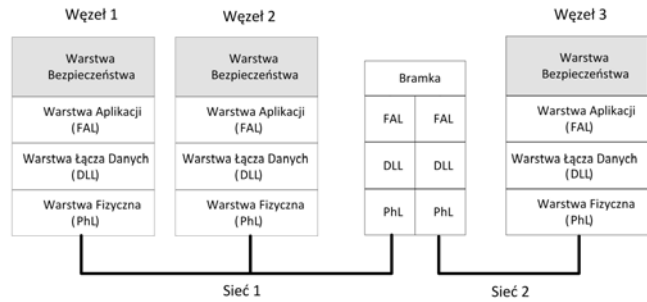
Punktem wyjścia do oceny ilościowej niezawodności kanału komunikacyjnego jest współczynnik BER (Bit Error Ratio) nazywany również elementową stopą błędów. Definiuje się go jako stosunek liczby przekłamanych bitów do liczby wszystkich przesłanych bitów. Oceny niezawodności kanału komunikacyjnego nie można jednak opierać tylko na BER, gdyż w procesie komunikacji wykorzystuje się szereg mechanizmów, których zadaniem jest wykrywanie różnego rodzaju błędów i ich naprawa. Są one zdefiniowane w opisie protokołu komunikacyjnego, który jest wykorzystywany do przesyłania informacji w danej sieci. Zestawienie najczęstszych błędów występujących w kanałach komunikacyjnych oraz metod ich wykrywania i naprawy przedstawiono w tabeli 1.

Tabela 1. Podstawowe rodzaje błędów oraz metody ich wykrywania [2, 4]

Metoda wykrywania/obrony	Rodzaj błędu	Numerowanie wiadomości	Stempel czasu	Przetrimowanie	Kody kontrolne i korekcyjne	Potwierdzenie	Powtarzanie/powielanie	Sekwencja zmian wiadomości
	Przekłamanie danych				x	x	x	x
	Utrata wiadomości	x		x		x	x	x
	Powtórzenie wiadomości	x	x					x
	Opóźnienie		x	x		x		
	Niepoprawna kolejność	x	x					x
	Wtrącona wiadomość	x				x	x	x

Należy pamiętać, że na niezawodność kanału komunikacyjnego mają również wpływ błędy systematyczne, które mogły zostać wprowadzone do oprogramowania obsługującego protokół komunikacyjny na etapie projektowania i konfigurowania systemów i nie zostały wykryte w fazie testowania. Aby minimalizować liczbę tych błędów, wymaga się m.in. żeby oprogramowanie poszczególnych warstw protokołu zostało zaprojektowane i wykonane zgodnie z wytycznymi normy PN-EN 61508-3 [3] dla zakładanego poziomu nienaruszalności bezpieczeństwa. Tak zaprojektowany kanał komunikacyjny nazywany jest kanałem „białym”. Dopuszcza się również wykorzystanie protokołów komunikacyjnych, które nie zostały opracowane w oparciu o wytyczne normy PN-EN 61508-

3 lub których szczegóły realizacji po prostu nie są znane. Kanał tego typu określany jest jako kanał „czarny” i wymaga dodania na górze istniejącego stosu protokołu dodatkowej warstwy nazywanej warstwą bezpieczeństwa, co pokazano na rys. 3.



Rys. 3. Koncepcja warstwy bezpieczeństwa

Warstwa bezpieczeństwa korzysta z interfejsu udostępnianego przez warstwę aplikacji wprowadzając własne, niezależne od pozostałych warstw, mechanizmy kontroli poprawności przesyłanych danych. Oprogramowanie obsługujące tą warstwę musi być ponadto zaprojektowane, wykonane i przetestowane zgodnie z wymaganiami stawianymi w normie PN-EN 61508-3 dla obowiązującego poziomu SIL. Przy takim podejściu istnieje możliwość łączenia różnych podsieci za pomocą zwykłych przełączników, routerów i bramek, gdyż kontrola poprawności transmisji danych odbywa się tylko w punkcie początkowym i końcowym (powyżej warstwy aplikacji). Jeżeli wymagana niezawodność transmisji danych nie może być osiągnięta w oparciu o wymienione wcześniej mechanizmy należy wprowadzić redundancję kanałów komunikacyjnych. Redundancja może być również wymogiem wynikającym z przyjętego poziomu SIL. Przykładowe rozwiązania redundancji węzłów i magistral komunikacyjnych są opisane w [2].

Aby ułatwić pracę projektantom rozproszonych systemów automatyki realizujących funkcje bezpieczeństwa w normie PN-EN 61784-3 zdefiniowano szereg rodzin profili komunikacyjnych (CPF) magistral miejscowych bezpiecznych funkcjonalnie (tabela 2).

Tabela 2. Rodziny profili komunikacyjnych posiadające profile bezpiecznie funkcjonalnie [2]

Numer CPF	Nazwa profilu
1	FOUNDATION Fieldbus
2	CIP
3	PROFIBUS& PROFINET
6	INTERBUS
8	CC-Link
11	TCnet
12	EtherCAT
13	ETHERNET Powerlink
18	SafetyNET p

Są to przeważnie definicje standardów rozszerzających istniejące profile sieci przemysłowych o dodatkowe mechanizmy kontrolne. Mechanizmy te zaimplementowane są w postaci opisywanej wcześniej dodatkowej warstwy bezpieczeństwa. W przypadku niektórych rodzajów sieci (np. INTERBUS – Profil 6) umożliwia to zredukowanie ryzyka wystąpienia błędu komunikacji do poziomu mniejszego niż 10^{-7} . Pozwala to na stosowanie tego typu sieci do realizacji funkcji bezpieczeństwa, dla których wymagany poziom SIL wynosi 3 (maksymalne dopuszczalne ryzyko niewypełnienia

funkcji bezpieczeństwa wynosi 10^{-5}). Lista profili jest otwarta i należy liczyć się z kolejnymi aktualizacjami normy PN-EN 61784 uwzględniającymi nowo pojawiające się rozwiązania.

3. WYMAGANIA DOTYCZĄCE BEZPIECZEŃSTWA TRANSMISJI DANYCH

3.1. Zagrożenia i typowe metody obrony

Kanały komunikacyjne mogą być również narażone na intencyjne działanie osób trzecich próbujących zakłócić działanie systemu. Dotyczy to zwłaszcza sieci, w których trudno jest zabezpieczyć medium komunikacyjne przed fizycznym dostępem osób niepowołanych (np. sieci bezprzewodowe, sieci stosowane w rozproszonych systemach automatyki budynków, czy rozległe sieci akwizycji danych). Projektując takie systemy należy więc rozważyć możliwe ataki na sieć komunikacyjną i zabezpieczyć się przed nimi.

Podstawowe rodzaje zagrożeń bezpieczeństwa transmisji danych to: podsłuchiwanie, modyfikacja danych, podstawienie danych i ataki na dostępność danych.

Podsłuchiwanie (sniffing) jest formą ataku biernego [5], w którym zagrożona jest poufność przesyłanych danych. Atakujący poprzez dołączenie się do sieci w trybie nasłuchu może rejestrować wszystkie przekazywane przez dane segment sieci dane. Atakujący nie modyfikuje ani nie wprowadza do sieci danych, dlatego atak tego typu jest bardzo trudny do wykrycia. Obroną jest najczęściej wprowadzenie mechanizmów zapewnienia poufności danych działających w oparciu o algorytmy szyfrowania. Najczęściej wykorzystuje się do tego celu szyfry symetryczne, takie jak np. AES (Advanced Encryption Standard), opierające się na poufnym kluczu szyfrującym znanym tylko nadawcy i odbiorcy. Są one stosowane m.in. w protokołach komunikacyjnych ZigBee, BACnet, EIBsec. Co prawda w przypadku zastosowań przemysłowych poprzez sieć przekazywane są głównie informacje pomiarowe i sterujące, nie przedstawiające przeważnie większej wartości dla atakującego, szyfrowanie może być jednak potrzebne do funkcjonowania innych mechanizmów bezpieczeństwa np. mechanizmu zapewnienia integralności i autentyczności danych. Przykładem może być protokół EIBsec [6], w którym wraz z danymi szyfrowana jest obliczona na ich podstawie suma kontrolna, chroniąc w ten sposób dane przed nieautoryzowaną modyfikacją.

Modyfikacja danych jest formą ataku aktywnego, w którym atakujący przechwytuje dane, modyfikuje je i ponownie wprowadza do sieci. Modyfikacja może mieć na celu wprowadzenie w błąd operatora, aktywowanie określonego obwodu sterowania, uzyskanie dostępu do zasobów itp. Ta forma ataku jest znacznie trudniejsza do przeprowadzenia od podsłuchiwania gdyż wymaga wprowadzenia do sieci nowych danych z zachowaniem mechanizmów arbitrażu i reżimów czasowych obowiązujących w danej sieci.

Przed nieautoryzowaną modyfikacją danych można się zabezpieczyć stosując mechanizmy zapewniające integralność i autentyczność danych. Mechanizmy te powinny uniemożliwiać zmodyfikowanie przesyłanych danych, bez zauważenia tego przez odbiorcę. Najpopularniejszym rozwiązaniem zapewniającym

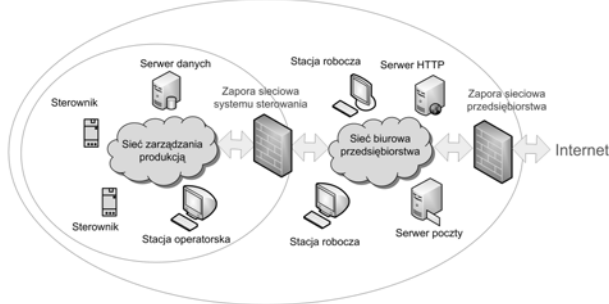
integralność danych jest stosowanie tzw. funkcji skrótu. Przekształcają one dane bitowe o dowolnej długości na dane o ustalonej długości zwane skrótem. Charakteryzują się przy tym cechami uniemożliwiającymi odtworzenie danych wyjściowych na podstawie znajomości skrótu. Odbiorca może wyliczyć tę wartość według tego samego algorytmu i porównać z dołączonym skrótem. Funkcja skrótu może być parametryzowana kluczem kryptograficznym znanym tylko uprawnionym stronom, co jest najczęściej wykorzystywane do zabezpieczania danych przed nieautoryzowaną modyfikacją. Ze względu na ograniczone zasoby pamięci i mocy obliczeniowej urządzeń pracujących w sieciach kontrolno-pomiarowych opracowano dla nich specjalne dedykowane algorytmy weryfikacji integralności i autentyczności przesyłanych danych. Przykładem może być SCPM (Secure Communication Protocol for Middleware) [7], zastosowany m.in. w rozszerzeniu protokołu komunikacyjnego sieci KNX [8].

Podstawienie danych jest formą ataku, w którym atakujący wprowadza do sieci dane podszywając się często pod innego uprawnionego nadawcę. Do tego typu ataku są często wykorzystywane zarejestrowane wcześniej oryginalne dane innego nadawcy. W ten sposób atakujący może próbować np. zmienić stan sterowanego obiektu za pomocą zarejestrowanej wcześniej sekwencji danych sterujących, bez konieczności jakiegokolwiek ich modyfikacji. Do ochrony przed tego typu atakami służą mechanizmy zapewnienia aktualności (świeżości) przesyłanych danych. Najczęściej sprowadzają się one do użycia tzw. stempla czasu lub odpowiedniej sekwencji numeracji wiadomości w połączeniu z mechanizmem zapewnienia integralności i autentyczności danych, dzięki któremu nie jest możliwa niezauważona zmiana tych znaczników.

Ataki na dostępność danych są najczęstszą i najtrudniejszą do obrony formą ataków. Są atakami aktywnymi, których celem jest zakłócenie pracy sieci, tak aby zablokować możliwość normalnego przekazywania danych. Atak taki można zrealizować na bardzo wiele sposobów, takich jak: fizyczne uszkodzenie magistrali, generowanie bardzo dużego ruchu blokującego dostęp do magistrali innym węzłom, modyfikowanie przesyłanych danych powodujące ich niszczenie lub wprowadzanie do sieci specjalnie spreparowanych danych, których przetwarzanie przeciąża węzły do których są kierowane. Często jedynym skutecznym sposobem zapobiegania tego typu atakom (jak również innym wcześniej wymienionym) jest uniemożliwienie fizycznego dostępu do medium komunikacyjnego osobom nieupoważnionym i izolowanie chronionej sieci od innych sieci mogących być źródłem ataku.

W przypadku sieci polowych stosowanych na najniższym poziomie struktury systemu automatyki i zabezpieczeń jest to zwykle łatwe do wykonania, gdyż sieci te obejmują najczęściej niewielki obszar pokrywający się z obszarem sterowanego obiektu technologicznego, który sam w sobie jest chroniony. Trudniejsze jest izolowanie sieci zarządzania, często wykonywanej w standardzie Ethernet, która integruje sterowniki z systemami SCADA i może być łączona z siecią biurową przedsiębiorstwa lub nawet z sieciami publicznymi w celu umożliwienia wybranym osobom dostępu do danych procesowych i informacji o zdarzeniach. W takim przypadku izolowanie sieci wymaga użycia tzw. zapór sieciowych czyli specjalizowanych bramek i routerów filtrujących ruch międzysieciowy (rys. 4). Filtracja może polegać np. na kontroli wybranych parametrów przekazywanych wiadomości, takich jak: typ wiadomości, adres nadawcy, adres odbiorcy itp. W

przypadku sieci Ethernet opartej na przełącznikach zarządzanych istnieje również możliwość utworzenia sieci wirtualnych (VLAN). Mechanizm ten pozwala na takie skonfigurowanie przełączników, aby wybrane węzły sieci, mogły wymieniać dane tylko pomiędzy sobą.



Rys. 4. Przykład odseparowania sieci komputerowych w przedsiębiorstwie

Należy przy tym pamiętać, że skuteczność ochrony zależy od poprawności działania urządzeń zabezpieczających. Niedostateczna ochrona może być wynikiem zastosowania nieodpowiednich metod zabezpieczeń, błędów konfiguracyjnych jak również ukrytych błędów tkwiących w oprogramowaniu, dlatego też elementy te powinny być przedmiotem odpowiedniej oceny skuteczności zabezpieczeń.

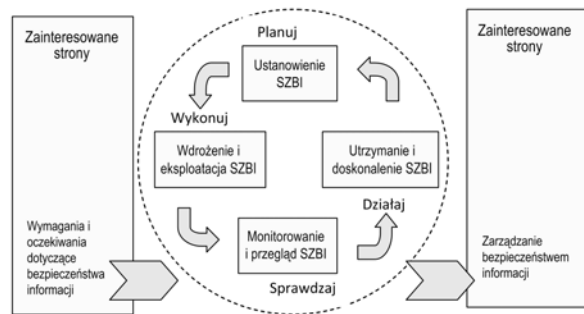
3.2. Zarządzanie bezpieczeństwem

Normy z rodziny PN-EN 61784 dotyczące sieci bezpiecznych funkcjonalnie nie zawierają, jak do tej pory, żadnych szczegółowych wytycznych dotyczących ochrony kryptograficznej przesyłanych danych. Zapowiedziane zostało opracowanie czwartej części tej normy poświęconej bezpieczeństwu transmisji danych w sieciach przemysłowych (IEC 61784-4 Secure communications for fieldbuses), ale do tej pory nie została ona wydana. Aktualnie pomocą przy projektowaniu i ocenie mechanizmów ochrony informacji w rozproszonych systemach sterowania i zabezpieczeń mogą być normy z rodzin: ISO/IEC 27000 oraz ISO/IEC 15408.

Normy z rodziny ISO/IEC 27000 dotyczą głównie organizacji wdrażających, eksploatujących i przeglądających systemy zarządzania bezpieczeństwem informacji. Najważniejsze z nich to normy ISO/IEC 27001 [9], oraz ISO/IEC 27002 zastępująca ISO/IEC 17799. Pierwsza z nich jest ogólną normą zawierającą wymagania dotyczące Systemów Zarządzania Bezpieczeństwem Informacji (Information Security Management Systems - ISMS) . Opiera się ona na procesach wykorzystujących model „Planuj-Wykonuj-Sprawdzaj-Działaj” (rys. 5), w skrócie nazywany PDCA (Plan-Do-Check-Act) [9], [10].

Planowanie obejmuje ustanowienie polityki SZBI, celów procesów i procedur istotnych dla zarządzania ryzykiem oraz doskonalenia bezpieczeństwa informacji, tak by uzyskać wyniki zgodne z ogólnymi politykami i celami organizacji. Wykonywanie jest rozumiane jako wdrażanie i eksploatacja polityki SZBI, zabezpieczeń, procesów i procedur. Sprawdzanie obejmuje szacowanie i pomiar wydajności procesów w odniesieniu do polityki SZBI, celów i doświadczenia praktycznego oraz dostarczanie kierownictwu raportów do przeglądu. Działanie to podejmowanie działań korygujących i zapobiegawczych w oparciu o wyniki wewnętrznego

audytu SZBI i przeglądu realizowanego przez kierownictwo lub innych istotnych informacji, w celu zapewnienia ciągłego doskonalenia SZBI [9]. Z kolei norma ISO/IEC 17799 [11] (ISO/IEC 27002) jest zbiorem dobrych praktyk, porad i zaleceń dotyczących projektowania systemów wymagających zarządzania bezpieczeństwem informacji.



Rys. 5. Model PDCA (Plan-Do-Check-Act) [9]

Grupa norm z rodziny ISO/IEC 15408 „Information technology - Security techniques - Evaluation criteria for IT security” opisuje z kolei sposób oceny bezpieczeństwa systemów informatycznych oparty o metodykę Jednolitych Kryteriów (CommonCriteria, CC). CC udostępnia procedury pozwalające na zdefiniowanie istniejących zagrożeń oraz wymaganych zabezpieczeń, które na te zagrożenia odpowiadają, a następnie przeprowadzenie formalnej weryfikacji ich faktycznego działania. Wynikiem procesu certyfikacji powinien być tzw. "profil ochrony" (PP - protection profile), który definiuje zabezpieczenia stosowane przez produkt oraz certyfikat potwierdzający ich faktyczną skuteczność. Proces certyfikacji może być prowadzony według różnych poziomów szczegółowości i weryfikacji formalnej (EAL - Evaluation Assurance Level), począwszy od EAL1 (tylko testy funkcjonalne) aż do EAL7 (formalna weryfikacja projektu oraz testy) [12], [13], [14], [15]. Należy przy tym zaznaczyć, że posiadanie certyfikatu CC nie gwarantuje, że produkt jest bezpieczny pod każdym względem. Certyfikat zapewnia jedynie o poprawnym działaniu wszystkich zadeklarowanych przez producenta zabezpieczeń określonych w profilu ochrony.

Kompleksowe ujęcie problemów bezpieczeństwa systemów automatyki jest przedmiotem przygotowywanej do wydania rodziny norm ISA/IEC 62443. Opisane w niej będą zasady tworzenia i wdrażania programu bezpieczeństwa przemysłowych systemów automatyki i sterowania oraz sposób formułowania wymagań dla tego typu systemów. Przedstawione będą również możliwe do zastosowania technologie bezpieczeństwa takie jak: metody uwierzytelniania i autoryzacji użytkowników, konfiguracja zapór sieciowych, sieci wirtualne, metody kryptograficzne oraz monitoring i detekcja zagrożeń.

4. PODSUMOWANIE

Zastosowanie rozproszonych systemów automatyki wiąże się z wykorzystaniem sieci komputerowych, które z racji swojej rozległości są elementem szczególnie narażonym na działanie różnego rodzaju zakłóceń. Na niezawodność ich działania mają wpływ takie elementy, jak: rodzaj medium komunikacyjnego, struktura i topologia sieci, konstrukcja i jakość sprzętu elektronicznego wykorzystywanego w węzłach, zastosowany protokół wymiany danych. W przypadku systemów związanych z bezpieczeństwem pomocą w doborze

odpowiedniego rozwiązania sieci komunikacyjnej mogą być zalecenia zawarte w normie PN-EN 61784-3. Podstawowym wymaganie jest takie zaprojektowanie lub dobranie kanału komunikacyjnego, żeby prawdopodobieństwo wystąpienia niewykrywalnego niebezpiecznego błędu transmisji było co najmniej 100 razy mniejsze od maksymalnego dopuszczalnego prawdopodobieństwa niewypełnienia związanej z nim funkcji bezpieczeństwa. Zaleca się ponadto, aby sprzęt i oprogramowanie realizujące transmisję danych było zaprojektowane, wykonane i zweryfikowane zgodnie z wymaganiami normy PN-EN 61508. Możliwe jest również wykorzystanie istniejących protokołów komunikacyjnych, nie spełniających tych wymagań, jeżeli zostaną one uzupełnione dodatkową specjalnie zaprojektowaną warstwą bezpieczeństwa. Praktyka pokazuje, że takie rozwiązanie jest powszechnie stosowane, a dla wielu popularnych przemysłowych sieci komunikacyjnych istnieją tzw. profile sieci bezpiecznych funkcjonalnie.

Obecnie coraz większą wagę przywiązuje się również do zagadnień bezpieczeństwa informacji przesyłanej w przemysłowych sieciach komputerowych. Niestety, protokoły wielu popularnych polowych sieci przemysłowych nie posiadają wbudowanych mechanizmów ochrony informacji i wykorzystywane są przy założeniu, że sieć wraz ze sterowanym obiektem jest chroniona przed fizycznym dostępem osób niepowołanych i odseparowana od innych sieci za pomocą odpowiednich zapór sieciowych.

Istotnym zagadnieniem jest również odpowiednie zarządzanie bezpieczeństwem w całym cyklu życia systemów wykorzystujących przemysłowe sieci komputerowe oraz ocena skuteczności stosowanych zabezpieczeń. W pierwszym wypadku pomocą mogą być normy z rodziny ISO 27000 wprowadzające ogólny model zarządzania bezpieczeństwem oraz opis dobrych praktyk inżynierskich stosowanych do zapewnienia bezpieczeństwa systemów. W drugim przypadku można się oprzeć na metodologii wspólnych kryteriów wprowadzonej w normie ISO/IEC 15408, bazującej na profilach ochrony oraz formalnie zdefiniowanych poziomach zaufania do zabezpieczeń EAL. Dla rozproszonych systemów sterowania i zabezpieczeń kluczowy wydaje się jednak być powstający zbiór norm ISA/IEC 62443 dotyczący bezpośrednio zagadnień bezpieczeństwa przemysłowych systemów automatyki i sterowania.

5. BIBLIOGRAFIA

1. PN-EN 61508-1: 2010, Bezpieczeństwo funkcjonalne elektrycznych/elektronicznych/programowalnych elektronicznych systemów związanych z bezpieczeństwem – Część 1: Wymagania ogólne.
2. PN-EN 61784-3: 2010, Przemysłowe sieci komunikacyjne – Profile – Część 3: Magistrale miejscowe bezpieczne funkcjonalnie - Ogólne zasady i definicje profili.
3. PN-EN 61508-3: 2010, Bezpieczeństwo funkcjonalne elektrycznych/elektronicznych/programowalnych elektronicznych systemów związanych z bezpieczeństwem – Część 3: Wymagania dotyczące oprogramowania.
4. Herard J., Hedberg J., Kivipuro M., Malm T., Edler H., Sjoström H., Strawinski T.: Validation of communication in safety-critical controls system. Nordtest Tekniikkantie 2003.
5. Karpiński M.: Bezpieczeństwo informacji, Wydawnictwo PAK, Warszawa 2012.
6. Granzer W., Kastner W., Neugschwandtner G., Praus F.: Security in networked building automation systems. In Proc. WFCS, 283–292, 2006.
7. ISO/IEC 24767-2: 2009. Information technology - Home network security - Secure Communication Protocol for Middleware (SCPM).
8. Application Note 158/13 v02 - KNX Data Security Draft Proposal, KNX Standard Version 2.1, KNX Association, October 2013.
9. PN-ISO/IEC 27001: 2007 Technika informatyczna – Techniki bezpieczeństwa – Systemy zarządzania bezpieczeństwem informacji – Wymagania. PKN, Warszawa 2007.
10. Evans, R.; Tsohou, A.; Tryfonas, T.; Morgan, T.: Engineering secure systems with ISO 26702 and 27001, System of Systems Engineering (SoSE), pp.1-6, 22-24 June 2010.
11. ISO/IEC 17799: 2000, Information technology — Code of practice for information security management.
12. Zastosowanie wzorców projektowych w konstruowaniu zabezpieczeń informatycznych zgodnych ze standardem Common Criteria, praca zbiorowa pod redakcją A. Białasa, Instytut Technik Innowacyjnych EMAG, 2011.
13. ISO/IEC 15408-1: 2009, Information technology - Security techniques - Evaluation criteria for IT security - Part 1: Introduction and general model.
14. ISO/IEC 15408-2: 2008, Information technology - Security techniques - Evaluation criteria for IT security - Part 2: Security functional components.
15. ISO/IEC 15408-3: 2008, Information technology - Security techniques - Evaluation criteria for IT security - Part 3: Security assurance components.

SELECTED ISSUES OF SAFETY AND SECURITY OF DATA TRANSMISSION IN INDUSTRIAL COMPUTER NETWORKS

Key-words: industrial computer networks, safety, security of data transmission

The paper presents security and reliability issues of data transmission in industrial communication networks used to implement safety functions. The concept of functional safety communication profiles and associated reliability requirements specified in the standards PN/EN 61508-3 and PN/EN 61784-3 are described. It also includes security risks of data transmission in industrial networks, the methods of data protection and information security management methodology in terms of ISO/IEC 27000 and ISO/IEC 15408 standards.

UKŁADY ZASILANIA ENERGIĄ RESZTKOWĄ Z URZĄDZEŃ GRZEWCZYCH

Jan Paweł STANISZEWSKI¹, Radosław KUCMAN², Stanisław GALLA³

- | | |
|---|-----------------------------|
| 1. tel: 605-97-92-98 | e-mail: janspawel@gmail.com |
| 2. tel: 517-78-43-20 | e-mail: kucmanr@o2.pl |
| 3. Katedra Metrologii i Optoelektroniki, Politechnika Gdańska | |
| tel: (58) 347 21 40 | fax: (58) 341 61 32 |
| | e-mail: galla@eti.pg.gda.pl |

Streszczenie: Pozyskiwanie energii resztkowej z różnorodnych źródeł ma za zadanie odzyskanie energii z nietypowych źródeł takich jak np.: drgania, ruch mas powietrza, efekt termiczny. Energia pozyskiwana z tych niekonwencjonalnych źródeł jest obecnie wykorzystywana do zasilania sieci sensorowych, czy mikrokontrolerów o niskich poborach mocy. Stosowanie technologii pozyskiwania energii resztkowej pozwala wyeliminować konieczność doprowadzania kabli zasilających lub wymiany baterii w układach elektronicznych. W referacie przedstawiono wyniki prac nad dwoma rozwiązaniami pozwalającymi na odzyskiwanie energii oraz wskazano na występujące ograniczenia w pozyskiwaniu energii resztkowej.

Słowa kluczowe: pozyskiwanie energii, zasilanie, systemy grzewcze

1. WPROWADZENIE

Obecnie użytkowane urządzenia elektryczne i elektroniczne w większości rozwiązań wymagają dostarczania energii elektrycznej za pomocą wyspecjalizowanych sieci zasilających bądź korzystają z różnorodnych ogniw chemicznych. Jednakże, w obliczu zastosowania układów o niskim poborze mocy istnieje możliwość korzystania z niekonwencjonalnych źródeł energii. W wielu przypadkach moduły odzyskiwania (pozyskiwania) energii można instalować w istniejących instalacjach domowych. Nierzadko urządzenia pracujące w domu wymagają bezprzerwowego zasilania (np.: różnorodne piece grzewcze). W przypadku, gdy konieczne jest pozyskiwanie dużej wartości energii nadal koniecznym wydaje się korzystanie z podstawowego źródła zasilania, jakim jest sieć niskiego napięcia. W wielu przypadkach jednakże zapotrzebowanie energetyczne układów jest bardzo małe (np.: dla pieców gazowych jest rzędu 10 - 20 W). Równocześnie należy zauważyć, że gdy następuje przerwa w dostawach jednego z mediów (energii elektrycznej), dochodzi wtedy do zakłócenia pracy gazowego urządzenia grzewczego (pieca) w postaci jego wyłączenia. W referacie przedstawiono wyniki prac dotyczące wykorzystania dwóch dostępnych na rynku rozwiązań technicznych pozwalających na pozyskiwanie energii resztkowej z pracy układów grzewczych. W pierwszym przypadku wykorzystano występowanie znacznych różnic temperatury na niektórych elementach układu, w drugim przedstawionym koncepcyjnie

i doprowadzonym do stanu uruchomieniowego badano możliwości wykorzystania ruchu mas powietrza zasysanego bądź wydalanych spalin w otworach kominowych. Założeniem pracy było sprawdzenie czy na obecnym poziomie technologicznym oraz przy zachowaniu niskich kosztów wytworzenia urządzeń istnieje możliwość generacji energii wystarczającej do zapewnienia ciągłej pracy układów elektroniki. W pracy nie zakładano konieczności zapewnienia energii dla układu pomp występujących w układach grzewczych oraz nie rozpatrywano problemów mogących wynikać z instalacji dodatkowych elementów w przekrojach kominowych. Wyniki pomiarów temperatury podano w skali °C.

2. UKŁAD ODZYSKU ENERGII Z RÓŻNICY TEMPERATURY

2.1. Wiadomości wstępne

W projekcie termogeneratora wykorzystano ogniwo Peltiera, w którym zachodzi zjawisko Seebecka. Zostało ono odkryte w 1821 roku przez Thomasa J. Seebecka i polega na pojawieniu się różnicy potencjałów na końcach połączonych ze sobą dwóch różnych metali lub półprzewodników, pomiędzy którymi występuje różnica temperatur. Jest to jedno z trzech zjawisk termoelektrycznych obok zjawiska Peltiera i Thomsona. Pierwsze z nich polega na wytwarzaniu różnicy temperatur pod wpływem przyłożonego napięcia do ogniwa. Stanowi on zjawisko odwrotne do efektu Seebecka. Zaś zjawisko Thomsona jest związane z przepływającym prądem w jednorodnym przewodniku znajdującym się w gradiencie temperatur, któremu towarzyszy oddawanie lub pobieranie ciepła [1]. W skrócie zjawisko Seebecka wynika z dwóch nakładających się na siebie efektów. Pierwszy z nich polega na przenikaniu ładunków elektrycznych z materiału o wyższej temperaturze do materiału o niższej temperaturze. Wynika to z wyższej energii materiału o podwyższonej temperaturze, tak że po zetknięciu dwóch materiałów o różnych temperaturach następuje dyfuzja nośników z układu o wyższej energii do chłodniejszego materiału. Dodatkowo ładunki z niższą energią kierują się do cieplejszego obszaru z tym, że są one znacznie wolniejsze. A cały układ dąży do uzyskania równowagi koncentracji nośników na obu swoich końcach. W wyniku tego procesu dochodzi do pojawienia się jednej

ze składowych napięcia elektrycznego. Druga składowa jest tworzona przez dryft fononów wynikający z gradientu temperatur wzdłuż przewodnika. Fonony zderzają się z nośnikami elektrycznymi przekazując im część swojej energii kinetycznej, przez co „spychają” je w stronę „zimnego” końca. Tworzy się w ten sposób drugi „fononowy” składnik siły termoelektrycznej [1, 2, 3]. Napięcie na wyjściu ogniwa Peltiera jest wprost proporcjonalne do różnicy temperatur, co opisano zależnością (1):

$$U = \alpha \cdot (T_1 - T_2) \quad (1)$$

gdzie:

- U – napięcie na wyjściu ogniwa [V]
- α – współczynnik Seebecka [$\mu\text{V}/\text{K}$]
- T_1, T_2 – temperatury „ciepła” i „zimna” [K].

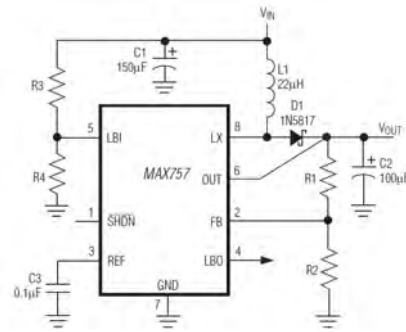
Obecnie produkowane ogniwa Peltiera (po 2002 roku) charakteryzują się zwiększoną wydajnością. Jednakże należy pamiętać, że układy zasilające oparte o powyższe zjawisko charakteryzują się sprawnością generacji max do około 10 %, popularne dostępne na rynku ogniwa charakteryzują się sprawnością generacji około 3 %. Występujące ogniwa są produkowane w bardzo dużej rozpiętości cenowej np.: ogniwa przeznaczone typowo do generatorów termoelektrycznych TEG1-12610 firmy TECTEG MFR sprzedawane są w cenie około 50 \$/szt (o temperaturach pracy do 320 °C, moc do 10 W). W pracy do badania używano ogniwa Peltiera typu TEC1-12706 [5], którego cena wynosi 27,00 PLN o mocy odprowadzanej ~ 50 W (uwaga nie jest to moc generowana).

W następnym etapie dokonano wyboru odpowiedniego konwertera mocy zwiększającego napięcie stałe. Początkowo planowano zastosować układ LTC3108 firmy Linear Technology, która to firma tworzy układy specjalnie dedykowane do układów odzyskiwania energii. Jednakże wstępne testy wykazały, że napięcie generowane na wybranym module Peltiera może przekraczać dopuszczalny poziom napięcia wejściowego wynoszący 2 V dla układu LTC3108. Testy ogniwa dla różnicy temperatury około 80 °C wykazały napięcie około 3 V. Zaproponowano więc po analizie dokumentacji technicznej konwerter MAX757 [3], który pracuje dla zakresu napięć wejściowych od 0,7 V (napięcie uruchomienia od 1,1 V do 1,8 V) do poziomu napięcia wyjściowego wynoszącego 5 V. Na etapie projektu wstępnego rozważano zastosowanie ogranicznika napięcia wejściowego w postaci diody Zenera, ponieważ przetwornica tylko podwyższa napięcie. Jednak zrezygnowano z tego, biorąc pod uwagę niską efektywność ogniwa. Gdyby zastosować w przyszłych wersjach rozwojowych większą liczbę ogniw połączonych ze sobą lub ogniwo o wyższej sprawności, wtedy projekt wymagał by dodania takiego ogranicznika. Przetwornica firmy Maxim Integrated MAX757 umożliwia regulację wyjściowego napięcia w zakresie 3 V – 5 V. Ten zakres napięć wyjściowych zapewnia możliwość pracy większości współczesnych układów elektronicznych.

2.2. Zrealizowany układy i badania

W obu przedstawionych w pracy układach wykorzystywano oprogramowanie EAGLE do generacji mozaiki połączeń oba projekty wykonywano na podstawie producenckich not aplikacyjnych. Układ wykorzystujący ogniwo Peltiera zrealizowano w oparciu o element MAX757

firmy Maxim Integrated, którego schemat aplikacyjny przedstawiono na rysunku 1.



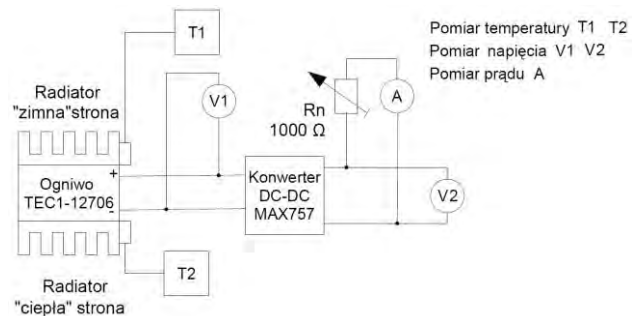
Rys. 1. Schemat podstawowej aplikacji układu MAX757 [3]

Przed przystąpieniem do pomiarów napięć generowanych wykonano pomiary pozwalające oszacować występujące temperatury w układach odprowadzania spalin (tablica 1).

Tablica 1. Temperatury domowych układów grzewczych [3]

Miejsce pomiaru	Temperatura
Piec węglowy w domu jednorodzinnym, temperatura czopucha rozgrzanego pieca	63 °C
Piec gazowy temperatury na układzie odprowadzania gazów:	
a) Pracujących na mokro	80 °C – 160 °C
b) Pracujących na sucho	Powyżej 160°C

Zgodnie z pomiarami wstępnymi nie zakładano problemów z uzyskaniem temperatury po stronie „cieplej” ogniwa w podanej aplikacji. Podstawowym ograniczeniem układu badanego była w tym przypadku dopuszczalna temperatura, która nie uszkodzi ogniwa (~130 °C). Na rysunku 2 przedstawiono schemat blokowy układu w którym przeprowadzono pomiary własności energetycznych.



Rys. 2. Schemat blokowy układu pomiarowego do badania układu konwersji energii z zastosowaniem ogniwa Peltiera

W tablicy 2 podano wybrane wyniki pomiarów charakterystyki progowego zadziałania przetwornicy. Pomiary wykonywano przy wzrastającej temperaturze „cieplej strony”. Pomiary zostały wykonane w celu ustalenia wartości napięcia progowego, po którym następuje włączenie się przetwornicy i konwersja mocy. Wartość podawana przez producenta przetwornicy wynosi od 1,1 V do 1,8 V, dla obciążenia o wartości 100 Ω.

Tablica 2. Wyznaczanie napięcia progowego [3]

T_1	T_2	ΔT	V_1	V_2
°C	°C	°	V	V
26	27	1	0,20	0,17
26	28	2	0,23	0,20
26	32	6	0,40	0,36

26	33	7	0,44	0,41
26	34	8	0,50	0,45
26	36	10	0,58	0,53
27	38	11	0,70	0,63
27	39	12	0,72	0,66
27	43	16	0,91	0,80
27	44	17	0,92	0,83
28	46	18	1,00	0,88
29	47	18	1,06	0,92
29	51	22	1,23	1,06
31	54	24	1,35	1,17
31	55	24	1,34	5,05

Pomiary wskazały, iż wymagany poziom różnicy temperatur powinien być rzędu 24 °C, w takim przypadku następuje dopiero załączenie układu przetwornicy.

Tablica 3. Napięcie wyjściowe w zależności od rezystancji [3]

$\Delta T=32^\circ$		$\Delta T=40^\circ$		$\Delta T=44^\circ$	
V_2	R	V_2	R	V_2	R
V	Ω	V	Ω	V	Ω
5,00	506	5,00	686	5,00	1000
5,00	348	5,00	585	5,00	910
5,00	312	5,00	508	5,00	714
4,99	254	5,00	417	5,00	475
4,97	225	5,00	337	5,00	350
4,91	184	5,00	257	5,00	132
4,91	152	4,91	152	4,91	109
4,84	111	4,89	96	4,87	97
4,00	101	4,82	87	4,84	74
3,20	65	3,35	62	3,35	62

2.3. Omówienie wyników

Zgodnie z przeprowadzonymi badaniami wynika, iż w przypadku dysponowania obiektami zapewniającymi przyrosty temperatury powyżej 40° proponowany układ pracuje poprawnie mimo stosunkowo niskiej mocy oddawanej. W układach rzeczywistych granicą będzie dopuszczalna temperatura, nie powodująca uszkodzenia ogniwa (~130 °C). Pozostaje jedynie kwestia zastosowania odpowiedniego chłodzenia po stronie „zimnej”, by otrzymać jak najwyższą różnicę temperatur w układzie gdyż pozwalała na generację wyższych mocy. Równocześnie należy zauważyć, iż moce uzyskiwane z pojedynczego źródła są niewielkie rzędu 40 mW, przy przyrostach temperatury rzędu $\Delta T = 40^\circ$. Uzyskania wyższych mocy wymaga zastosowania profesjonalnych ogniw np.: TEG1-12610 firmy TECTEG MFR o moc oddawanej 10 W.

3. UKŁAD ODZYSKU ENERGII Z PRZEPŁYWU GAZÓW

3.1. Wiadomości wstępne

W pracy [4] rozważano możliwość wykorzystania tzw. efektu kominowego. Zjawisko to występuje głównie w kominach, szybach wentylacyjnych i wielu innych miejscach o pionowym układzie. Polega ono na samoistnym przepływie powietrza w pionowych przestrzeniach. Jeśli budynek nie jest całkowicie szczelny, efekt kominowy powoduje infiltrację powietrza wewnątrz niego. W trakcie sezonu grzewczego cieplejsze powietrze wydostaje się z budynku. Rosnąca temperatura powietrza powoduje zmniejszenie się ciśnienia u podstawy budynku. W trakcie sezonu letniego efekt kominowy jest odwrócony, jednakże dużo słabszy z powodu niższej różnicy temperatur. Siłą napędową efektu kominowego są różnice ciśnień

powietrza wynikające np.: z różnicy temperatur pomiędzy powietrzem zewnętrznym, a wewnętrznym (w przewodzie kominu lub szybie wentylacyjnym) (7). Zmianę ciśnienia można oszacować na podstawie wzoru (2):

$$\Delta P = \rho \cdot g \cdot h \cdot (T_i - T_o) / T_o \quad (2)$$

gdzie:

ΔP – dostępna różnica ciśnień [Pa],
 ρ – gęstość powietrza w [kg/m³],
 g – stała grawitacji [m/sec²],
 h – wysokość słupa powietrza [m],
 T_o – temperatura na zewnątrz [K],
 T_i – temperatura wewnątrz [K].

Słup wewnętrznego ogrzanego powietrza jest lżejszy niż zimnego-zewnętrznego. Wynika z tego, że u podstawy szybu wentylacyjnego w jego wnętrzu ciśnienie jest mniejsze niż na zewnątrz na tej samej wysokości. Ta różnica ciśnień wywołuje przepływ powietrza. Efekt jest tym większy im wyższy jest układ, w którym znajduje się szyb kominowy oraz im występuje większa różnica temperatur. W typowych rozwiązaniach kotłów gazowych zakłada się, że różnica ciśnień w kominie musi być rzędu 10 – 25 Pa, aby kocioł pracował poprawnie [6], odpowiada to przepływowi powietrza rzędu 1 – 2 m/s dla typowego przekroju kominowego (□14). W celu generacji energii z powyższego zjawiska postanowiono wykorzystać tradycyjny układ turbiny wiatrowej. Przeprowadzona analiza dostępnych rozwiązań wskazała, że obecnie na rynku nie ma dostępnych układów turbiny pracujących przy stosunkowo niskich prędkościach. W realizowanym układzie zdecydowano się na użycie wentylatora komputerowego (typu Pentagon Freezone HP120) jako układu taniej prądnicy umożliwiającej wg. wstępnych założeń działanie układu. Dodatkowo należało tu nadmienić, że w pracy [4] nie rozpatrywano niekorzystnych zjawisk mogących zachodzić przez wprowadzenie układu turbiny w przekrój kominu, lub układu wentylacyjnego. Ponieważ wszelkiego rodzaju przewężenia w tych układach, w niektórych przypadkach mogą zakłócić prace pieca. Powyższe zagadnienie wymaga osobnego i dokładnego sprawdzenia ze względu na bezpieczeństwo pracy takich układów. W ramach pracy oszacowano wydajność dostępnego układu generatora w stanie bez obciążenia (tablica 3). W toku prowadzonych badań prototypu stwierdzono, iż wydajność prądową zaproponowanego układu jest na poziomie 30 mA przy prędkości przepływu powietrza wynoszącej 8 m/s.

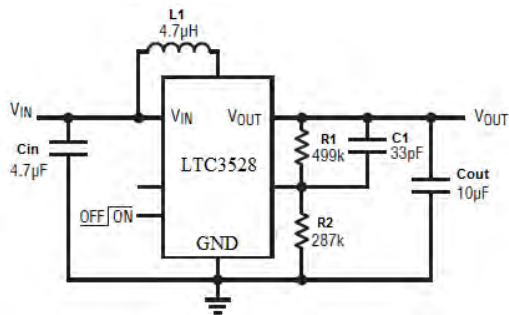
Tablica 3. Napięcie wyjściowe układu wentylatora [4]

Nr	Przepływ	Napięcie wyjściowe
-	m/s	V
1	1,0	0,56
2	3,0	0,70
3	4,1	0,80
4	6,3	0,98
5	7,4	1,01
6	8,8	1,56
7	9,0	1,69
8	9,5	1,85
9	10,0	1,90

Na podstawie pomiarów przeprowadzonych w typowych układach wentylacji domowych przy średniej wysokości zabudowy prędkość przepływu powietrza mieści się w zakresach od 0,9 m/s do 3,3 m/s.

3.2. Zrealizowany układ prototypowy

Wykonany układ prototypowy zrealizowano wg noty aplikacyjnej producenta przedstawionej na rysunku 3. Przedstawiony układ został rozszerzony na wyjściu o moduł układu LT4054L umożliwiając ładowanie baterii Li – Ion.



Rys. 3. Schemat podstawowej aplikacji układu LTC3528 [8]

Tak skonfigurowany układ zasilający podano badaniom w celu określenia minimalnych parametrów wejściowych. W toku badań określono, iż zrealizowany układ wymaga dysponowania źródłem zasilania o wydajności prądowej ponad 50 mA przy minimalnym napięciu 0,9 V. Niestety tym samym zaproponowany układ generujący oparty o wentylator komputerowy nie zapewnia poprawnej pracy układu, gdyż dopiero przy prędkości 8 m/s uzyskujemy z niego prąd na poziomie 30 mA. Tym samym wskazało to na niemożliwość zapewnienia odpowiedniej mocy wejściowej dla zaproponowanego rozwiązania opartego o wentylator z zasilacza komputerowego.

4. WNIOSKI KOŃCOWE

Przeprowadzone badania wskazują, iż należy nadal prowadzić prace nad nietypowymi źródłami energii resztkowych, gdyż postawione zadania odzyskiwania energii z różnicy temperatur oraz ruchu mas powietrza (gazów) zostały wykonane tylko częściowo. Wykonane badania wskazują na możliwość zbudowania alternatywnych źródeł zasilania dla systemów grzewczych. Równocześnie niestety

wydarza się, iż nie będą to rozwiązania tanie. W przypadku stosowania rozwiązania opartego o ogniwa Peltiera, brak jest obecnie na rynku tanich ogniw (koszt obecnie dostępnych ogniw spełniających postawione zadanie oscyluje w okolicach 50 \$). Analogicznie w przypadku układów tzw. generatorów „wiatrowych” brak jest ogólnodostępnych i tanich układów generujących dla małych prędkości przepływu mas powietrza. Dodatkowo w tym przypadku koniecznym wydaje się przeprowadzenie szeregu dodatkowych badań związanych z bezpieczeństwem stosowania tego rozwiązania. Należy jednakże zauważyć, że nie ma problemów z elektroniką przetwarzającą uzyskaną energię dla tych układów. Elektronika przetwarzająca jest ogólnie dostępna i tania. Z powodzeniem w tego typu układach można stosować układy przeznaczone do ładowania baterii.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Królicka A., Hruban A., Mirowska A.: "Nowoczesne Materiały Termoelektryczne", Instytut Technologii Materiałów Elektronicznych, 2012.
2. Markowski P.: "Właściwości termoelektryczne kompozytów grubowarstwowych", Politechnika Wrocławska Wydział Elektroniki Mikrosystemów i Fotoniki, 2008.
3. Staniszewski P.: "Układ mikro kanałowego generatora do odzysku energii z układów odprowadzających spaliny". Praca inżynierska PG WETiI 2013 r.
4. Kucman R.: "Układ mikro-kanałowego generatora do odzysku energii z układów wentylacji". Praca inżynierska PG WETiI 2013 r.
5. Strona firmy Gotronik, <http://www.gotronik.pl/ogniwo-modul-peltiera-tec112706-40x40x39mm-p-1217.html>. Dostęp 7 marca 2014 z sieci uczelnianej
6. Darlak Ł.: "Komin - zły ciąg w kominie. Czym jest spowodowany i jak mu zapobiec" http://ladnydom.pl/budowa/1,106573,6452367,Komin__zly_ciag_w_kominie__Czym_jest_spowodowany.html?as=1.
7. Dostęp 7 marca 2014 z sieci uczelnianej: Pressure difference in stack effect. pod adresem: www.eng.utoledo.edu/~akumar/IV/.../IV3.ppt
8. Dostęp 12 czerwca 2014 z sieci uczelnianej: Linear Technology, LTC3528 datasheet, pod adresem: <http://www.linear.com/product/LTC3528>

HEATING SYSTEM RESIDUAL ENERGY HARVESTING FOR POWER SUPPLY CIRCUITS

Keywords: harvesting energy, supply, heating system

The residual energy can be recovered from various sources, such as sunlight, vibrations, movements of air or water and thermal sources. Those energy can be used for many purposes. For example, at present it is used to power sensors, sensor networks and microcontrollers with low power consumption. The application of energy harvesting technology eliminates the use of power cables and need of frequent battery replacement. The paper presents two solutions of electronic circuits for energy harvesting in heating system and identifies technical problems and limitations associated with residual energy recovery.

OCENA WPŁYWU POPRAWY DOKŁADNOŚCI POMIARU TEMPERATURY PARY ŚWIEŻEJ NA EFEKTYWNOŚĆ EKONOMICZNĄ BLOKU ENERGETYCZNEGO

Alicja STOLTMANN¹, Marcin JASKÓLSKI²

1. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
e-mail: ala.stoltmann@gmail.com
2. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel:+48 58 347 12 54, e-mail: mjask@ely.pg.gda.pl

Streszczenie: W niniejszym artykule przedstawiono wyniki badań wpływu poprawy dokładności pomiaru temperatury pary świeżej na wskaźniki sprawności i produkcji bloku ciepłowniczego. Analizy dokonano w oparciu o moduł zaproponowany przez firmę Alstom, składający się z regulatora stanu z obserwacją oraz precyzyjnej termopary. Narzędziem wykorzystanym do badań był program GateCycle 6.1, w którym zamodelowano blok BC-50, wykorzystując rzeczywiste parametry obiegu. Analiza wyników modelowania potwierdziła, że modernizacja układu regulacji temperatury pary świeżej jest opłacalna ekonomicznie oraz pozwala na zmniejszenie ilości paliwa dostarczanego do kotła.

Słowa kluczowe: temperatura pary świeżej, dokładność pomiaru, program GateCycle.

1. WPROWADZENIE

W układzie bloku ciepłowniczego dokonuje się pomiarów różnych wielkości wykorzystywanych w procesach diagnostycznych. Wśród nich jest pomiar temperatury, który uchodzi za jeden z trudniejszych w technice ciepłej.

Dokładność pomiaru uzależniona jest w dużej mierze od wyboru rodzaju przyrządu do pomiaru temperatury, właściwego dla danych warunków, jego dokładności, a także sposobu prowadzenia pomiaru. Pomiar temperatury pary znajdującej się w ruchu jest obciążony błędem spowodowanym odprowadzeniem ciepła z miejsca pomiaru przez przewodzenie, przez czujnik termometru, a także przez promieniowanie. Wybór właściwej metody pomiaru oraz poprawne umieszczenie przyrządu zwiększa poprawność pomiarów.

Brak izolacji termicznej oraz niska stabilność cieplna bloku ciepłowniczego ma w dużej mierze wpływ na niepewność pomiaru temperatury pary świeżej.

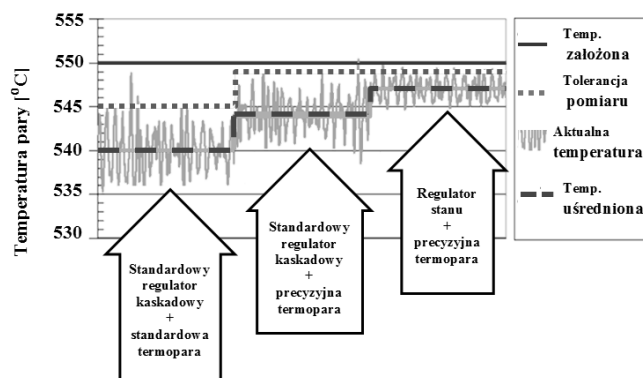
Aby zwiększyć dokładność oceny poprawności dokonanych pomiarów, należy uśrednić parametry w wybranych, najbardziej stacjonarnych, okresach eksploatacji bloku energetycznego [1].

Praca poszczególnych elementów bloku energetycznego, takich jak: kocioł, turbina, generator i transformator blokowy, regulowana jest wspólnym wieloparametrowym układem sterowania.

Układy automatycznej regulacji polepszają jakość sterowania i odciążają obsługę bloku od czasochłonnej stabilizacji parametrów. Jednym z głównych układów regulacji automatycznej jest regulacja temperatury pary świeżej, która pozwala na sterowanie wtryskiem wody do pary wodnej w przegrzewaczu pary znajdującym się w kotle, utrzymując tym samym wartość temperatury na stałym poziomie.

Jak przedstawiono na rysunku 1, możliwe jest zwiększenie dokładności regulacji temperatury pary świeżej poprzez wymianę obecnie stosowanych regulatorów kaskadowych i standardowych termopar na modułowe zestawy zaproponowane przez firmę Alstom, które składają się z nowoczesnych regulatorów stanu z obserwacją a także z precyzyjnych termopar.

Z uwagi na brak możliwości przeprowadzenia badań na obiekcie rzeczywistym oraz ograniczenia zastosowanego w analizie modelu obiegu termodynamicznego, nie uwzględniono wpływu rozrzutu temperatur na oszczędności energetyczne, wynikające z zastosowania modułu regulacyjnego.



Rys. 1. Różnice w dokładności pomiędzy założoną temperaturą pary świeżej a temperaturą uśrednioną przy zastosowaniu trzech różnych zestawów regulacyjnych pary świeżej.
(opracowanie własne na podstawie [2])

2. MODUŁ REGULACYJNY FIRMY ALSTOM

W przemyśle stosuje się urządzenia służące do pomiaru i regulacji temperatury pary będącej pod dużym ciśnieniem i w wysokiej temperaturze, cechujące się różną dokładnością i szybkością regulacji. Wtryskowe regulatory temperatury pary przegrzanej stosuje się w kilku miejscach w przegrzewaczu. Regulator wtryskowy składa się ze schładzacza wtryskowego, zaworu regulacji wtrysku oraz siłownika. Elementy te współpracują z układem pomiarowym temperatury pary oraz z układem regulacji bloku ciepłowniczego. Zastosowanie nowoczesnego regulatora wtrysku poprawia niezawodność systemu oraz zmniejsza koszty eksploatacyjne.

2.1 Precyzyjna termopara

Czujnikiem służącym do pomiaru temperatury pary świeżej jest wysokotemperaturowy czujnik temperatury, który jako element pomiarowy zawiera wymienny termoelement NiCr-NiAl. Służy do pomiaru temperatury w kotłach, rurociągach i instalacjach ciśnieniowych. Wykorzystuje zmianę siły termodynamicznej wbudowanego termoelementu w zależności od zmian temperatury. Czujnik ten, ze względu na wysoką dokładność jest najpowszechniej wykorzystywany w technice. Spoinę pomiarową umieszcza się w obudowie o dużym przewodnictwie cieplnym.

Precyzyjna termopara zawiera indywidualnie dobrany stop dla wymaganej temperatury oraz wbudowaną kalibrację. Pozwala to na zmierzenie temperatury z dokładnością do ± 1 K [2]. Porównanie precyzyjnej termopary z termoparą standardową stosowaną w technice przedstawiono w tablicy 1.

Tablica 1. Porównanie termopary standardowej i precyzyjnej pod względem dokładności pomiaru (opracowanie własne na podstawie [2])

	Standardowa termopara	Precyzyjna termopara z wbudowaną kalibracją
Dokładność pomiaru	± 5 K	± 1 K

2.2 Zawory regulacyjne i schładzacz pary

Wytwarzanie pary świeżej jest to proces, który można podzielić na trzy fazy: 1) podgrzewanie wody - odbywające się w podgrzewaczu wody, 2) odparowanie - odbywające się w parowniku oraz 3) przegrzewanie pary - mające miejsce w przegrzewaczu, składającym się z trzech stopni, pomiędzy którymi umieszczone są wtryskowe regulatory temperatury pary przegrzanej.

Regulator wtryskowy składa się ze schładzacza wtryskowego, zaworu regulacji wtrysku oraz siłownika. Elementy te współpracują z układem pomiarowym temperatury oraz z układem regulacji bloku ciepłowniczego.

Zawory regulacji wtrysku narażone są na wysokie ciśnienie panujące w rurociągu pary przegrzanej. Najnowsze systemy wtrysku zapewniają skuteczną kontrolę i rozpylanie wody, zapewniające optymalną wydajność systemu kontroli. Poprawiają także niezawodność systemu oraz zmniejszają koszty eksploatacyjne.

W schładzaczu woda wtryskowa narażona jest na wysoką zmianę temperatury podczas wtrysku do pary. Dlatego też w module regulacyjnym pary świeżej zastosowano dysze z mechanizmem sprężynowym zapewniające doskonałe rozpylanie wody nawet przy minimalnym ciśnieniu wlotowym [2].

2.3 Regulator stanu z obserwatorem

W większości elektrowni i elektrociepłowni, w celu kontroli temperatury pary świeżej, stosuje się regulatory kaskadowe. Ten rodzaj regulacji pozwala utrzymać temperaturę pary świeżej z dokładnością w przedziale ± 5 K \div ± 10 K.

Poprawę wydajności systemu sterowania zapewnia zastosowanie regulatora stanu z obserwatorem (ASC - Advanced State Controller). Obserwowanym parametrem jest temperatura pary świeżej na wyjściu z kotła. Regulator stanu przetwarza sygnał zmierzonej temperatury, umożliwiając stabilną, dokładną i szybką reakcję układu sterowania. Regulator stanu z obserwatorem zmniejsza odchyłkę pomiaru o 30-50% w porównaniu z klasycznym regulatorem kaskadowym. W wartościach bezwzględnych, wahania mogą być zredukowane do ± 2 K w warunkach ustalonych oraz ± 5 K w warunkach przejściowych.

Tablica 2 przedstawia porównanie regulatora kaskadowego z regulatorem stanu z obserwatorem pod względem dokładności regulacji temperatury pary świeżej, w warunkach ustalonych i przejściowych.

Tablica 2. Porównanie regulatora kaskadowego i regulatora stanu z obserwatorem (opracowanie własne na podstawie [2])

	Regulator kaskadowy	Regulator stanu z obserwatorem
Dokładność regulacji temperatury	± 7 K	± 2 K

3. MODEL BLOKU BC-50 W PROGRAMIE GATECYCLE 6.1

Do rozważań przyjęto blok BC-50, pracujący w Elektrociepłowni Gdańsk 2 (Ec2). Program GateCycle, w którym zamodelowano blok BC-50, został opracowany przez firmę General Electric. Pracuje w środowisku Windows, służy do symulacji pracy obiegów parowych i gazowych. Wykorzystywany jest w przypadku rozbudowy lub projektowania nowych instalacji albo badania istniejących.

W Elektrociepłowni Gdańskiej w bloku BC-50 zastosowano kocioł parowy, pyłowy, walczakowy OP-230 o maksymalnej wydajności trwałej 230 t/h pary, z naturalną cyrkulacją. Kocioł opalany jest pyłem węgla kamiennego o wartości opałowej 21,98 MJ/kg. Palenisko jest rodzaju tangencjonalnego (palniki ustawione narożnie). Sprawność kotła wynosi 89%. Jako źródło szczytowe zastosowano kocioł wodny WP-120.

Turbina 13UP-55 skojarzona z kotłem OP-230 jest turbiną upustowo-przeciwprężną, osiową, akcyjną, dwukadłubową z upustami pary do zasilania odbiorcy technologicznego oraz do zasilania wymienników ciepłowniczych i regeneracyjnych. Turbina składa się z części wysoko- (WP) i średnioprężnej (SP). Moc turbiny wynosi 55 MW.

Blok wyposażony jest w generator synchroniczny GTHW-63 (G) chłodzony wodorem.

BC-50 posiada cztery stopnie podgrzewu regeneracyjnego: podgrzewacz średnioprężny (XN) zasilany z drugiego upustu turbiny średnioprężnej, odgazowywacz (QC) zasilany z pierwszego upustu turbiny średnioprężnej, wymiennik regeneracyjny wysokoprężny (XW1) zasilany z wylotu z turbiny wysokoprężnej oraz wymiennik regeneracyjny wysokoprężny (XW2) zasilany z pierwszego

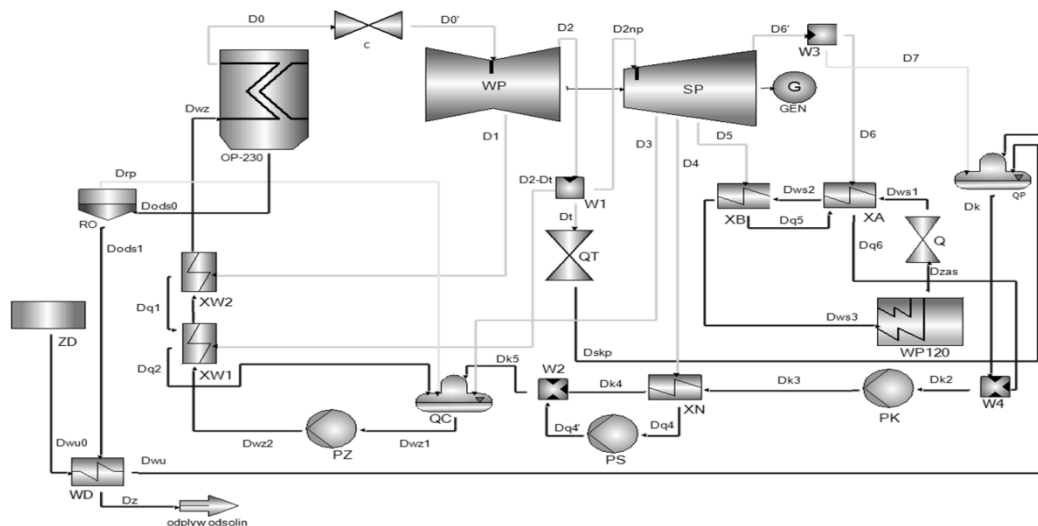
upustu turbiny wysokoprężnej. Wymienniki regeneracyjne wysokoprężne są typu powierzchniowego płaszczowego. Odgazowywacz nadbudowany jest nad zbiornikiem wody zasilającej i dzieli układ regeneracji na część średnioprężną i wysokoprężną [3].

W części średnioprężnej turbiny 13UP-55 para pobierana z upustu ciepłowniczego i z części wylotowej turbiny zasila wymienniki ciepłownicze (XA) i (XB). Aby zbadać wpływ dokładności pomiaru temperatury pary świeżej na efektywność ekonomiczną bloku na rurociągu pary świeżej, umieszczono bloczek o nazwie *Valve*

oznaczony na schemacie jako C, który umożliwia zadawanie temperatury strumienia pary D_0' za zaworem innej, niż temperatura strumienia pary D_0 na wyjściu z kotła OP-230.

Ujemną odchyłkę pomiaru temperatury pary świeżej zamodelowano poprzez zadanie odpowiednio niższej temperatury pary za zaworem modelującym czujnik, niż temperatura pary za kotłem OP-230.

Na rysunku 2 przedstawiono schemat zaprojektowanego bloku BC-50 wykonany w programie GateCycle 6.1.



Rys. 2. Model bloku BC-50 wykonany w programie GateCycle 6.1 (opracowanie własne)

4. WYZNACZENIE WSKAŹNIKÓW SPRAWNOŚCI I PRODUKCJI

Wskaźnikami charakteryzującymi pracę elektrociepłowni są moc dostarczona do kotła w paliwie, moc elektryczna wytwarzana przez turbospół, jednostkowe zużycie paliwa oraz ciepło wykorzystywane na cele technologiczne.

Utrzymując stałą produkcję pary, w wyniku poprawnego działania regulatorów strumienia paliwa oraz podmuchu powietrza wtórnego, zmniejszono wartość temperatury pary za zaworem C, którego zadaniem było zamodelowanie błędu pomiaru czujnika.

Wyniki obliczeń numerycznych wykonano dla trzech przypadków: I - gdy temperatura pary przed i za zaworem C jest taka sama (wyznacza punkt odniesienia dla parametrów w kolejnych przypadkach); II - gdy temperatura pary za zaworem jest niższa niż przed nim o różnicę

temperatur zgodną z błędem regulacji dla standardowego regulatora kaskadowego i standardowej termopary; III - gdy temperatura pary za zaworem jest niższa niż przed nim o różnicę temperatur zgodną z błędem regulacji dla regulatora stanu i obserwacji i precyzyjnej termopary.

W związku ze spadkiem temperatury, a także ciśnienia, pary D_0' moc bloku spada przy stałym jednostkowym zużyciu paliwa. Zmniejszyły się także ciśnienie i temperatura strumienia D_2 , w konsekwencji czego zmniejszył się strumień ciepła przekazywany na cele technologiczne. Wzrosło jednostkowe zużycie ciepła oraz straty mocy cieplnej, spadła także sprawność ogólna obiegu. Przy zastosowaniu modułu regulacyjnego firmy Alstom straty związane z błędem czujnika są na poziomie mniejszym niż 400 kW. Wartości różnic poszczególnych wskaźników sprawności i produkcji dla wcześniej opisanego przypadku II i III przedstawiono w tabelicy 3.

Tablica 3. Zestawienie różnic wskaźników sprawności i produkcji przy zastosowaniu regulatora kaskadowego i standardowej termopary oraz regulatora stanu i precyzyjnej termopary (opracowanie własne)

Nazwa	Symbol	Jednostka	Regulator kaskadowy+ standardowa termopara	Regulator stanu+ precyzyjna termopara	Różnica
Moc cieplna doprowadzona do kotła	Q_d	kJ/s	1583	388	1195
Moc elektryczna netto	P_{gn}	kW	-491	-124	366
Jednostkowe zużycie ciepła	q_{pe}	MJ/kWh	0,271	0,067	0,204
Jednostkowe zużycie paliwa	b_e	kg/kWh	0,0	0,0	0,0
Moc na cele technologiczne	Q_t	kJ/s	-69	-17	52
Straty mocy cieplnej	ΔQ	kJ/s	2141	529	1612
Sprawność netto	η_n	[-]	-0,009	-0,002	0,007

5. ANALIZA EFEKTÓW EKONOMICZNYCH

5.1 Wskaźniki opłacalności finansowej modernizacji

Przyrost dochodu, wynikający ze zmniejszenia kosztów zakupu paliwa oraz zwiększonej sprzedaży energii elektrycznej, jest warunkiem koniecznym, aby inwestycja w modernizację poprawy regulacji temperatury pary świeżej okazała się opłacalna ekonomicznie. Przychód powinien być większy od przyrostu rocznych kosztów kapitałowych oraz kosztów związanych z nakładami inwestycyjnymi na modernizację układu regulacyjnego [4].

Przy wykorzystywaniu metod dyskontowych analizy opłacalności inwestycji posłużono się dwoma podstawowymi metodami: metodą wartości zaktualizowanej netto (NPV - Net Present Value) i metodą wewnętrznej stopy zwrotu (IRR - Internal Rate of Return).

Dla analizowanej modernizacji koszty nakładów inwestycyjnych wynoszą około 420 tys. zł. Na potrzeby analizy efektów ekonomicznych, metodą kosztów rocznych, założono zwrot kosztów kapitału inwestycyjnego po 5 latach eksploatacji modułu regulacyjnego. Wskaźnik opłacalności ekonomicznej inwestycji IRR wyniósł 15%, co przy przyjętej stopie dyskonta na poziomie 8% wskazuje na efektywność ekonomiczną inwestycji. Dodatkowo wyznaczono wskaźnik NPV, który wyniósł ok 90 mln zł potwierdzając efektywność ekonomiczną inwestycji.

5.2 Oszacowanie korzyści finansowych

Zastosowanie modułu zwiększającego dokładność pomiaru i regulacji temperatury pary świeżej pozwala na zmniejszenie ilości paliwa doprowadzonego do kotła OP-230.

Różnica w rocznym zużyciu węgla przed i po zainstalowaniu modułu regulacyjnego wynosi 1 409 t co pozwala zaoszczędzić w ciągu roku 172,5 tys. zł/a, przy założeniu ceny węgla na poziomie 120 zł/t. Oszczędność ta jest dwukrotnie wyższa niż roczne koszty kapitałowe.

Zmniejszenie ilości spalane go paliwa zmniejsza ilość emisji CO₂ do atmosfery. Przy wartości opałowej węgla równej $w_d=21980$ kJ/kg wskaźnik emisji CO₂ wynosi $W_{CO_2}=94,85$ kg/GJ [5]. Dla podanych założeń roczne zmniejszenie emisji CO₂ po zainstalowaniu modułu regulacyjnego wynosi 2,938 t/a.

6. PODSUMOWANIE

Poprawa dokładności pomiaru a także poprawa wydajności układu sterowania temperatury pary świeżej pozwala na zmniejszenie ilości paliwa dostarczanego do kotła, przy nie zmienionej produkcji energii elektrycznej. Zmniejszenie ilości paliwa prowadzi do redukcji emisji CO₂. Pozwala to na oszczędności wynikające z kosztów zakupu paliwa oraz kosztów zakupu uprawnień do emisji gazów cieplarnianych.

7. BIBLIOGRAFIA

1. Głuch J., Krzyżanowski J.: Diagnostyka cieplno-przepływowa obiektów energetycznych, Wydawnictwo Instytutu Maszyn Przepływowych PAN, Gdańsk 2004, ISBN 978-83-88237-65-9
2. Hellweg S.: Products for optimization of Power Plant operation, Elbląg 2012.
3. Reński A.: Instrukcja do ćwiczenia laboratoryjnego przeprowadzanego w EC2 w Gdańsku: Bilans bloku ciepłowniczego, Gdańsk, 2002.
4. Bartnik R.: Rachunek efektywności techniczno-ekonomicznej w energetyce zawodowej, Oficyna Wydawnicza Politechniki Opolskiej, Opole 2008, ISBN 978-83-60691-29-8
5. Wartości opałowe i wskaźniki emisji CO₂ w roku 2010 do raportowania w ramach Wspólnego Systemu Handlu Uprawnieniami do Emisji za rok 2013, Krajowy Ośrodek Bilansowania i Zarządzania Emisjami, Warszawa 2012.

IMPACT ASSESSMENT OF THE ACCURACY OF LIVE STEAM TEMPERATURE MEASUREMENT ON THE ECONOMIC EFFECTIVENESS OF POWER UNIT

Keywords: live steam temperature measurement, GateCycle software, mathematical model of BC-50 cogeneration unit

In the paper, the results of analysis of the assessment of the impact of live steam temperature measures accuracy on the economic effectiveness of power unit, was presented. Analysis was based on Alstom Steam Temperature solution, which consists of modern sensor and control technology in the boiler. The solution contains an in-situ, self-calibrating temperature measurement system and Advanced State Controller with active observer technology. Mathematical model of BC-50 cogeneration unit was developed using GateCycle software, with actual unit parameters. The outcome of the analysis is that the application of Advanced State Controller with active observer technology results in the fuel consumption reduction and the reduction of CO₂ emissions. Proposed investment proves to be economically viable.

INVESTIGATION OF RTS NOISE IN REVERSE POLARIZED SILICON CARBIDE SCHOTTKY DIODES

Arkadiusz SZEWCZYK, Barbara STAWARZ-GRACZYK

Gdansk University of Technology, Faculty of Electronics, Telecommunications and Informatics
Department of Metrology and Optoelectronics, 11/12 G. Narutowicza Street, 80-233 Gdansk, Poland
tel: 58 347 14 84 fax: 58 348 63 73 e-mail: szewczyk@eti.pg.gda.pl

Abstract: One of the method of electronic device quality and reliability evaluation is observation of its inherent noise. Generally, the inherent noise of semiconductor device consists of Gaussian (i.e. $1/f$, shot noise) and non-Gaussian components (i.e. random telegraph signal, RTS). The RTS phenomena usually indicates the presence of large defects in the structure of the material of the device, therefore it can be treated as an indicator of technology quality. In the paper authors present results of RTS investigations in reverse polarized Silicon Carbide Schottky diodes. Devices being studied are commercially available diodes with reverse voltage $U_R = 600$ V. The RTS was observed during device stress by applying high voltage for several minutes and the change in signal parameters were studied.

Key-words: RTS noise, Schottky diodes.

1. INTRODUCTION

A lot of investigations which were carried out in the past proved that there is a very strong relation between the quality of semiconductor devices and the level of their inherent noise at low and very low frequencies. That is why one of the method of electronic devices quality and reliability evaluation is observation of its inherent noise. It can be defined on the basis of identification of two components: the Gaussian one whose instantaneous values of low frequency noise have Gaussian distribution, shortly named "Gaussian" component (i.e. thermal, shot and $1/f$ noise) and non-Gaussian one whose instantaneous values of low frequency noise have non-Gaussian distribution, shortly named "non-Gaussian" component (i.e. random telegraph signal, RTS) [1, 2, 3].

The RTS phenomena usually indicates the presence of large defects in the structure of the material of the device, therefore it can be treated as an indicator of technology quality. If the device under test generates the RTS noise it means that this device is a poor quality one and it should be eliminated from applications. The RTS noise signal can be described by parameters such as $\tau_{u,s}$ (the impulse duration in the up state for $s = 1, 2, \dots, S$), $\tau_{d,p}$ (the impulse duration in the down state for $p = 1, 2, \dots, P$), ΔX (the pulse amplitude), $\bar{\tau}_u$ (the mean time the impulse remains in up state), $\bar{\tau}_d$ (the mean time the impulse remains in down

state) and f_{RTS} (the characteristic frequency). The last parameter can be estimated from the noise spectrum as the frequency when the plateau comes into $1/f^2$ and is equal:

$$f_{RTS} = \frac{1}{2\pi} \times \frac{1}{\tau} = \frac{1}{2\pi} \times \left(\frac{1}{\tau_d} + \frac{1}{\tau_u} \right) \quad (1)$$

The spectrum of a pure two-level RTS signal is Lorentzian and it is given by the following relation [4]:

$$S_{RTS} = \frac{4(\Delta A)^2}{1 + (2\pi \frac{f}{f_{RTS}})^2} \quad (2)$$

The RTS noise can be caused by a single generation-recombination center (two-level RTS noise) or by generation-recombination centers (multilevel RTS noise). A typical time record of two-level RTS noise is presented in figure 1.

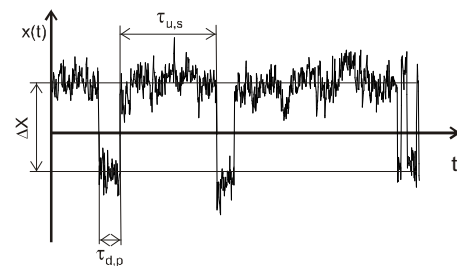


Fig. 1. Two-level RTS noise

The RTS noise can be identified in time domain as well as in frequency domain. In the time domain one can observe the noise signal i.e. using an oscilloscope, estimate the histogram of instantaneous noise values or apply the Noise Scattering Pattern (NSP) method presented in [5, 6, 7]. On the other hand in frequency domain the RTS noise can be identified by estimating the power spectral density (PSD) function of a noise signal or by estimating the product of PSD and a frequency. Although, as mentioned above there are many methods which allow to identify the RTS noise in semiconductor devices in different ways, during the presented below Schottky diodes investigations authors chose NSP method which was applied to analyze signal records. The NSP is very fast and simple method that allows

to identify the RTS signal and its nature. One of its advantages is that RTS noise can be identified using small number of noise samples.

2. DEVICES BEING STUDIED

The devices investigated in this study are commercially available silicon carbide Schottky diodes of CREE (CSD02060, CSD04060) [8] and Infineon (SDT04S60) [9] with forward current $I_D = 2 \text{ A} / 4 \text{ A}$ and reverse voltage $U_R = 600 \text{ V}$.

Silicon carbide, SiC, is a novel material for power electronics. It offers higher band gap, higher breakdown electric field and higher thermal conductivity in comparison to other materials as silicon or gallium arsenide. The semiconductor devices made of this material as switching and power and HF devices, can work at higher switching frequencies and higher junction temperature, up to

175°C [10]. Due to its high thermal conductivity, SiC is widely used in power LEDs and other power devices as a material for substrate.

3. MEASUREMENT SET-UP

During the studies, the DC and noise characteristics were measured. DC characteristics were measured in both forward and reverse polarization. Characteristics in forward polarization were measured using standard oscilloscope method with a digital oscilloscope with memory in the measurement set-up in order to store the measurement results for further analysis.

The reverse characteristics were measured point by point using high voltage supply, voltmeter and amperemeter.

The low frequency noise was observed in the measurement set-ups shown in figure 2.

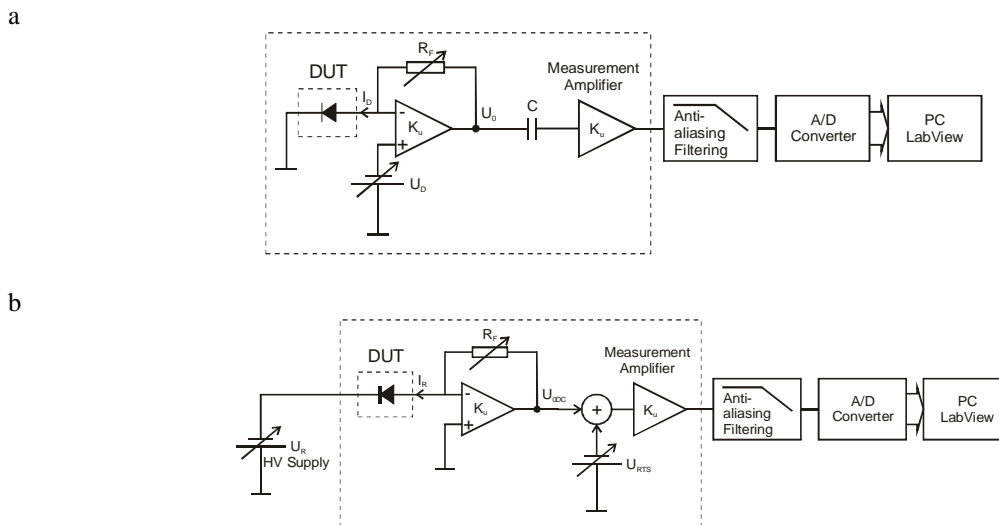


Fig. 2. Measurement set-up for noise observation in forward polarization (a) and in reverse polarization (b)

The measurement set-up consists of power supply, U_D and U_R for device biasing in forward and reverse direction respectively, device under test, DUT, the current to voltage converter, voltage amplifier and the components responsible for signal digitising and store: anti-aliasing filter, analogue-to-digital converter and computer with LabView software. Moreover, the measurement set-up for reverse polarization measurements is equipped with the voltage adder that replaces RC high-pass filter (represented by component “C” in figure 2a commonly used in a typical noise measurement set-up for a separation of DC component of the output noise signal of the current to voltage converter. Application of RC filter for separation of the DC component limits the frequency bandwidth of the set-up at low frequency, which is inadvisable for measurement of RTS-like signal, as the mean value of the signal randomly changes in time. The RC filter cause signal differentiation and the shape of the RTS is changed into the form shown in figure 3. Such a phenomena is critical especially for signals with long duration of pulses. The duration of the pulse that can pass the filter without deformation depends on the time constant of the RC filter. The deformation of the RTS shown in figure 3 complicates the signal analysis, even the identification of the RTS component is difficult, as the histogram and NSP method will give the false results. Also the calculation of the pulses duration will

require additional operations for indicating pulses start and end moments

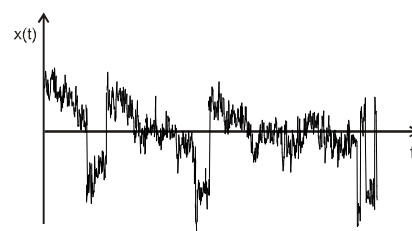


Fig. 3. Deformation of the RTS caused by RC filtering

The DC component at the output of current to voltage converter is proportional to DC diode current and for circuit shown in figure 2b it is equal to $U_{ODC} = -I_R \cdot R_F$. The voltage adder allows to compensate the DC component U_{ODC} with U_{RTS} , and for $U_{RTS} = -U_{ODC}$, the DC component in the amplified signal at the input of measurement amplifier is equal to zero. Thus, using voltage adder allows to offset the DC component without any degradation of the shape of the RTS pulses.

4. RESULTS

First, in order to evaluate devices behaviour in conditions specified by the producer in the technical data, the DC characteristics were measured.

In forward polarization all studied devices showed excellent behavior. The $I = f(U)$ characteristics had perfect reproducibility and were fully comparable with producers data.

In reverse polarization, characteristics of diodes showed a significant dispersion, however all tested devices met producers data: the highest measured reverse current was lower than typical values given in the technical data [8, 9, 11].

Next, the noise of devices were measured. Some of the noise measurement results had been presented in [11]. During current noise observation in reverse polarized diodes the strong discrete current switching was observed in several devices, mainly in high voltage polarization, $U_R = 400 \text{ V} \div 700 \text{ V}$. It means that the random telegraph signal (RTS) phenomena occurs in those devices. The occurrence of the RTS was not correlated with device reverse current.

For the RTS study the noise signal was sampled and stored in text files. Typical noise signal with distinct RTS is shown in figure 4.

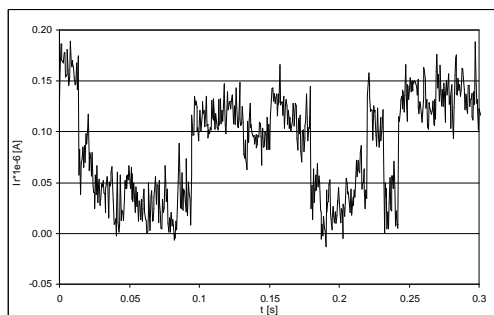


Fig. 4. RTS observed in reverse current of the CSD04060 diode at $U_R = 600\text{V}$

The histogram and NSP chart for the data shown in figure 4 are shown in figure 5.

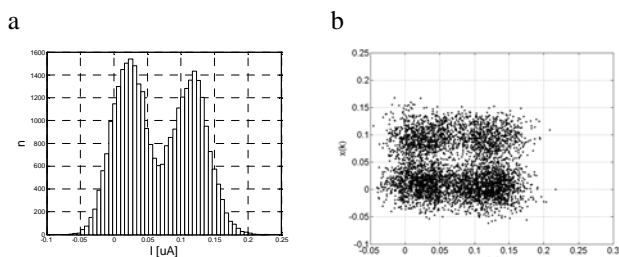


Fig. 5. Histogram (a) and NSP plot (b) for noise signal of the CSD04060 diode at $U_R = 600 \text{ V}$

In order to establish the character of RTS, for devices the reverse biasing high voltage was applied for several minutes and the noise signal was observed. During the stress the RTS showed two behaviours: for some devices it stood almost unchanged, for others it changed. To examine changes of the RTS, the mean times of the signal up and down states was estimated. Figure 6 shows values of $\overline{\tau}_u$ and $\overline{\tau}_d$ for both types of devices during the stress. The data is for two different devices of the same type, in further called device A, for device with RTS remains unchanged and device B, for the one showing changes in RTS.

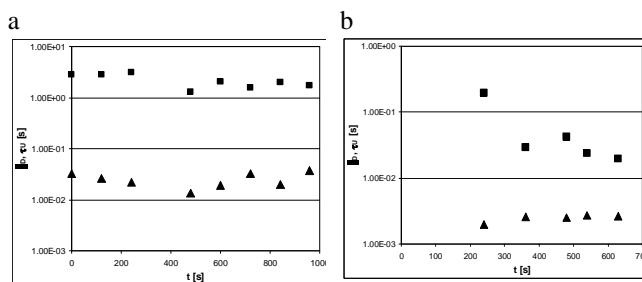


Fig. 6. Changes in mean times $\overline{\tau}_u$ (squares) and $\overline{\tau}_d$ (triangles) for (a) device the RTS remains constant (CSD02060 @ 500V) and (b) RTS parameters changed (CSD02060 @ 700V)

The lack of RTS changes is also visible in histograms and NSP charts corresponding to the data shown in figure 6a. as is seen in figure 7:

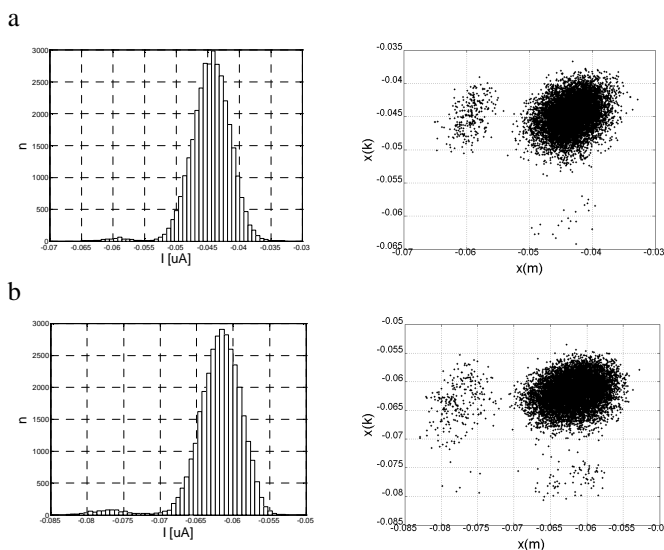


Fig. 7. Histogram and NSP chart for the data of device A at the beginning (a) and after 18 minutes of stress (b)

The device B shows different behaviour. At the beginning of the test the RTS component was not clearly visible in noise signal. The RTS appeared after a few minutes and changes during the test. Adequate histograms and NSP charts are shown in figure 8.

After removing stress and biasing diode in forward direction, the RTS was not visible in reverse current of the diode. This, and the character of changes observed in RTS, leads to the conclusion that, unlike in case of device A, the continues stress can cause downgrade of device quality and reliability. For device A, the stress has weak influence on defects existing in device structure. However more studies are required to be carried out in this subject.

5. CONCLUSIONS

The RTS phenomena was observed in several commercially available SiC Schottky diodes. Devices were reverse polarized with high voltage and the stress was applied for several minutes.

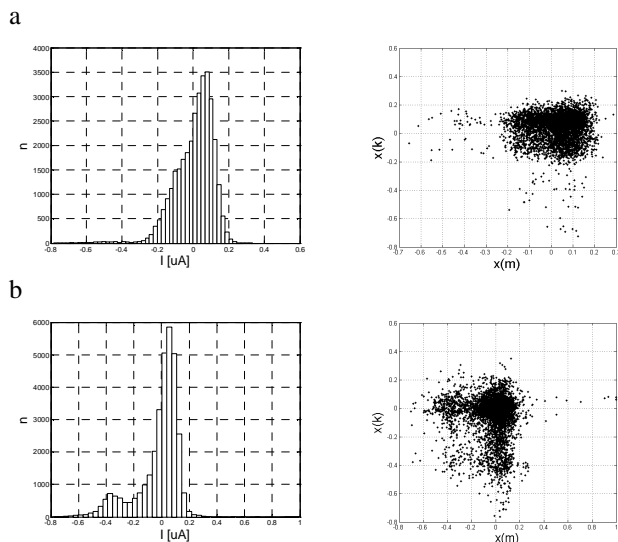


Fig. 8. Histogram and NSP chart for the data of device B at the beginning (a) and after 10 minutes of stress (b)

The RTS observation is a part of a device quality study. Devices showing a strong RTS phenomena are treated as devices with poor quality. The more complex analysis of the device quality with noise techniques requires taking into account the results of $1/f$ noise measurements in conjunction with static parameters and characteristics. Also destroying tests are required (junction breakdown for diodes showing RTS and those that do not) in order to evaluate the effect of strong defects on device quality. Such an analysis will be proceeded after finishing all planned studies on these devices

6. REFERENCES

1. Konczakowska, A., Cichosz, J., Szewczyk, A., Stawarz, B.: Identification of optocoupler devices with RTS noise. *Fluctuation and Noise Letters*, vol. 6, no. 4, 2006, pp. L395–L404.

2. Stawarz-Graczyk, B., Dokupil, D., Flisikowski, P.: A method of RTS noise identification in noise signals of semiconductor devices in the time domain. *Metrology and Measurements Systems*, vol. XVII, no. 1, 2010, pp. 95-108.
3. Stawarz-Graczyk, B., Załęski, D., Konczakowska, A.: The automatic system for identification of random telegraph signal (RTS) noise in noise signals. *Metrology and Measurements Systems*, vol. XIV, no. 2, 2007, pp. 219-228.
4. Lal-Jadziak, J., Sienkowski, S.: Models of bias of mean square value digital estimator for selected deterministic and random signals. *Metrology and Measurements Systems*, vol. XV, no. 1, 2008, pp. 55–68.
5. Cichosz, J., Szatkowski, A.: Noise scattering patterns methods for recognition of RTS noise in semiconductor components. *Proc. of 18th Inter. Conference on Noise and Fluctuations – ICNF 2005*, Salamanca, Spain, 19-23 September 2005, Eds. T. Gonzalez, J. Mateos, D. Pardo, AIP Conference Proceedings, pp. 673–676.
6. Cichosz, J., Szatkowski, A.: The method for burst noise detection, particularly in semiconductor devices. Patent application P-375610, Polish Patent Office, 2005.
7. Konczakowska, A., Cichosz, J., Szewczyk, A.: A new method for RTS noise of semiconductor devices identification. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 57, no. 6, 2008, pp. 1199-1206.
8. CREE Technical Data, <http://www.cree.com>
9. Infineon Technical Data, <http://www.infineon.com>
10. Agarwal, A., Singh, R., Ryu, S-H., Richmond, J., Capell, C., Schwab, S., et al. 600 V, 1- 40 A, Schottky Diodes in SiC and Their Applications. <http://www.cree.com/products/pdf/PWRTechnicalPaper1.pdf>.
11. Szewczyk, A., Stawarz-Graczyk, B.: Low Frequency Noise Measurement of Reverse Polarized Silicon Carbide Schottky Diodes. *20th International Conference on Noise and Fluctuations (ICNF-2009) Pisa, Italy*, AIP Conference Proceedings, 2009, pp. 645-648.

BADANIE SZUMÓW RTS W DIODACH SiC SPOLARYZOWANYCH W KIERUNKU ZAPOROWYM

Słowa kluczowe: szумы RTS, diody Schottkiego.

Streszczenie: Jedną z metod do badania jakości i niezawodności elementów elektronicznych jest obserwacja ich szumów własnych, które zawierają składową gaussowską (szum typu $1/f$, szum śrutowy) oraz składową niegaussowską (szum RTS). Obecność szumu RTS zazwyczaj wskazuje na defekty w strukturze materiału, z którego jest wykonany element, ale jednocześnie może być doskonałym wskaźnikiem jakości badanego elementu. W artykule autorzy prezentują wyniki pomiarów w zaporowo spolaryzowanych diodach Schottkiego wykonanych z SiC. Badane elementy są powszechnie dostępnymi o $U_R = 600$ V. Szum RTS był obserwowany po kilkuminutowym użytkowaniu badanego elementu w warunkach wysokiego napięcia.

WERYFIKACJA POZIOMÓW NIENARUSZALNOŚCI BEZPIECZEŃSTWA Z UWZGLĘDNIENIEM ASPEKTÓW OCHRONY INFORMACJI

Marcin ŚLIWIŃSKI¹, Tomasz BARNERT², Emilian PIESIK³

1. Politechnika Gdańska, ul. G. Narutowicza 11/12, 80-952 Gdańsk
tel: 58 347 14 35 fax: 58 347 24 87 e-mail: m.sliwinski@ely.pg.gda.pl
2. Politechnika Gdańska, ul. G. Narutowicza 11/12, 80-952 Gdańsk
tel: 58 347 14 35 fax: 58 347 24 87 e-mail: t.barnert@ely.pg.gda.pl
3. Politechnika Gdańska, ul. G. Narutowicza 11/12, 80-952 Gdańsk
tel: 58 347 14 35 fax: 58 347 24 87 e-mail: e.piesik@ely.pg.gda.pl

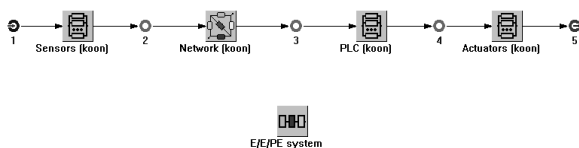
Streszczenie: Poszczególnym poziomom SIL projektowanego systemu elektrycznego/elektronicznego/programowalnego elektronicznego E/E/PE (BPCS lub SIS) odpowiadają ilościowe kryteria probabilistyczne. Dowód spełnienia przez system zabezpieczeń wymagań SIL nazywa się weryfikacją. Model probabilistyczny dowolnego systemu zabezpieczeń SIS można przedstawić za pomocą schematów blokowych niezawodności RBD, grafów Markowa, równań uproszczonych oraz drzew niezdatności FTA. W niniejszym referacie przedstawiono wykorzystanie metod (w ramach aktualizacji metodyki analiz bezpieczeństwa funkcjonalnego) weryfikacji SIL z uwzględnieniem zagadnień ochrony informacji m.in. poprzez wykorzystanie w tym procesie poziomów uzasadnionego zaufania EAL, lub przypisaniu analizowanemu systemowi stopnia ochrony informacji na podstawie liczby pierścieni zabezpieczeniowo ochronnych wg metodyki SeSa - SINTEF, wraz z uwzględnieniem klasyfikacji systemów rozproszonych, w module weryfikacji SIL autorskiego oprogramowania ProSIL-EAL.

Słowa kluczowe: SIL, EAL, SeSa, modelowanie, weryfikacja.

1. WIADOMOŚCI OGÓLNE

1.1. Wprowadzenie

W modelowaniu probabilistycznym rozproszonych systemów sterowania DCS lub automatyki zabezpieczeniowej SIS należy uwzględnić infrastrukturę przemysłowej sieci komputerowej. Budując taki model można wykorzystać technikę ścieżek, cięć minimalnych lub schematów blokowych niezawodności [1, 2, 3, 4, 6]. Na rysunku 1 znajduje się model systemu SIS w postaci schematów blokowych niezawodności RBD (ang. *reliability block diagram*).



Rys. 1. Schemat blokowy niezawodności systemu SIS

Po uwzględnieniu struktury fizycznej sieci komputerowej w rozproszonym systemie sterowania lub zabezpieczeń

prawdopodobieństwo niewypełnienia funkcji bezpieczeństwa na rzadkie przywołanie można wyznaczyć stosując zależność [1, 3, 4, 6]:

$$PFD_{avgSYS} \cong PFD_{avgS} + PFD_{avgNet} + PFD_{avgPLC} + PFD_{avgA} \quad (1)$$

gdzie: PFD_{avgSYS} – przeciętne prawdopodobieństwo niewypełnienia funkcji bezpieczeństwa na rzadkie przywołanie systemu E/E/PE (BPCS lub SIS); PFD_{avgS} – podsystemu pomiarowego; PFD_{avgNet} – warstwy sieciowej; PFD_{avgPLC} – sterownika programowalnego i PFD_{avgA} – podsystemu elementów wykonawczych.

1.2. Klasyfikacja rozproszonych systemów E/E/PE

Na potrzeby integracji zagadnień bezpieczeństwa funkcjonalnego (*safety*) i ochrony informacji (*security*) dokonano klasyfikacji systemów E/E/PE na trzy kategorie [1]:

I. Systemy zainstalowane w obiektach krytycznych skupionych (np. rafinerie, instalacje chemiczne, obiekty wojskowe), wykorzystujące wyłącznie wewnętrzne kanały przesyłu informacji (np. sieć lokalną),

II. Systemy zainstalowane w krytycznych obiektach rozproszonych (np. rurociągi, gazociągi, system energetyczny), w których istnieją wewnętrzne kanały transmisji informacji i mogą być wykorzystywane również zewnętrzne kanały przesyłania danych,

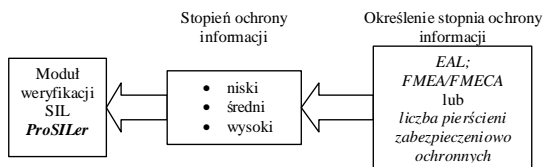
III. Systemy zainstalowane w obiektach i w systemach infrastruktury krytycznej (np. systemy transportowe - kolej, lotnictwo, transport morski itd.), w których wykorzystywane są wyłącznie zewnętrzne kanały transmisji danych.

Proponowana klasyfikacja opiera się na identyfikacji sposobu transmisji danych pomiędzy poszczególnymi elementami analizowanych systemów.

1.3. Przypisanie stopnia ochrony informacji

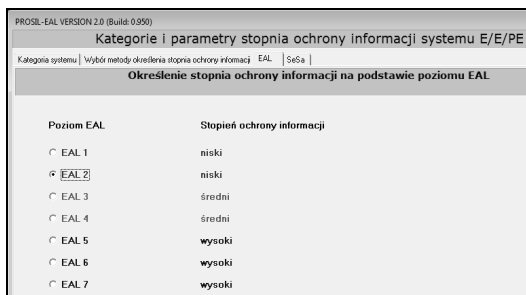
W przypadku weryfikacji SIL powstaje zasadnicze pytanie, w jaki sposób uwzględnić zagadnienia ochrony informacji. Czy poprzez integrację SIL i EAL, czy też wyznaczając stopień ochrony informacji (niski, średni lub wysoki) w inny sposób. Na przykład przez wykonywanie dla każdego prototypowego rozproszonego systemu E/E/PE (BPCS, DCS lub SIS) szczegółowej analizy rodzajów, skutków i krytyczności uszkodzeń FMECA (ang. *failure mode*,

effect and criticality analysis) umożliwiającą zbadanie wpływu infrastruktury sieciowej na brak wykonania funkcji bezpieczeństwa przez system SIS [1] (rys 2).



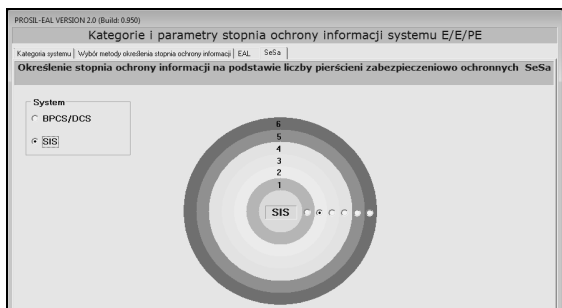
Rys. 2. Przypisanie stopnia ochrony informacji

Na rys. 3 przedstawiono kategoryzację poziomów ochrony informacji z wykorzystaniem poziomów uzasadnionego zaufania EAL [5, 7].



Rys. 3. Okno określenia stopnia ochrony informacji wg Common Criteria ISO/IEC 15408 w aplikacji ProSIL-EAL

W danym przypadku typ i liczba podatności na zagrożenia mają źródło w przedstawionej wcześniej klasyfikacji na kategorie rozpatrywanych systemów sterowania i zabezpieczeń (I, II i III kategorii). Innym podejściem jest zastosowanie metodyki SeSa (ang. *SecureSafety*) opracowanej przez SINTEF, w której bierze się pod uwagę pierścienie zabezpieczeniowo ochronne (rys. 4) [7, 8].



Rys. 4. Pierścienie zabezpieczeniowo ochronne w systemach BPCS, DCS i SIS wyposażonych w przemysłową sieć komputerową (aplikacja ProSIL-EAL)

Przy weryfikacji SIL w centralnej części znajduje się system SIS, natomiast stopień ochrony informacji (niski, średni lub wysoki) określa się na podstawie liczby pierścieni wokół niego.

2. WERYFIKACJA SIL Z UWZGLĘDNIENIEM OCHRONY INFORMACJI

2.1. Zweryfikowany SIL z uwzględnieniem stopnia ochrony informacji

W procesie weryfikacji poziomy SIL odnoszą się do struktury sprzętowej systemu SIS realizującego konkretne funkcje bezpieczeństwa (np. ochrona reaktora przed eksplozją). Przyjęto, że niepożądane zdarzenia i działania

z zewnątrz przy niskim stopniu ochrony informacji (np. EAL1 lub 2) mogą wpływać niekorzystnie na wypełnienie przez system SIS funkcji bezpieczeństwa.

W tablicy 1 przedstawiono propozycję takiej zależności dla systemów II oraz III kategorii. W nawiasie znajdują się zmodyfikowane poziomy SIL dla systemu III kategorii, gdyż jest on bardziej podatny na działania z zewnątrz.

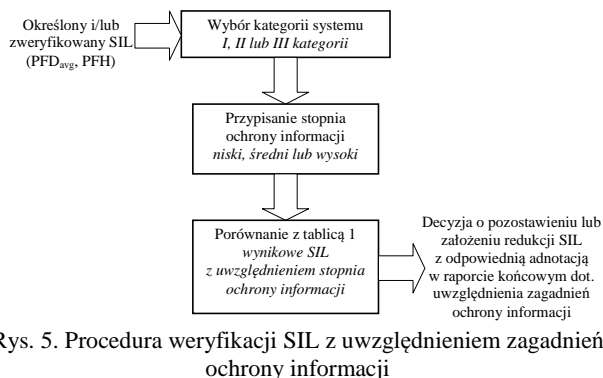
Tablica 1. Wynikowe poziomy SIL z uwzględnieniem poziomów EAL dla systemów II i III kategorii [1, 7]

		Weryfikowany SIL dla systemu II kat. (III kat.)			
Ochrona informacji		Bezpieczeństwo funkcjonalne			
EAL	poziom	1	2	3	4
1	niski	- (-)	SIL1 (-)	SIL2 (1)	SIL3 (2)
2		- (-)	SIL1 (-)	SIL2 (1)	SIL3 (2)
3		SIL1 (-)	SIL2 (1)	SIL3 (2)	SIL4 (3)
4	średni	SIL1 (-)	SIL2 (1)	SIL3 (2)	SIL4 (3)
5		SIL1 (1)	SIL2 (2)	SIL3 (3)	SIL4 (4)
6	wysoki	SIL1 (1)	SIL2 (2)	SIL3 (3)	SIL4 (4)
7		SIL1 (1)	SIL2 (2)	SIL3 (3)	SIL4 (4)

Niski poziom uzasadnionego zaufania EAL, przy weryfikacji określonego poziomu SIL, może w rezultacie skutkować jego obniżeniem.

2.2. Procedura weryfikacji SIL

Schemat procedury weryfikacji SIL z uwzględnieniem zagadnień ochrony informacji przedstawiono na rys. 5 [1, 7].

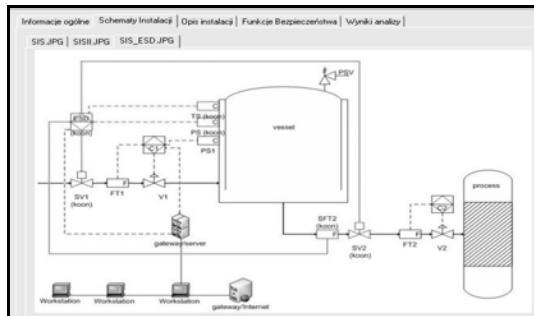


Rys. 5. Procedura weryfikacji SIL z uwzględnieniem zagadnień ochrony informacji

Przed uwzględnieniem zagadnień ochrony informacji w procesie weryfikacji SIL powinien być zweryfikowany SIL w sposób jakościowy lub ilościowy. Następnie należy dokonać określenia kategorii (I, II lub III) systemu realizującego funkcję lub funkcje bezpieczeństwa. W przypadku systemu I kategorii zagadnienia związane z ochroną informacji nie będą rozpatrywane (zweryfikowany SIL pozostaje bez zmian). W przypadku wyboru systemu II lub III kategorii, należy przejść do kolejnego kroku związanego z przypisaniem stopnia ochrony informacji (niski, średni lub wysoki), który uzależniony jest od poziomu uzasadnionego zaufania EAL lub liczby pierścieni zabezpieczeniowo ochronnych (1 pierścień – niski, od 2 do 4 średni, powyżej 5 wysoki). Następnie wynikowy SIL z uwzględnieniem przypisanego stopnia ochrony informacji dla systemów II i III kategorii należy porównać z tab. 1 alokującą SIL poddany weryfikacji przed uwzględnieniem stopnia ochrony informacji, na wynikowy SIL z uwzględnieniem stopnia ochrony informacji. W wyniku czego uzyskuje się decyzję o założeniu redukcji SIL z odpowiednią adnotacją w raporcie końcowym dot. uwzględnienia zagadnień ochrony informacji [1, 7].

2.3. Przykład weryfikacji SIL z uwzględnieniem zagadnień ochrony informacji

Weryfikację SIL z uwzględnieniem zagadnień ochrony informacji przeprowadzono z wykorzystaniem autorskiego oprogramowania ProSIL-EAL będącego rozbudowaną wersją narzędzia komputerowego ProSIL [3].



Rys. 6. ProSIL-EAL – schemat P&ID rozpatrywanej instalacji wraz z systemem sterowania BPCS i zabezpieczeń SIS

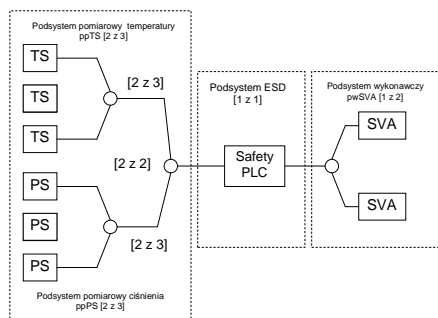
Na podstawie analizy ryzyka określono wymagania poziomu nienaruszalności SIL3 dla funkcji bezpieczeństwa wykonywanej przez system SIS [4, 6]. W nawiązaniu do procedury weryfikacji SIL przedstawionej na rys. 5, na początku należy przeprowadzić tę czynność metodą klasyczną [4, 6]. W tabelicy 2 zestawiono dane niezawodnościowe elementów systemu SIS poddanej weryfikacji.

Tabela 2. Dane niezawodnościowe dla elementów systemu zabezpieczeniowego [1, 3, 7, 9]

	SVA	Safety PLC	PLC	PS	TS
DC [%]	24	90	66	54	66
λ_{DU} [1/h]	$8 \cdot 10^{-7}$	$1 \cdot 10^{-6}$	$5 \cdot 10^{-6}$	$3 \cdot 10^{-7}$	$3 \cdot 10^{-6}$
MTTR [h]	8	8	8	8	8
T_i [h]	8760	8760	8760	8760	8760
B	0.02	0.01	0.01	0.02	0.02

W danym przypadku zostały poddane analizie dwie struktury przykładowego systemu SIS, których schematy przedstawione zostały na rysunkach 7 SIS(I) i 8 SIS(II). Wartości $PF_{D,avg}$ dla analizowanych struktur zostały wyznaczone z wykorzystaniem autorskiego oprogramowania ProSIL-EAL.

Na rys. 7 znajduje się pierwsza struktura sprzętowa systemu SIS (I), która oparta została na układzie sterownika bezpieczeństwa *safety PLC*.



Rys. 7. Architektura systemu SIS (I) wyposażona w sterownik „safety PLC” (matryce detektorów pracują w konfiguracji 2 z 2)

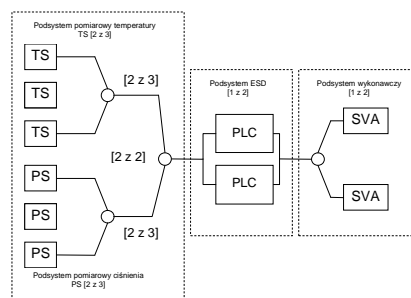
Uwzględniając dane niezawodnościowe zawarte w tabelicy 2 uzyskano wyniki, które wraz z całościową specyfikacją sprzętową systemu SIS (I) zestawiono w raporcie końcowym znajdującym się w tabelicy 3.

Tabela 3. Raport wynikowy weryfikacji SIL dla systemu SIS (I)

System /podsystem /element	k z n	β [%]	$PF_{D,avg}$	SIL	x_i [%] $PF_{D,avgS}$
SIS (I)	0	-	-	2	100
ppTS	.1	2 z 3	3	4	0.641
TS	..2	-	-	2	-
TS	..2	-	-	2	-
TS	..2	-	-	2	-
ppPS	.1	2 z 3	3	4	0.681
PS	..2	-	-	2	-
PS	..2	-	-	2	-
PS	..2	-	-	2	-
ESD	.1	1 z 1	-	2	97.2
Safety PLC	..2	-	-	2	-
pwSV	.1	1 z 2	2	4	1.56
SVA	..2	-	-	2	-
SVA	..2	-	-	2	-

$$PF_{D,avgSIS(I)} \cong PF_{D,avgTS(2z3)} + PF_{D,avgPS(2z3)} + PF_{D,avgSafetyPLC} + PF_{D,avgSVA(1z2)} \cong 2.93 \times 10^{-5} + 3.11 \times 10^{-5} + 4.44 \times 10^{-3} + 7.14 \times 10^{-5} \cong 4.57 \times 10^{-3}$$

Z powyższego wynika, że struktura sprzętowa systemu SIS(I) nie spełnia wymagań SIL3. Na rys. 8 przedstawiono system SIS (II), dla którego w podsystemie ESD zastosowano dwa sterowniki PLC w konfiguracji 1 z 2.

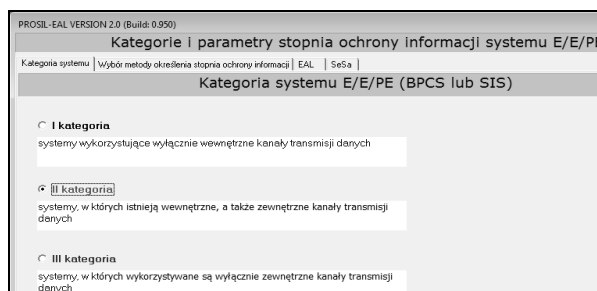


Rys. 8. Architektura systemu SIS (II) wyposażona w dwa sterowniki PLC (pracujące w konfiguracji 1 z 2)

$$PF_{D,avgSIS(II)} \cong PF_{D,avgTS(2z3)} + PF_{D,avgPS(2z3)} + PF_{D,avgPLC(1z2)} + PF_{D,avgSVA(1z2)} \cong 2.93 \times 10^{-5} + 3.11 \times 10^{-5} + 6 \times 10^{-4} + 7.14 \times 10^{-5} \cong 7.32 \times 10^{-4}$$

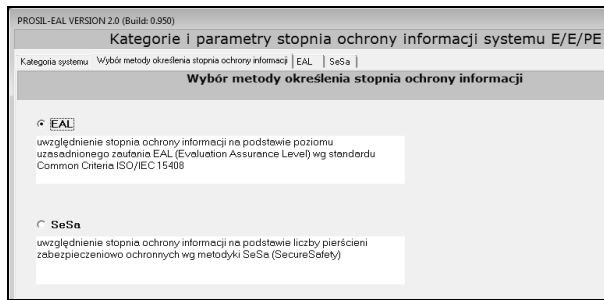
System SIS (II) zrealizowany z wykorzystaniem standardowych sterowników programowalnych PLC z redundancją w podsystemie ESD spełnia wymagania SIL3. Punktowa wartość prawdopodobieństwa $PF_{D,avgSIS(II)} = 7.32 \cdot 10^{-4}$ mieści się w przedziale kryterialnym odpowiadającym poziomowi SIL3. Jest to początek procedury weryfikacji SIL z uwzględnieniem zagadnień ochrony informacji przedstawionej na rys. 5.

W aplikacji ProSIL-EAL pierwszą czynnością w analizie, wg przedstawionej wcześniej metodyki jest określenie kategorii systemu (rys. 9).



Rys. 9. Okno wyboru kategorii systemu E/E/PE (BPCS lub SIS) w aplikacji ProSIL-EAL

Następnie należy dokonać wyboru jednej z dwóch metod określenia stopnia ochrony informacji, przypisanej do analizowanego systemu SIS w przypadku weryfikacji SIL (rys. 10).



Rys. 10. Okno wyboru metody określenia stopnia ochrony informacji w aplikacji ProSIL-EAL na potrzeby analiz bezpieczeństwa funkcjonalnego - EAL lub SeSa

W danym przypadku poziom uzasadnionego zaufania dla rozpatrywanego systemu spełniał wymagania EAL2 zatem stopień ochrony informacji jest niski. Kolejnym krokiem jest "zmapowanie" powyższych informacji do tablicy 1, zawierającej wynikowe SILe (po procesie weryfikacji) z uwzględnieniem stopnia ochrony informacji i kategorii rozpatrywanego systemu. W danym przypadku $PFD_{avg} = 7.32 \cdot 10^{-4}$ (SIL3), system II kategorii z niskim stopniem ochrony informacji (EAL2) – zatem weryfikowany poziom nienaruszalności po uwzględnieniu aspektów ochrony informacji to SIL2. Zestawienie uzyskanych wyników przedstawiono w tabl. 4.

Tablica 4. Raport wynikowy weryfikacji SIL z uwzględnieniem aspektów ochrony informacji – dla systemu II kategorii SIS(III)

SIS	Zweryfikowany SIL	
	bez ochrony informacji	z ochroną informacji
EAL/stopień ochrony informacji		
brak/brak (podejście klasyczne)	SIL3	-
EAL2/niski	SIL3	SIL2
EAL3/średni	SIL3	SIL3

Aby spełnić wymagania kryterialne SIL3 postawione systemowi SIS, należy zwiększyć stopień ochrony informacji systemu SIS(II) do średniego (równy lub większy od EAL3, bądź wg SeSa – 2 lub więcej pierścieni zabezpieczeniowo ochronnych).

Zaprezentowany przykład przedstawia możliwość uwzględnienia zagadnień związanych z ochroną informacji w procesie weryfikacji SIL. Z powyższego widać, że kluczową rolę w proponowanym postępowaniu (wg tabl. 1) odgrywa kategoria rozpatrywanego systemu SIS. W danym przypadku był to system II kategorii. Gdyby rozpatrywany system należał do III kategorii, wówczas otrzymany poziom SIL zredukowałby się do

SIL1 (aby zapewnić spełnienie wymagań SIL3 trzeba by było zapewnić ochronę informacji zdefiniowaną wysokim stopniem – EAL5 wg common criteria, lub powyżej 5 pierścieni zabezpieczeniowo ochronnych wg metodyki SeSa). Wykorzystując podejście przedstawione powyżej można dokonać weryfikacji określonego poziomu SIL dla punktowej wartości PFD_{avg} (lub PFH) uzyskanej dla systemu SIS z uwzględnieniem aspektów ochrony informacji.

3. PODSUMOWANIE

W niniejszym referacie przedstawiono podejście metodyczne integracji analizy i oceny bezpieczeństwa funkcjonalnego rozproszonych systemów sterowania, i zabezpieczeń w obiektach infrastruktury krytycznej w nawiązaniu do wymagań norm PN-EN 61508 i PN-EN 61511 z uwzględnieniem zasad ochrony informacji według ISO/IEC 15408 (poziomy EAL) oraz metodyki SeSa SINTEF, na przykładzie procesu weryfikacji poziomów SIL. Zaprezentowane podejście stanowi aktualizację metodyki zawartej w normach PN-EN 61508 oraz PN-EN 61511 i zostało zaimplementowane w programie ProSIL-EAL.

4. BIBLIOGRAFIA

- Barnert T., Śliwiński M.: Bezpieczeństwo funkcjonalne i ochrona informacji w obiektach i systemach infrastruktury krytycznej, Nowoczesne systemy łączności i transmisji danych na rzecz bezpieczeństwa, str. 476-507. Wolters Kluwer, 2013.
- Barnert T., Kosmowski K.T., Śliwiński M.: Integrated functional safety and security analysis of process control and protection systems with regard to uncertainty issues. PSAM, Seattle, USA, 2010.
- Śliwiński M., Barnert T., Piesik E.: Wspomagana komputerowo weryfikacja poziomu nienaruszalności bezpieczeństwa z wykorzystaniem autorskiej aplikacji ProSIL, ZNWEiA PG Nr 36, Gdańsk 2013.
- IEC 61511:2015 Ed.2: Functional safety – Safety instrumented systems for the process industry sector.
- ISO/IEC 15408:1999: Information technology – Security techniques – Evaluation criteria for IT security Part 1÷3.
- PN-EN 61508:2010. Bezpieczeństwo funkcjonalne elektrycznych/elektronicznych/programowalnych elektrycznych systemów związanych z bezpieczeństwem. Części 1-7. PKN.
- Projekt VI.B.10: Opracowanie metod i narzędzi do wspomagania procesu zarządzania bezpieczeństwem funkcjonalnym i ochroną informacji, Gdańsk 2013.
- SINTEF.: The SeSa method for assessing secure remote access to safety instrumented systems. A1626, 2007.
- Reliability Data for Safety Instrumented Systems - PDS Data Handbook. SINTEF 2010 Edition.

SECURITY ASPECTS IN VERIFICATION OF THE SAFETY INTEGRITY LEVEL

Key-words: safety integrity level (SIL), evaluation assurance level (EAL), SeSa, probabilistic modelling, verification

The article addresses some important issues of the functional safety analysis, namely the safety integrity level (SIL) verification of distributed control and protection systems with regard to security aspects. A quantitative method for SIL (IEC 61508, 61511) verification, based on so called evaluation assurance levels (EAL) and Secure Safety (SeSa) methodology, is presented. In this article is described a prototype ProSIL-EAL software system for computer-aided functional safety management. In ProSIL-EAL the methods (e.g. verifying the SIL level of SIS) concerning functional safety analysis in the process of the design and operation of Safety Instrumented Systems (SIS) with security aspects are implemented according to PN-EN 61508, PN-EN 61511, ISO/IEC 15408 standards and SeSa - SINTEF methodology.

STEROWANIE ŚLIZGOWE W UKŁADZIE POŁĄCZONYCH ZBIORNIKÓW

Mirosław TOMERA

Akademia Morska w Gdyni, Wydział Elektryczny, ul. Morska 81-87, 81-225 Gdynia
tel: +48 58 690 1471, fax: +48 58 690 1445, e-mail: tomera@am.gdynia.pl

Streszczenie: W pracy przedstawiony został układ regulacji poziomu wody wykorzystujący sterowanie ślizgowe. Zaprezentowany algorytm sterowania ślizgowego opiera się na nieliniowej powierzchni ślizgania pierwszego rzędu. Niedogodnością sterowania ślizgowego są efekty częstych przełączeń sygnału sterowania, co niekorzystnie wpływa na trwałość i pracę urządzenia wykonawczego, w tym przypadku pompy. W celu usunięcia tej niedogodności w regulatorze ślizgowym, zamiast funkcji przekaźnikowej została zastosowana funkcja ograniczająca, wprowadzająca warstwę graniczną na powierzchni ślizgowej, co powoduje zlikwidowanie oscylacji (chatteringu). Na działanie algorytmu sterowania ślizgowego bardzo niekorzystnie wpływają również szумы pomiarowe, które usunięte zostały poprzez zastosowanie rozszerzonego filtra Kalmana. Ocena jakości pracy zaprojektowanego regulatora ślizgowego przeprowadzona została w oparciu o badania symulacyjne. Uzyskaną jakość pracy zaprojektowanego regulatora ślizgowego porównano z układem równoważnym zawierającym regulator liniowy PID.

Słowa kluczowe: sterowanie ślizgowe, rozszerzony filtr Kalmana, układ połączonych zbiorników.

1. WPROWADZENIE

Stosowany w przedsiębiorstwach przemysłowych rozwój technik sterowania ma na celu wzrost szybkości produkcji oraz jakości produkowanych towarów przy zachowaniu jak najniższych kosztów. W wielu zakładach przemysłowych w sterowaniu procesami, niezbędne jest dokładne sterowanie poziomami cieczy pompowanych do zbiorników magazynowych i przepływowych, połączonych między sobą. Układy połączonych zbiorników mają szerokie zastosowanie w wielu sektorach gospodarki takich jak oczyszczalnie ścieków, w przemyśle chemicznym i biochemicznym, w automatycznym dozowaniu cieczy, w przetwórstwie żywności i napojów, jak również w przemyśle farmaceutycznym. Schematycznie układ połączonych zbiorników przedstawiony został na rysunku 1. W literaturze można znaleźć różne strategie sterowania wykorzystywane do sterowania, takie jak: regulator PID [8], regulator rozmyty [6, 9], regulator neuronowo-rozmyty [11], sterowanie predykcyjne [4] czy sterowanie nieliniowe typu backstepping [10].

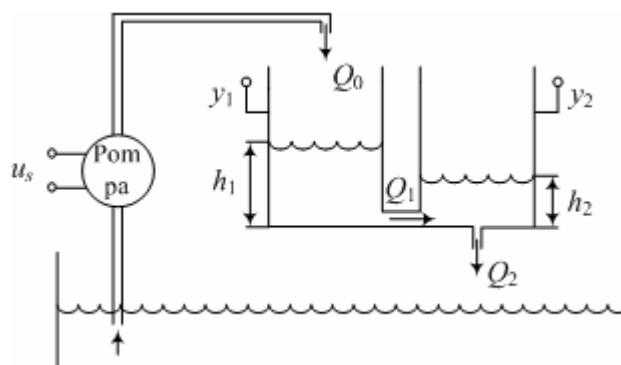
Sterowanie ślizgowe jest typem sterowania o zmiennej strukturze, gdzie dynamika układu nieliniowego jest zmieniana z dużą prędkością poprzez nieciągłe przełączanie

czasowe na określonej powierzchni ślizgowej [14]. Obecnie, projekt regulatora ślizgowego przeprowadzany jest w dwóch etapach (krokach): etap pierwszy obejmuje znalezienie pożądanej powierzchni ślizgowej dla dynamik stabilnych a etap drugi polega na zapewnieniu prawa sterowania, które pozwoli na osiągnięcie tej powierzchni ślizgowej. Trajektorie układu są bardzo wrażliwe na zmiany parametrów i na zakłócenia w czasie dochodzenia do trybu ślizgowego, natomiast są już odporne na te zmiany po osiągnięciu tego trybu [7].

Układ połączonych zbiorników posiada nieliniowe równania stanu i występują w nim zmiany parametrów i zakłóceń zewnętrznych. Dlatego też sterowanie ślizgowe zostało również zastosowane od sterowania poziomem cieczy w układzie połączonych zbiorników [1, 2, 3, 5].

W niniejszej pracy przedstawiony został algorytm sterowania ślizgowego oparty na nieliniowej powierzchni ślizgowej i zastosowany do sterowania poziomem wody w układzie połączonych zbiorników. Celem sterowania jest takie dostarczanie wody $Q_0(t)$ do lewego zbiornika, aby poziom wody w prawym zbiorniku $h_2(t)$ utrzymywał się w pobliżu pożądanej, zadanej wysokości h_{2z} .

W celu umożliwienia dokonania porównania wyników uzyskanych z zastosowaniem regulatora ślizgowego, zaprojektowany został równoważnym układ sterowania wykorzystujący regulator PID do sterowania poziomem wody w prawym zbiorniku. W celu przeprowadzenia syntezy regulatora PID, zlinearyzowany został model matematyczny układu połączonych zbiorników i dla tego układu przeprowadzone zostały badania symulacyjne.



Rys. 1. Schemat układu połączonych zbiorników

2. MODEL MATEMATYCZNY PROCESU

Obiekt sterowania, schematycznie pokazany na rysunku 1, składa się z dwóch identycznych zbiorników połączonych między sobą poprzez otwór znajdujący się w ścianie bocznej. Sterowanie natężeniem dopływu wody do pierwszego zbiornika odbywa się za pomocą zmiany prędkości obrotowej pompy. Otwór w ścianie pozwala na przepływ wody do drugiego zbiornika i stąd następuje swobodny wypływ do kувety zbiorczej. Pomiar poziomu wody w zbiornikach odbywa się przy użyciu czujników ciśnieniowych.

2.1. Model matematyczny pompy

Charakterystyka statyczna pompy odwzorowuje zależność pomiędzy napięciem sterującym u_s , a dopływem wody do lewego zbiornika Q_0 . Funkcja ta w oparciu o wyniki eksperymentalne opisana została przy użyciu następującego wzoru

$$Q_0 = a\sqrt{u_s - U_{\min}} \quad (1)$$

gdzie: a jest współczynnikiem skalującym ($a = 31$), U_{\min} jest progiem napięcia sterującego powyżej którego, następuje dostarczanie wody do zbiornika ($U_{\min} = 2V$).

2.2. Modele matematyczne czujników

Zadaniem czujników jest pomiar wysokości słupa wody w zbiornikach. W zależności od zmian wysokości wody h_i , różne jest napięcie na wyjściu tych czujników y_i . Wyznaczone eksperymentalnie charakterystyki statyczne czujników nieznacznie różnią się od siebie, natomiast są liniowe. Na podstawie uzyskanych eksperymentalnie wyników wyznaczone zostały modele matematyczne.

$$y_i = k_{ci}h_i + b_i, \quad i = 1, 2 \quad (2)$$

gdzie: k_{c1} , k_{c2} są wzmocnieniami ($k_{c1} = 0.0947$, $k_{c2} = 0.0970$), b_1 , b_2 są współczynnikami przesunięcia charakterystyk czujników ($b_1 = 1.2122$, $b_2 = 1.2033$), h_1 , h_2 są poziomami wody w zbiornikach, y_1 , y_2 są pomierzonymi poziomami wody.

2.3. Model matematyczny układu połączonych zbiorników

Model matematyczny dynamiki układu połączonych zbiorników może zostać zapisany następująco:

$$\frac{dV_1(t)}{dt} = A \frac{dh_1(t)}{dt} = Q_0(t) - Q_1(t) \quad (3a)$$

$$\frac{dV_2(t)}{dt} = A \frac{dh_2(t)}{dt} = Q_1(t) - Q_2(t) \quad (3b)$$

A jest polem powierzchni, zarówno lewego jak i prawego zbiornika ($A = 81 \text{ cm}^2$), natomiast Q_1 jest przepływem wody przez otwór znajdujący się w ścianie rozdzielającej zbiorniki o powierzchni $S_1 = 0.19635 \text{ cm}^2$, natomiast Q_2 jest swobodnym wypływem wody z prawego zbiornika, poprzez otwór wypływowy o powierzchni $S_2 = 0.19635 \text{ cm}^2$. Wielkości Q_1 i Q_2 wyznaczone są z prawa Bernoulliego, w oparciu o poniższe zależności

$$Q_1(t) = c_1 S_1 \sqrt{2g[h_1(t) - h_2(t)]}, \quad \text{dla } h_1 > h_2 \quad (4a)$$

$$Q_2(t) = c_2 S_2 \sqrt{2gh_2(t)}, \quad \text{dla } h_2 > 0 \quad (4b)$$

gdzie c_1 , c_2 są współczynnikami zależnymi od kształtu otworów wypływowych ($c_1 = c_2 = 1$), g jest przyspieszeniem ziemskim ($g = 981 \text{ cm/s}^2$). Dynamika zmian poziomów wody w układzie połączonych zbiorników, wyprowadzona na podstawie równań (3) i (4), opisana jest następującym zestawem dynamicznych równań stanu

$$\frac{dx_1(t)}{dt} = -\alpha_{12}\sqrt{x_1(t) - x_2(t)} + \beta\sqrt{u(t) - U_{\min}} \quad (5a)$$

$$\frac{dx_2(t)}{dt} = \alpha_{12}\sqrt{x_1(t) - x_2(t)} - \alpha_2\sqrt{x_2(t)} \quad (5b)$$

gdzie: $\mathbf{x}(t) = [x_1, x_2]^T = [h_1, h_2]^T$

$$\alpha_{12} = \frac{c_1 S_1 \sqrt{2g}}{A}, \quad \alpha_2 = \frac{c_2 S_2 \sqrt{2g}}{A}, \quad \beta = \frac{a}{A} \quad (6)$$

Dynamiczne równania wyjścia opisane są wzorem (2).

2.4. Linearyzacja równań dynamicznych

W celu znalezienia uproszczonego modelu liniowego przeprowadzona zostanie linearyzacja w otoczeniu punktu pracy polegająca na rozwinięciu w szereg Taylora i pominięciu pochodnych wyższego rzędu. Linearyzacja dla układu połączonych zbiorników przeprowadzona została w następującym otoczeniu punktu pracy

$$(u_s^0, h_1^0, h_2^0, y_1^0, y_2^0) = (2.845, 20.0, 10.0, 3.109, 2.175) \quad (7)$$

Po zastosowaniu dla równań (5a) i (5b) rozwinięcia w szereg Taylora i pominięciu pochodnych wyższego rzędu pozwala na uzyskanie następującego zestawu zlinearyzowanych równań procesu

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta x_1(t) \\ \Delta x_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{12}} & 0 \\ \frac{1}{T_{12}} & -\frac{1}{T_2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \Delta x_1(t) \\ \Delta x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_1 \\ 0 \end{bmatrix} \Delta u(t) \quad (8)$$

gdzie:

$$k_1 = \frac{\beta}{2\sqrt{u_s^0 - U_{\min}}} = 0.2082 \quad (9a)$$

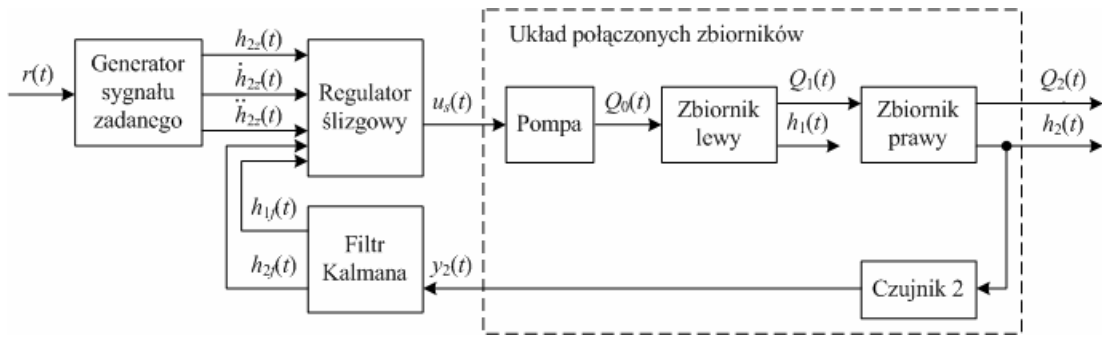
$$T_{12} = \frac{2\sqrt{h_1^0 - h_2^0}}{\alpha_{12}} = 59.1 \text{ [s]} \quad (9b)$$

$$T_2 = \frac{2\sqrt{h_2^0}}{\alpha_2} = 58.9 \text{ [s]} \quad (9c)$$

3. PROJEKT REGULATORA ŚLIZGOWEGO

Zaprojektowany zostanie regulator ślizgowy do sterowania poziomem wody w układzie połączonych zbiorników, bazujący na nieliniowej powierzchni sterowania. Do wyznaczania regulatora ślizgowego przyjęty został następujący model procesu

$$\dot{x}_1 = f_1(\mathbf{x}) + k_1 u \quad (10a)$$



Rys. 2. Schemat blokowy układu sterowania z zastosowaniem regulatora ślizgowego, gdzie $r(t)$ jest sygnałem odniesienia

$$\dot{x}_2 = f_2(\mathbf{x}) \quad (10b)$$

$$y = x_2 \quad (10c)$$

$$\text{sgn}(s) = \begin{cases} -1 & \text{dla } s < 0 \\ 0 & \text{dla } s = 0 \\ +1 & \text{dla } s > 0 \end{cases} \quad (17)$$

Poziomy słuza wody w zbiornikach h_1 i h_2 są zmiennymi stanu $\mathbf{x} = [x_1, x_2]^T = [h_1, h_2]^T$, k_1 jest wzmocnieniem pompy w punkcie linearyzacji (9), natomiast funkcje nieliniowe f_1 i f_2 opisane są poniższymi wzorami

$$f_1(\mathbf{x}) = -\alpha_{12}\sqrt{x_1 - x_2} \quad (11a)$$

$$f_2(\mathbf{x}) = \alpha_{12}\sqrt{x_1 - x_2} - \alpha_2\sqrt{x_2} \quad (11b)$$

Zadany poziom wody w prawym zbiorniku h_{2z} będzie pożądanym wyjściem z układu.

Powierzchnia ślizgania zostanie wyznaczona w oparciu o zależność zaproponowaną w pracy [12]

$$s(\mathbf{x}, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} e(t) \quad (12)$$

gdzie: $e(t) = h_2(t) - h_{2z}(t)$ jest uchybem regulacji,

λ jest pewną stałą dodatnią,

n jest rzędem układu.

Rozważany układ połączonych zbiorników jest układem drugiego rzędu ($n = 2$) i w tym przypadku powierzchnia sterowania opisana jest wzorem

$$s = \frac{de}{dt} + \lambda e = \dot{h}_2 - \dot{h}_{2z} + \lambda(h_2 - h_{2z}) \quad (13)$$

Po wyznaczeniu pochodnej z równania (13)

$$\dot{s} = \frac{d^2e}{dt^2} + \lambda \frac{de}{dt} = \ddot{h}_2 - \ddot{h}_{2z} + \lambda(\dot{h}_2 - \dot{h}_{2z}) \quad (14)$$

Po przyrównaniu pochodnej powierzchni sterowania do zera ($\dot{s} = 0$), wyznacza się sterowanie równoważne u_{eq} . Całkowite sterowanie ślizgowe wyznacza się ze wzoru

$$u = u_{eq} + u_{sw} \quad (15)$$

gdzie sterowanie przełączające u_{sw} definiowane jest następująco

$$u_{sw} = -K \times \text{sgn}(s) \quad (16)$$

Funkcja signum definiowana jest jako

Pochodne sygnału zadanego (\dot{h}_{2z} , \ddot{h}_{2z}) wyznaczone zostały przy użyciu wzorcowego układu II rzędu o transmitancji:

$$G_z(s) = \frac{H_{2z}(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (18)$$

gdzie: $\zeta = 0.85$, $\omega_n = 0.02$.

Kolejne składniki równania (14) wyznaczane są z następujących zależności

$$\dot{h}_2 = \dot{x}_2 = f_2(\mathbf{x}) = \alpha_{12}\sqrt{x_1 - x_2} - \alpha_2\sqrt{x_2} \quad (19)$$

$$\ddot{h}_2 = \ddot{x}_2 = \frac{\alpha_{12}\dot{x}_1}{2\sqrt{x_1 - x_2}} - \frac{\alpha_{12}\dot{x}_2}{2\sqrt{x_1 - x_2}} - \frac{\alpha_2\dot{x}_2}{2\sqrt{x_2}} \quad (20)$$

Po podstawieniu zależności (19) i (20) do przyrównanego do zera równania (14), uzyskuje się następującą zależność opisującą sterowanie równoważne

$$u_{eq} = \frac{-(B + C)}{A} \quad (21a)$$

gdzie

$$A = \frac{\alpha_{12}\beta\sqrt{u - U_{\min}}}{2\sqrt{x_1 - x_2}} \quad (21b)$$

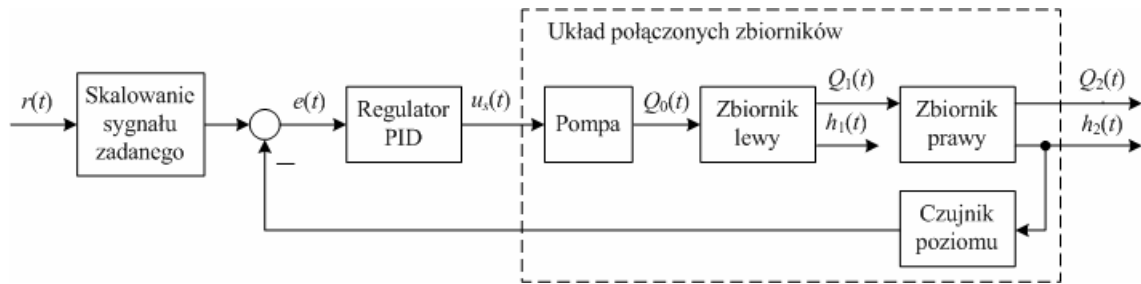
$$B = \frac{\alpha_{12}[f_1(\mathbf{x}) - f_2(\mathbf{x})]}{2\sqrt{x_1 - x_2}} - \frac{\alpha_2 f_2(\mathbf{x})}{2\sqrt{x_2}} \quad (21c)$$

$$C = -\ddot{y}_z + \lambda \times [f_2(\mathbf{x}) - \dot{y}_z] \quad (21d)$$

Jednak zastosowanie sterowania przełączającego wykorzystującego funkcję signum związane jest z występowaniem tzw. chatteringu, który polega na nadmiernym przełączaniu urządzenia wykonawczego, w naprzemienne położenia skrajne. Aby zapobiec temu niepożądanemu zjawisku, w sterowaniu przełączającym zastosowana zostanie funkcja saturation

$$u_{sw} = -K \times \text{sat}(s / \Phi) \quad (22)$$

gdzie: Φ jest warstwą przełączania zmiennej s .



Rys. 3. Struktura badanego układu sterowania z zastosowanym regulatorem PID, gdzie $r(t)$ jest sygnałem zadaniem

Funkcja saturation definiowana jest jako

$$\text{sat}(\phi) = \begin{cases} \text{sgn}(\phi) & \text{dla } |\phi| \geq 1 \\ \phi & \text{dla } |\phi| < 1 \end{cases} \quad (23)$$

Schemat blokowy układu sterowania poziomem wody w układzie połączonych zbiorników, wykorzystujący zaprojektowany w tym podrozdziale regulator ślizgowy, pokazany został na rysunku 2. W układzie tym pomiar poziomu wody odbywa się tylko w prawym zbiorniku, natomiast algorytm regulatora ślizgowego wymaga również znajomości poziomu wody w lewym zbiorniku, dlatego też do estymacji niemierzonego poziomu wody w lewym zbiorniku zastosowany został rozszerzony filtr Kalmana. Zastosowany filtr pełni rolę nie tylko estymatora, ale również dokonuje filtracji szumów pomiarowych, które mają bardzo niekorzystny wpływ na jakość sygnału sterującego.

4. SYNTEZA REGULATORA LINIOWEGO PID

Sterując poziomem wody w prawym zbiorniku przy użyciu regulatora PID w rzeczywistości steruje się układem połączonych zbiorników, gdyż woda dopływa do lewego zbiornika, natomiast woda przepływająca z lewego zbiornika stanowi dopływ do prawego zbiornika. Pomiar wysokości słupa wody dokonywany jest tylko w zbiorniku prawym.

Na rysunku 3 przedstawiony został schemat blokowy układu regulacji, zastosowany do sterowania poziomem wody w prawym zbiorniku. Transmitancję układu połączonych zbiorników otrzymuje się po zastosowaniu przekształcenia operatorowego do zestawu liniowych równań stanu (8)

$$G_2(s) = \frac{H_2(s)}{U_s(s)} = \frac{k_1 T_2}{(1 + sT_{12})(1 + sT_2)} \quad (24)$$

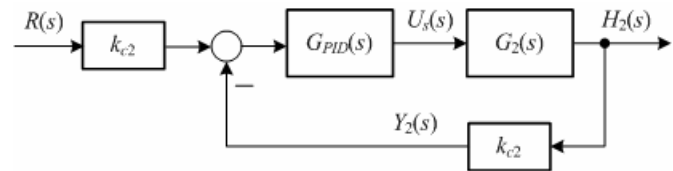
gdzie: k_1 , T_{12} , T_2 są parametrami opisanymi wzorem (9), U_s jest transformatą napięcia sterującego pompą.

Wzmocnienie czujnika w prawym zbiorniku wyznaczone zostanie dla wartości zmierzonych w punkcie linearyzacji (7)

$$k_{c2}(s) = \frac{Y_2(s)}{H_2(s)} = \frac{y_2^0}{h_2^0} \quad (25)$$

gdzie: y_2^0 jest napięciem wyjściowym czujnika, h_2^0 jest poziomem wody w prawym zbiorniku.

Na rysunku 4 przedstawiony został uproszczony schemat blokowy układu regulacji zastosowany do sterowania poziomem wody w prawym zbiorniku.



Rys. 4. Schemat blokowy analizowanego układu sterowania z regulatorem PID

Transmitancja regulatora PID zastosowanego do sterowania poziomem wody w prawym zbiorniku jest następująca

$$G_{PID}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_I} + sT_D \right) = K_p + \frac{K_I}{s} + sK_D \quad (26)$$

Schemat układu z rysunku 4 przekształcony został do bardziej dogodnej do syntezy postaci pokazanej na rysunku 5. Po przeniesieniu bloku o wzmocnieniu k_{c2} do wnętrza pętli sterowania (rys. 5), wyznaczona została transmitancja $G_0(s)$ wynikająca z kaskadowego połączenia wzmocnienia k_{c2} i transmitancji $G_2(s)$, opisanej wzorem (24).

$$G_0(s) = k_{c2} G_2(s) = \frac{ka}{(s+a)(s+b)} \quad (27)$$

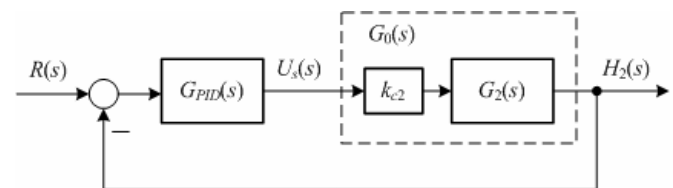
gdzie: $k = k_{c2}k$, $a = 1/T_{12}$, $b = 1/T_2$.

Transmitancja wypadkowa układu pokazanego na rysunku 5 jest następująca

$$T(s) = \frac{H_2(s)}{R(s)} = \frac{G_{PID}(s)G_0(s)}{1 + G_{PID}(s)G_0(s)} \quad (28)$$

Po podstawieniu transmitancji (26) oraz (27) do równania (28) uzyskuje się następującą transmitancję wypadkową

$$T(s) = \frac{akK_p \left(s^2 T_D + s + \frac{1}{T_I} \right)}{s^3 + (a+b+akK_p T_D)s^2 + (ab+akK_p)s + \frac{akK_p}{T_I}} \quad (29)$$



Rys. 5. Schemat blokowy analizowanego układu sterowania do syntezy parametrów regulatora PID

Parametry regulatora PID dobrane zostaną metodą lokowania biegunów w taki sposób, aby rozwiązania równania charakterystycznego transmitancji (29) dla układu pokazanego na rysunku 5, były tożsame z równaniem charakterystycznym następującej funkcji wzorcowej

$$T(s) = \frac{H_2(s)}{R(s)} = \frac{\alpha\omega_n^3}{(s + \alpha\omega_n)(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (30)$$

Do dalszych obliczeń przyjęto $\zeta = 0.7$, $\omega_n = 0.07$, $\alpha = 0.7$.

Z przyrównania współczynników mianowników w równaniach (29) i (30), przy odpowiadających sobie potęgach zmiennej s , uzyskuje się trzy równania z trzema niewiadomymi. Po rozwiązaniu tych równań otrzymuje się następujące wyrażenia, pozwalające na określenie wartości parametrów regulatora PID (26).

$$K_p = \frac{(1 + 2\alpha\zeta)\omega_n^2 - ab}{k} = 12.3 \quad (31a)$$

$$T_I = \frac{(1 + 2\alpha\zeta)\omega_n^2 - ab}{\alpha\omega_n^3} = 39.2 \text{ s} \quad (31b)$$

$$T_D = \frac{\omega_n(\alpha + 2\zeta) - a - b}{(1 + 2\alpha\zeta)\omega_n^2 - ab} = 21.0 \text{ s} \quad (31c)$$

Ze względu na obecność zakłóceń pomiarowych, przy sterowaniu poziomem w prawym zbiorniku w układzie rzeczywistym zastosowany został regulator PID, w którym idealne różniczkowanie sT_D zostało zastąpione przez

$$sK_D \approx \frac{sK_D}{1 + s/N} \quad (32)$$

gdzie $N = 0.1$ jest dzielnikiem wzmocnienia różniczkującego.

5. ROZSZERZONY FILTR KALMANA

Po zastosowaniu zaprojektowanego układu sterowania ślizgowego w komputerowym układzie regulacji, wymagana jest filtracja szumów pomiarowych w sygnale pomierzonym przez czujniki. W tym celu zastosowany został algorytm rozszerzonego filtru Kalmana, bazujący na modelu matematycznym procesu, opisanego zestawem równań (5).

Rozszerzony filtr Kalmana wyprowadzany jest w postaci dyskretnej. W tym celu zlinearyzowany zestaw równań (8), zapisany został w następującej ogólnej postaci macierzowej

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}u(t) \quad (33a)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \quad (33b)$$

gdzie: $\mathbf{x} = [x_1, x_2]^T = [h_1, h_2]^T$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{12}} & 0 \\ \frac{1}{T_{12}} & -\frac{1}{T_2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} k_1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Powyższy zestaw ciągłych równań dynamicznych (33), przekształcający jest do następującej postaci dyskretnej

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{F}\mathbf{x}(k) + \mathbf{G}w(k) \quad (34a)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{H}\mathbf{x}(k) + v(k) \quad (34b)$$

gdzie: \mathbf{F} , \mathbf{G} , \mathbf{H} są wyznaczonymi macierzami dyskretnych równań dynamicznych

Zakłada się, że sygnały $w(k)$ oraz $v(k)$ są o zerowej wartości średniej i nie ma żadnej korelacji pomiędzy tymi sygnałami i macierze kowariancji są następujące

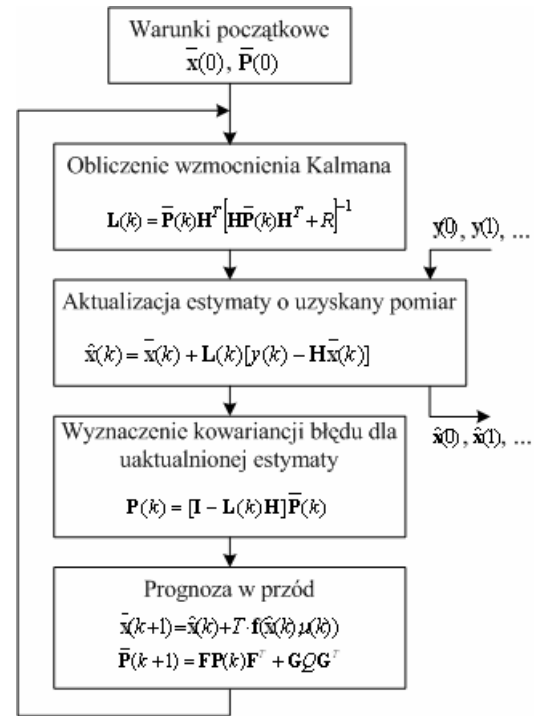
$$E\{w(k)w(i)\} = \begin{cases} Q & i = k \\ 0, & i \neq k \end{cases} \quad (35a)$$

$$E\{v(k)v(i)\} = \begin{cases} R & i = k \\ 0, & i \neq k \end{cases} \quad (35b)$$

$$E\{w(k)v(i)\} = 0 \quad (35c)$$

gdzie: Q , R są wartościami macierzy kowariancji.

Algorytm rozszerzonego filtru Kalmana działa w oparciu o zasadę pokazaną na rysunku 6. Więcej szczegółów dotyczących zasady pracy rozszerzonego filtru Kalmana można znaleźć w pracy [13].



Rys. 6. Algorytm rozszerzonego filtru Kalmana

W bloku 'Prognoza w przód', znajdującym się na samym dole rysunku 6, model matematyczny układu połączonych zbiorników opisany jest poniższym zestawem nieliniowych równań stanu

$$\mathbf{f}(\hat{\mathbf{x}}(k), u(k)) = \begin{bmatrix} -\alpha_{12}\sqrt{\hat{x}_1(k) - \hat{x}_2(k)} + \beta\sqrt{u(k) - U_{\min}} \\ \alpha_{12}\sqrt{\hat{x}_1(k) - \hat{x}_2(k)} - \alpha_2\sqrt{\hat{x}_2(k)} \end{bmatrix} \quad (36)$$

gdzie: \hat{x}_1, \hat{x}_2 są estymowanymi i odfiltrowanymi wartościami zmiennych stanu, będących pomierzonymi poziomami słupa wody.

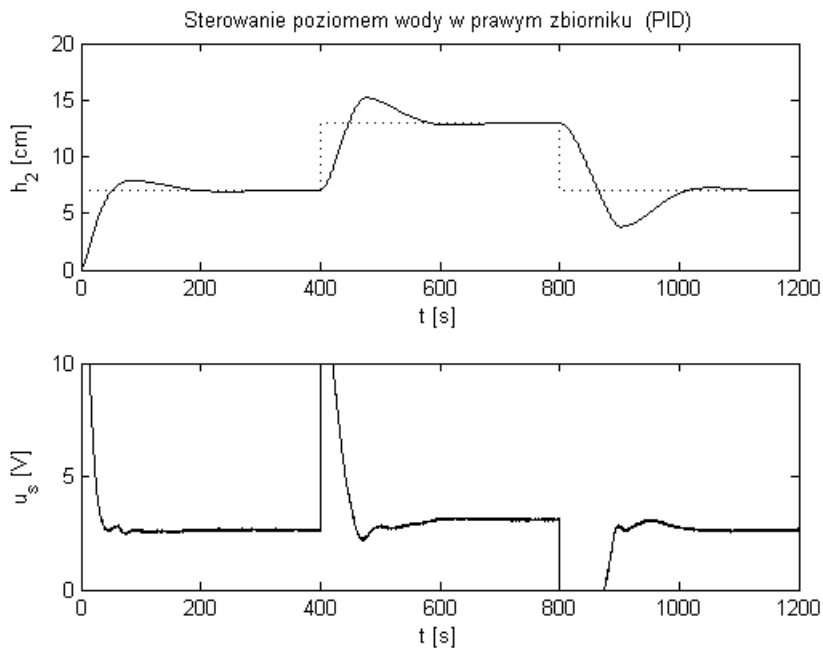
6. BADANIA ZAPROJEKTOWANYCH UKŁADÓW STEROWANIA

W celu dokonania oceny jakości pracy zaprojektowanego regulatora ślizgowego, przeprowadzone zostały badania symulacyjne w środowisku obliczeniowym MATLAB/Simulink. W modelu matematycznym czujników dodatkowo zamodelowane zostały szumy pomiarowe o zerowej wartości średniej i o wariancji równej $\sigma^2 = 10^{-6}$. Zbadane zostały dwie konfiguracje regulatora ślizgowego, pierwsza zawierająca w sterowaniu przełączającą funkcję *signum*, i druga zawierająca w części przełączającej funkcję *saturation*. Dodatkowo, zaprojektowany został układ sterowania z regulatorem typu PID. Wartości nastaw regulatora PID o stałych współczynnikach wyznaczone zostały z wykorzystaniem klasycznej teorii sterowania,

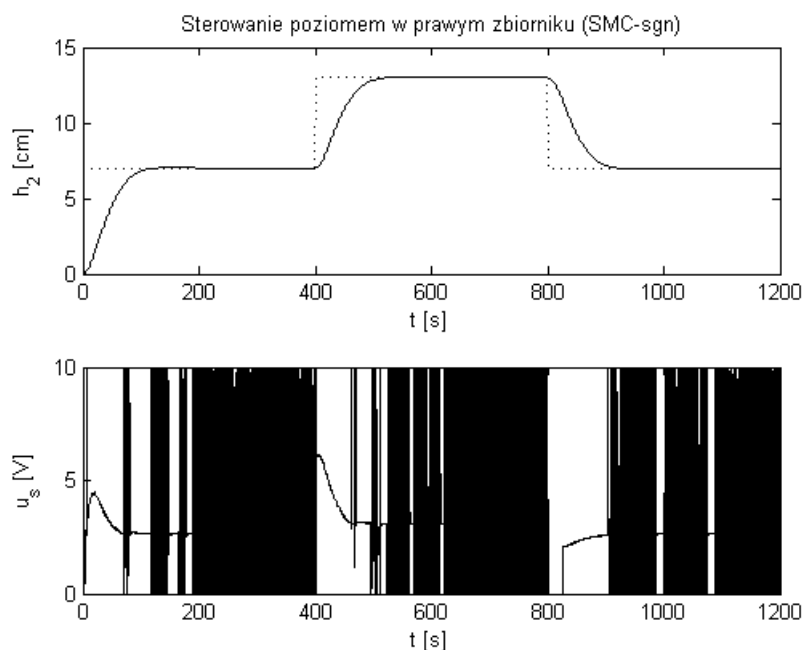
metodą lokowania biegunów. Wartości liczbowe znajdują się we wzorze (31).

Dla każdego z rozważanych układów regulacji przeprowadzona została próba składająca się z trzech przedziałów czasowych stabilizacji poziomu wody w prawym zbiorniku, każdy o czasie trwania 400 s. W chwili załączenia układów regulacji, obydwie zbiorniki były puste. W pierwszym przedziale zadany poziom wody wynosił 7 cm, w drugim 13 cm i w ostatnim, trzecim przedziale ponownie 7 cm.

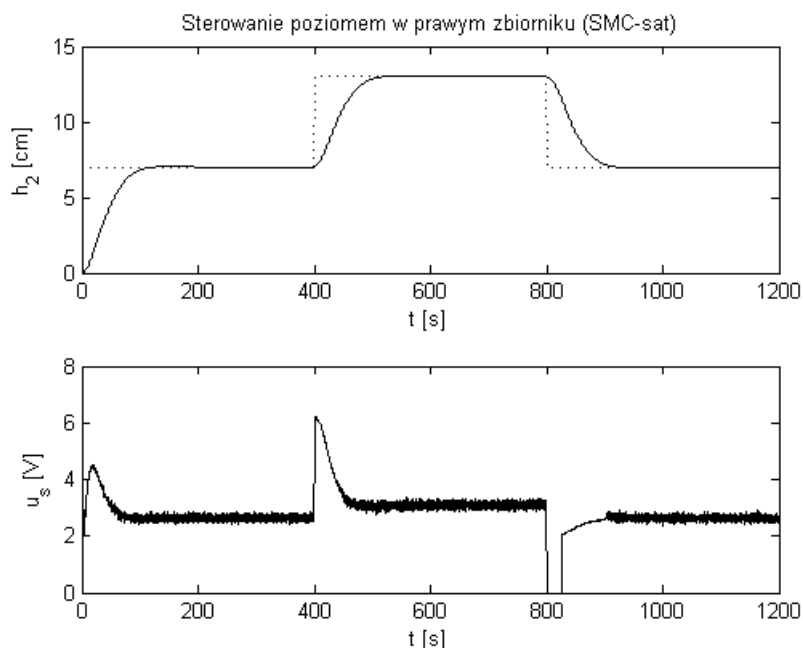
Zarejestrowana próba testowa, dla układu sterowania wykorzystującego regulator PID, pokazana została na rysunku 7, dla układu w którym zastosowany został regulator ślizgowy z funkcją *signum* na rysunku 8, natomiast z funkcją *saturation* na rysunku 9.



Rys. 7. Wyniki sterowania poziomem wody w prawym zbiorniku z użyciem regulatora PID (26)



Rys. 8. Wyniki sterowania poziomem wody w prawym zbiorniku z użyciem regulatora ślizgowego zawierającego funkcję przełączającą *signum* (*sgn*)



Rys. 9. Wyniki sterowania poziomem wody w prawym zbiorniku z użyciem regulatora ślizgowego zawierającego funkcję przełączającą saturation (sat)

Tabela 1. Wskaźniki oceny jakości sterowania uzyskane z wykresów czasowych pokazanych na rysunkach 7, 8 i 9

Typ układu regulacji	Przedział 1 (0 s – 400 s)				Przedział 2 (400 s – 800 s)				Przedział 3 (800 s – 1200 s)			
	M_p	t_R	J_E	J_u	M_p	t_R	J_E	J_u	M_p	t_R	J_E	J_u
	[%]	[s]	[cm]	[V]	[%]	[s]	[cm]	[V]	[%]	[s]	[cm]	[V]
z regulatorem PID	12.4	176.9	2.070	11.55	36.6	268.3	2.490	16.40	53.1	306.6	4.215	5.79
z regulatorem ślizgowym i funkcją przełączającą sign	0.66	104.8	3.540	15.40	0.51	105.8	2.595	21.60	0.73	105.9	2.827	13.75
z regulatorem ślizgowym i funkcją przełączającą sat	0.68	105.0	3.527	7.86	0.59	105.4	2.583	11.41	0.58	106.4	2.839	6.26

Ocena jakości pracy rozważanych układów regulacji polegała na ocenie wskaźników jakości definiowanych na podstawie odpowiedzi skokowej i były to: maksymalne przeregulowanie M_p , czas regulacji t_R mierzony przy strefie dokładności $\Delta = 2\%$. Dodatkowo w każdym przedziale stabilizacji poziomu wody, na podstawie pomierzonych wartości poziomu i sygnału sterującego wyznaczany był funkcjonal

$$J_E = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N e_k^2 \quad J_u = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N u_k^2, \quad (37)$$

gdzie: $e_k = e(k) = h_{zad}(k) - h_2(k)$ jest uchybem regulacji, $u_k = u(k)$ jest sygnałem sterującym pompą, a zarazem wyjściem z regulatora.

Pomiar odbywał się z okresem próbkowania wynoszącym 0.1 s, co dawało $N = 4000$ pomierzonych próbek w każdym odcinku stabilizacji. Uzyskane wyniki parametrów oceny jakości sterowania na poszczególnych przedziałach stabilizacji poziomu wody w dolnym zbiorniku, zawarte są w tabeli 1.

6. WNIOSKI KOŃCOWE

W pracy zamieszczone zostały badania symulacyjne

jakości pracy regulatorów ślizgowych z dwoma funkcjami przełączającymi: signum (sgn) i saturation (sat), w układzie połączonych zbiorników. Uzyskane wyniki sterowania porównane zostały z analogicznymi wynikami otrzymanymi po zastosowaniu klasycznego regulatora PID.

Wyniki przeprowadzonych badań symulacyjnych pozwalają stwierdzić, że po zastosowaniu obydwu regulatorów ślizgowych uzyskuje się zdecydowanie lepsze wyniki związane z dokładnością sterowania poziomem wody w prawym zbiorniku, brak przeregulowania i krótszy czas regulacji, aniżeli w układzie z klasycznym regulatorem PID. Maksymalne przeregulowanie praktycznie sprowadzone zostało do zera, dzięki czemu możliwe jest prowadzenie regulacji w prawym zbiorniku w szerszym zakresie bez obawy, że przeleje się woda w lewym zbiorniku.

W przypadku regulatora ślizgowego z funkcją przełączającą signum (sgn) w sygnale sterującym uwidocznił się tzw. chattering, na tych odcinkach stabilizacji, gdzie uchyb regulacji był bliski lub równy zero. Analizując, wyniki zamieszczone w tabeli 1 widać, że chattering ten uwidocznił się w wyznaczanym funkcjonale J_u , związanym z sygnałem sterującym, gdzie na każdym odcinku stabilizacji jego wartość była największa, spośród badanych regulatorów.

Podsumowując, należy stwierdzić, że najlepsze wyniki sterowania poziomem wody w prawym zbiorniku, z analizowanych trzech regulatorów, uzyskane zostały

z regulatorem ślizgowym wykorzystującym w części przełączającą funkcję saturation.

7. BIBLIOGRAFIA

1. Alam M.T., Charam P., Alam Q., Purwar S.: Sliding Mode Control of Coupled Tanks System: Theory and an Application, *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, Vol. 3, No. 8, 2013, pp. 650-656.
2. Aydin S., Tokat S.: Sliding mode control of a coupled tank system with state varying sliding surface parameter, *Proceedings of International Workshop on Variable Structure Systems*, Antalya, Turkey, 2008, pp. 355-360.
3. Boubakir A., Boudjema F., Boubakir C., Labiod S.: A fuzzy sliding mode controller using nonlinear sliding surface applied to the coupled tanks system, *International Journal of Fuzzy Systems*, Vol. 10, No. 2, 2008, pp. 112-118.
4. Chen, W., Zheng, T., Chen, M., & Li, X.: Improved Nonlinear Model Predictive Control Based on Genetic Algorithm, Chapter 3 in *Advanced Model Predictive Control*, Edited by Tao Zheng, Published by InTech, 2011.
5. Delavari H., Noiey A.R.: Robust intelligent control of coupled tanks, *Proceedings of the 9th WSEAS International Conference on Automatic Control, Modeling and Simulation*, Istanbul, Turkey, 2007, pp. 1-6.
6. Gupta H., Verma O. P.: Intelligent Controller for Coupled Tank System, *International Journal of Advanced Research in Computer Science and Software Engineering*, ISSN: 2277 128X, Vol. 2, No. 4, 2012 pp. 154-157.
7. Hung J. Y., Gao W., Hung and J. C., Variable structure control: A survey, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 40, No.1, 1993, pp. 2-22.
8. Kushwaha P. K., Giri V. K.: PID controllers for water level control of two tank system, *International Journal of Electrical, Electronics & Communication Engineering*, Vol. 3, No 8, 2013, pp. 383-389.
9. Mahmood A.K., Taha H. H.: Design Fuzzy Logic Controller for Liquid Level Control, *International Journal of Emerging Science and Engineering*, Vol. 1, No. 11, 2013, pp. 23-26.
10. Pana H., Wonga H., Kapilaa V., de Queiroz M.S.: Experimental validation of a nonlinear backstepping liquid level controller for a state coupled two tank system, *Control Engineering Practice*, Vol. 13, No. 1, 2005, pp. 27-40.
11. Seng T.L., Khalid M., Yusof R.: Tuning a neuro-fuzzy controller by genetic algorithms with an application to a coupled-tank liquid-level control system, *International Journal of Engineering Application on Artificial Intelligence*, Vol. 11, pp. 517-529.
12. Slotine J. J., Li W.: *Applied Nonlinear Control*, Prentice Hall, 1991.
13. Tomera M., Pozorski K.: Porównanie metod estymacji zmiennych stanu w układzie kaskadowym dwóch zbiorników, *Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej*, Nr 31/2012, ss. 131-138, ISSN 1425-5766.
14. Young K.D., Utkin V.I., Ozguner U., *A Control Engineer's Guide to Sliding Mode Control*, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 7, No. 3, 1999, pp.328-342.

SLIDING MODE CONTROL IN COUPLED TANKS SYSTEM

Key-words: sliding mode control, extended Kalman filter, coupled tank systems

The paper presents a system to control water level using sliding mode. The presented sliding mode control algorithm is based on a non-linear sliding surface of the first order. The drawback of sliding mode control are effects of frequent switching of control signal, what adversely affects the stability and the operation of the actuator, in this case the pump. In order to remove this drawback in the slide control instead of the relay function, the limiting function was applied, introducing a constraining layer on the slide surface, thereby causing chattering. The behavior of the sliding mode control algorithm is very adversely affected by the measurement noises, which were removed using the extended Kalman filter. Evaluation of the work quality of designed sliding mode control was carried out based on the simulation test. Obtained work quality of the designed sliding mode control was compared with the equivalent system containing linear PID controller.

ZMIANA POŁOŻENIA UKŁADU ODWRÓCONEGO WAHADŁA PRZY UŻYCIU STEROWANIA ŚLIZGOWEGO

Mirosław TOMERA

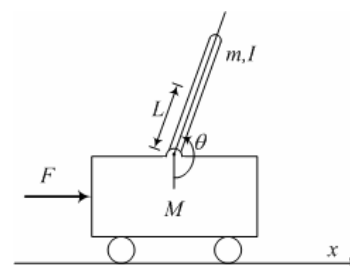
Akademia Morska w Gdyni, Wydział Elektryczny, ul. Morska 83, 81-225 Gdynia
tel: +48 58 690 1471 fax: +48 58 690 1445 e-mail: tomera@am.gdynia.pl

Streszczenie: W referacie przedstawione zostało sterowanie ślizgowe zastosowane do zmiany położenia wózka w układzie odwróconego wahadła. Obiekt sterowania jest nieliniowy, o dwóch stopniach swobody (kąt ustawienia wahadła i pozycja wózka) i jednym wejściu (siła przyłożona do wózka). Zadanie sterowania polega na takim przemieszczaniu położenia wózka, aby wraz z jego zmianami, pręt wahadła balansował w położeniu pionowym i nie przewrócił się. Model matematyczny obiektu składa się z czterech nieliniowych równań stanu. Sterowanie ślizgowe zazwyczaj stosowane jest do obiektów drugiego rzędu, zapisywanych w postaci zmiennych fazowych. Dlatego też w przypadku układu odwróconego wahadła konieczna była dekompozycja problemu i zastosowane zostało dwuwarstwowe sterowanie ślizgowe. W części równoważnej sterowania rozważone zostały regulatory: liniowo-kwadratowy (LQR) i proporcjonalno-całkująco-różniczkujący (PID), które są powszechnie stosowane do sterowania procesami dynamicznymi. Uzyskane układy sterowania ślizgowego są odporne na wpływ działających zakłóceń. Wyniki badań symulacyjnych pokazują efektywność pracy zaproponowanych struktur układów sterowania.

Słowa kluczowe: sterowanie ślizgowe, LQR, odwrócone wahadło.

1. WPROWADZENIE

Układ odwróconego wahadła ma własności nieliniowego modelu czwartego rzędu, jest niestabilny, wielowymiarowy, i może być traktowany jako typowy problem sterowania do analizowania nowoczesnych teorii sterowania. Sterowanie tego typu układami, z użyciem metod klasycznych, jest zadaniem stosunkowo trudnym. Związane jest to głównie z tym, że jest to problem nieliniowy o dwóch stopniach swobody ruchu (kąt ustawienia pręta wahadła i pozycja wózka) i tylko jednym wejściem sterowania [7]. Obecnie stosowane są różne typy układów odwróconych wahadeł: liniowe, obrotowe, z pojedynczym przegubem lub wieloprzegubowe [1]. W niniejszej pracy, do rozważań nad algorytmem sterowania ślizgowego, rozpatrzony został liniowy układ odwróconego wahadła z pojedynczym przegubem, który został schematycznie pokazany na rysunku 1. Pręt przytwierdzony jest do wózka, którego droga poruszania się jest ograniczona, i balansuje pionowo w wyniku siły przykładanej do wózka. Wózek jest jednocześnie przemieszczany do pewnego zadanego położenia na swojej drodze.



Rys. 1. Układ odwróconego wahadła

Celem niniejszej pracy jest zaprezentowanie metody sterowania ślizgowego, zastosowanego do przemieszczania wózka wraz z przytwierdzonym, pionowo balansującym prętem. Główna idea zastosowanego sterowania ślizgowego polega na tym, że sygnał sterujący jest sumą sterowania równoważnego u_{eq} i sterowania przełączającego u_{sw} [2].

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_{sw}(t) \quad (1)$$

Synteza sterowania przełączającego związana jest z zaprojektowaniem stabilnej powierzchni ślizgania, natomiast synteza sterowania równoważnego polega na zaprojektowaniu takiego sterowania, które przeprowadzi stany układu na wybraną powierzchnię ślizgania w skończonym czasie. Sterowanie równoważne zajmuje się kierowaniem dynamiką układu, natomiast sterowanie przełączające usuwa zakłócenia. Jako sterowanie równoważne może zostać wybrany dowolny algorytm, który będzie w stanie śledzić trajektorię zadaną z pewną określoną dokładnością.

Do realizacji sterowania równoważnego wybrane zostały regulatory najczęściej stosowane w praktyce: liniowo-kwadratowy (LQR) i proporcjonalno-całkująco-różniczkujący (PID). Do syntezy parametrów tych regulatorów zastosowany został zlinearyzowany model matematyczny układu odwróconego wahadła. Linearyzacja przeprowadzona została w niestabilnym punkcie pracy, tzn. przy pionowo ustawionym pręcie wahadła, gdyż takiego stanu dotyczy cel sterowania.

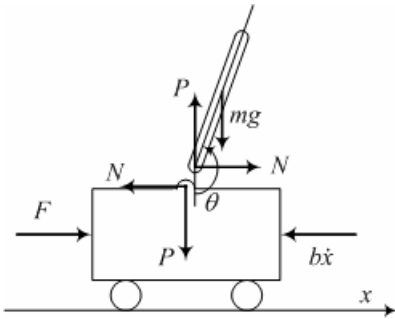
W pracy dokonano porównania pomiędzy uzyskanymi i badanymi strukturami regulatorów ślizgowych zastosowanych do sterowania układem odwróconego wahadła. Dynamika modelu i wymagania projektowe zostały zaczerpnięte ze strony internetowej Uniwersytetu z Michigan [3].

2. MODEL MATEMATYCZNY UKŁADU ODWRÓCONEGO WAHADŁA

Układ odwróconego wahadła składa się z wózka z zamocowanym na przegubie prętem, który schematycznie pokazany został na rysunku 1. Przemieszczanie się wózka o masie M następuje pod wpływem przykładanej do niego siły F , przy czym siła ta musi być tak umiejętnie przykładana aby zamocowane na nim wahadło nie przewróciło się, czyli nie może odchylić się od pionu o więcej niż o kilka stopni.

2.1. Analiza sił oraz równania ruchu

Równania różniczkowe opisujące układ odwróconego wahadła, wyprowadzone zostały dla schematu pokazanego na rysunku 2. W celu dokładniejszej analizy sił działających na obiekt, model wahadła przedstawiony został w postaci dwóch swobodnych brył. Zarówno wózek jak i wahadło mają po jednym stopniu swobody (odpowiednio x i θ). Równania różniczkowe zostaną wyprowadzone w oparciu o drugą zasadę dynamiki Newtona ($F = ma$).



Rys. 2. Ilustracja wahadła w postaci dwóch brył

Dla ruchu wzdłużnego, po zsumowaniu sił działających na bryłę wózka w kierunku poziomym, otrzymuje się następujące równanie ruchu:

$$M \ddot{x} = \sum F_i = F - b\dot{x} - N \quad (2)$$

Dynamika ruchu obrotowego wahadła związana jest z momentami, działającymi skręcająco na pręt wahadła

$$I \ddot{\theta} = \sum \tau_i = -PL \sin \theta - NL \cos \theta \quad (3)$$

Aby dokładnie określić model dynamiki układu odwróconego wahadła, konieczne jest określenie interakcji sił P i N , działających pomiędzy wózkiem i wahadłem. Siły te związane są z przemieszczaniem się środka pręta wahadła w kierunku poziomym x i pionowym y . Dynamika przemieszczania się środka pręta wahadła w kierunku poziomym x , opisana jest wzorem

$$m \ddot{x}_p = N \quad (4)$$

natomiast w kierunku pionowym y

$$m \ddot{y}_p = P - mg \quad (5)$$

Jednakże współrzędne położenia środka pręta wahadła (x_p , y_p) ściśle są powiązane z kątem nachylenia wahadła θ . Dlatego też ich pochodne mogą zostać wyrażone

w zależności od pochodnych kąta θ . Najpierw wyprowadzone zostaną pochodne w osi x

$$x_p = x + L \sin \theta \quad (6)$$

$$\dot{x}_p = \dot{x} + L \dot{\theta} \cos \theta \quad (7)$$

$$\ddot{x}_p = \ddot{x} - L \dot{\theta}^2 \sin \theta + L \ddot{\theta} \cos \theta \quad (8)$$

następnie pochodne w osi y

$$y_p = -L \cos \theta \quad (9)$$

$$\dot{y}_p = L \dot{\theta} \sin \theta \quad (10)$$

$$\ddot{y}_p = L \dot{\theta}^2 \cos \theta + L \ddot{\theta} \sin \theta \quad (11)$$

Podstawiając wyrażenie (8) do zależności (4), otrzymuje się równanie opisujące siłę N

$$N = m(\ddot{x} - L \dot{\theta}^2 \sin \theta + L \ddot{\theta} \cos \theta) \quad (12)$$

natomiast po podstawieniu wyrażenia (11) do równania (5), otrzymuje się zależność na siłę P

$$P = m(L \dot{\theta}^2 \cos \theta + L \ddot{\theta} \sin \theta + g) \quad (13)$$

Równanie opisujące dynamikę ruchu wózka w osi poziomej uzyskuje się po podstawieniu wyrażenia na siłę N , opisaną wzorem (12) do zależności (2)

$$(M + m)\ddot{x} + b\dot{x} + mL \ddot{\theta} \cos \theta - mL \dot{\theta}^2 \sin \theta = F \quad (14)$$

Ostateczne równanie opisujące dynamikę zmian kąta obrotu wahadła uzyskiwane jest przez podstawienie wyprowadzonych zależności na siły N (12) i P (13) do wzoru (3)

$$(I + mL^2)\ddot{\theta} + mgL \sin \theta = -mL\ddot{x} \cos \theta \quad (15)$$

2.2. Nieliniowe równania dynamiczne

W celu zamodelowania w programach symulacyjnych, uzyskanego modelu matematycznego układu odwróconego wahadła, opisanego równaniami (14) i (15), wyprowadzone zostały nieliniowe równania dynamiczne. W pierwszej kolejności z równania (14) wyznaczona została druga pochodna współrzędnej x wózka (\ddot{x}) i uzyskane wyrażenie podstawione zostało do równania (15). W ten sposób uzyskano następujące nieliniowe równanie drugiego rzędu

$$\ddot{\theta} = \frac{- (M + m)mgL \sin \theta - m^2 L^2 \dot{\theta}^2 \sin \theta \cos \theta}{q_1} + \frac{mLb\dot{x} \cos \theta - mL \cos \theta \times F}{q_1} \quad (16)$$

gdzie: $q_1 = I(M+m) + mL^2 + m^2 L^2 \sin^2 \theta$

W podobny sposób uzyskane zostało drugie nieliniowe równanie drugiego rzędu. Z równania (15), wyznaczona została druga pochodna kąta wychylenia wahadła ($\ddot{\theta}$) i uzyskane wyrażenie podstawione zostało do równania (14).

$$\ddot{x} = \frac{-b(I + mL^2)\dot{x} + m^2gL^2 \sin \theta \cos \theta}{q_1} + \frac{mL(I + mL^2)\dot{\theta}^2 \sin \theta + (I + mL^2) \times F}{q_1} \quad (17)$$

gdzie: $q_1 = I(M+m) + mL^2 + m^2L^2 \sin^2 \theta$. Równania (16) i (17) stanowią podstawę do wyprowadzenia nieliniowych równań stanu. W tym celu przyjęto następujący wektor stanu, który reprezentuje położenia i prędkości wahadła oraz wózka.

$$\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T = [\theta \ \dot{\theta} \ x \ \dot{x}]^T \quad (18)$$

Na podstawie równań (16) oraz (17) wyprowadzone zostały nieliniowe równania stanu, opisujące zależności zachodzące pomiędzy wahadłem a wózkiem.

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (19)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{-mgL(M+m) \times \sin x_1 - 0.5m^2L^2 \sin 2x_1 \times x_2^2}{q_2} + \frac{mLb \cos x_1 \times x_4 - mL \cos x_1 \times u}{q_2} \quad (20)$$

$$\dot{x}_3 = x_4 \quad (21)$$

$$\dot{x}_4 = \frac{-b(I + mL^2)x_4 + 0.5m^2gL^2 \sin 2x_1}{q_2} + \frac{(I + mL^2)mLx_2^2 \sin x_1 + (I + mL^2) \times u}{q_2} \quad (22)$$

gdzie: $q_2 = I(M+m) + mL^2 + m^2L^2 \sin^2 x_1$, natomiast $u = F$ jest sterowaniem polegającym na przyłożeniu określonej siły do wózka.

2.3. Równania zlinearyzowane

Liniaryzacja równań stanu pozwala na zapisanie ich w postaci następującego układu macierzowo- wektorowego

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}u(t) \quad (23)$$

$$y(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + Du(t) \quad (24)$$

Liniaryzacja nieliniowych równań różniczkowych (19)-(22) dokonana została wokół punktu równowagi wahadła $\theta = \pi$. W tym celu z powyższych, nieliniowych równań stanu usunięte zostały składniki zawierające zmienne stanu występujące w kwadratach, natomiast funkcje

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{mgL(M+m)}{I(M+m) + MmL^2} & 0 & 0 & \frac{-mLb}{I(M+m) + MmL^2} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{m^2gL^2}{I(M+m) + MmL^2} & 0 & 0 & \frac{-(I + mL^2)b}{I(M+m) + MmL^2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ mL \\ I(M+m) + MmL^2 \\ 0 \\ I + mL^2 \\ I(M+m) + MmL^2 \end{bmatrix} \times u \quad (25)$$

trygonometryczne zastąpione zostały funkcjami liniowymi w następujący sposób: $\sin \theta \approx -\theta$, $\cos \theta \approx -1$, $\sin 2\theta = 2 \sin \theta \cos \theta \approx 2\theta$. Uzyskane w ten sposób liniowe równania stanu zapisano w postaci macierzowej (25). Takiej samej liniaryzacji poddane zostały pojedyncze równania różniczkowe opisujące model matematyczny układu odwróconego wahadła opisane wzorami (13) i (14). W tym przypadku uzyskane zostały następujące równania zlinearyzowane

$$(I + mL^2)\ddot{\theta} - mgL\theta = mL\ddot{x} \quad (26)$$

$$(M + m)\ddot{x} + b\dot{x} - mL\ddot{\theta} = u \quad (27)$$

2.4. Transmitancje operatorowe

W oparciu o zlinearyzowane równania (26) i (27) wyznaczone zostały transmitancje operatorowe opisujące zależności pomiędzy przyłożoną siłą wzdłużną do wózka F , a zmianą jego współrzędnych położenia x i zmianą kąta wychylenia wahadła θ . W pierwszej kolejności zlinearyzowane równania (26) i (27) poddane zostały przekształceniu operatorowemu Laplace'a

$$(I + mL^2)s^2\theta(s) - mgL\theta(s) = mLs^2X(s) \quad (28)$$

$$(M + m)s^2X(s) + bsX(s) - mLs^2\theta(s) = U(s) \quad (29)$$

Po wyznaczeniu $X(s)$ z równania (29) i podstawieniu uzyskanej zależności do równania (28) uzyskano pierwszą transmitancję

$$\frac{\theta(s)}{U(s)} = \frac{\frac{mL}{q_3}s}{s^3 + \frac{b(I + mL^2)}{q_3}s^2 - \frac{mgL(M+m)}{q_3}s - \frac{mgLb}{q_3}} \quad (30)$$

gdzie: $q_3 = I(M+m) + mL^2$. W podobny sposób uzyskana została druga transmitancja opisująca zależność pomiędzy siłą wzdłużną przyłożoną do wózka, a zmianą jego położenia. W tym celu z równania (28) wyznaczona została zależność na $\theta(s)$ i podstawiona do równania (29)

$$\frac{X(s)}{U(s)} = \frac{\frac{I + mL^2}{q_3}s^2 - \frac{mgL}{q_3}}{s^4 + \frac{b(I + mL^2)}{q_3}s^3 - \frac{mgL(M+m)}{q_3}s^2 - \frac{mgLb}{q_3}s} \quad (31)$$

gdzie: $q_3 = I(M+m) + mL^2$. W dalszych obliczeniach wykorzystane zostały wartości parametrów układu odwróconego wahadła uzyskane ze strony internetowej [3] i parametry te znajdują się w tabelicy 1.

Tablica 1. Wartości parametrów układu odwróconego wahadła

Zmienna	Parametr	Wartość	Jednostka
M	Masa wózka	0.5	kg
m	Masa wahadła	0.2	kg
b	Współczynnik tarcia	0.1	N/m/s
L	Długość wahadła	0.3	m
I	Bezwładność wahadła	0.006	kgm ²
g	Przyśpieszenie ziemskie	9.81	m/s ²

3. REGULATORY NOMINALNE

W podrozdziale tym przedstawiona została synteza regulatorów nominalnych, wypracowujących równoważną część składową sygnału sterującego u_{eq} , dla projektowanego regulatora ślizgowego działającego w oparciu o wzór (1).

3.1. Regulator LQR

W literaturze można znaleźć różne metody wykorzystane do sterowania układem odwróconego wahadła. W tym podrozdziale opisany zostanie regulator LQR (Linear Quadratic Regulator). Do wyznaczenia wzmacnień regulatora LQR

$$u_{eq}(t) = -\mathbf{K}\mathbf{x}(t) \quad (32)$$

pozwalającego na przemieszanie wózka przy utrzymywaniu pionowego położenia pręta wahadła (Rys. 3), przyjęto następujący model matematyczny układu odwróconego wahadła:

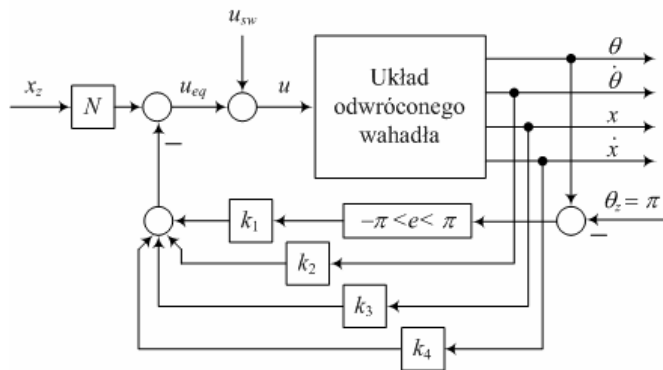
$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{x}_3(t) \\ \dot{x}_4(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 31.2136 & 0 & 0 & -0.4545 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 2.6755 & 0 & 0 & -0.1818 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 4.5455 \\ 0 \\ 1.1882 \end{bmatrix} u(t) \quad (33)$$

$$y(t) = [0 \ 0 \ 1 \ 0] \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \end{bmatrix} + 0 u(t) \quad (34)$$

Problem regulatora LQR rozwiązywany jest przy następujących założeniach [5]:

1. Wszystkie stany $\mathbf{x}(t)$ są dostępne, tzn. że są mierzone przez czujniki;
2. Układ jest sterowalny i obserwowalny.

W celu sprawdzenia sterowalności i obserwowalności zastosowane zostały funkcje Matlabu `obsv(A,C)` i `ctrb(A,B)`. Wyniki tych badań wypadły pozytywnie. Regulator LQR zaliczany jest do tzw. sterowania optymalnego i wyznaczany jest w oparciu o liniowe równania dynamiczne oraz kwadratowy wskaźnik jakości, zapisywany w postaci następującej funkcji



Rys. 3. Schemat blokowy regulatora LQR, wyznaczającego sterowanie równoważne

$$J = \int_0^{\infty} \mathbf{x}^T(t)\mathbf{Q}\mathbf{x}(t) + \mathbf{u}^T(t)\mathbf{R}\mathbf{u}(t)dt \quad (35)$$

gdzie $\mathbf{Q}=\mathbf{Q}^T$ oraz $\mathbf{R}=\mathbf{R}^T$ są parametrami wazącymi sygnały zmiennych stanu oraz sygnałów sterujących i zarazem stroją regulator. W oparciu o posiadane liniowe równania dynamiczne wyznacza się macierz wzmacnień regulatora LQR

$$\mathbf{K} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{S} \quad (36)$$

która pozwala na minimalizację kwadratowego wskaźnika jakości (35). Macierz \mathbf{S} wyznaczana jest w wyniku rozwiązania algebraicznego równania Riccati'ego

$$\mathbf{S}\mathbf{A} + \mathbf{A}^T\mathbf{S} + \mathbf{Q} - \mathbf{P}\mathbf{B}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{S} = 0 \quad (37)$$

Proces minimalizacji kwadratowego wskaźnika jakości (35) obejmuje rozwiązanie równania Riccati'ego, które to zadanie może zostać wykonane przy użyciu funkcji `lqr` znajdującej się w Matlabie ($\mathbf{K} = \text{lqr}(\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{Q}, \mathbf{R})$). Wartości parametrów macierzy \mathbf{Q} i \mathbf{R} zostały wyznaczone przy użyciu reguły Bryson'a ([6], strona 493)

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 40 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3.6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 6.25 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 16 \end{bmatrix}, \quad R = 1 \quad (38)$$

Zastosowanie funkcji Matlabu `lqr` pozwoliło na wyznaczenie następujących wartości parametrów regulatora

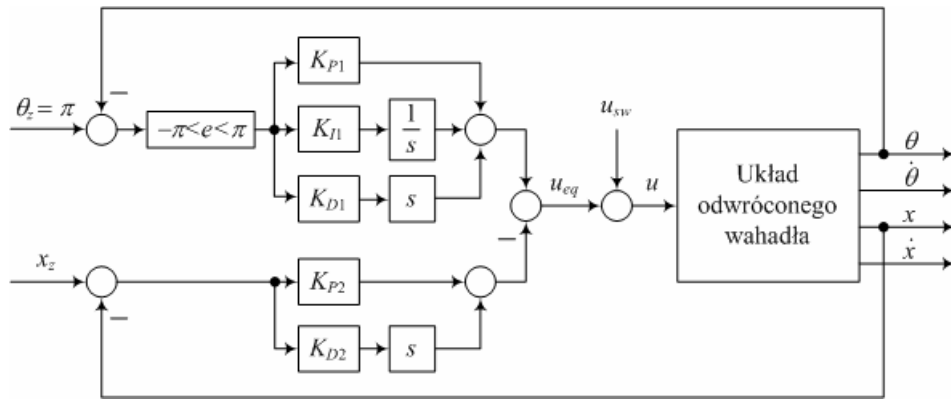
$$\mathbf{K} = [34.1735 \ 6.7443 \ -2.5 \ -5.5706]^T \quad (39)$$

Dodatkowo jeszcze wyznaczone zostało wzmacnienie skalujące sygnał zadany położenia wózka, w oparciu o następujące wzory

$$\begin{bmatrix} \mathbf{N}_x \\ \mathbf{N}_u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (40)$$

$$N = N_u + \mathbf{K}\mathbf{N}_x = -2.5 \quad (41)$$

Zaprojektowany układ sterowania został zamodelowany w Simulinku w układzie pokazanym na rysunku 3. Blok oznaczony jako 'Układ odwróconego wahadła' zawiera model matematyczny obiektu opisany równaniami (19)-(22).



Rys. 4. Schemat blokowy regulatora PID-PD, wyznaczającego sterowanie równoważne

3.2. Regulator PID-PD

Możliwe jest uzyskanie sterowania położeniem wózka w układzie odwróconego wahadła z wykorzystaniem regulatorów typu PID. Wyjściowy sygnał sterujący regulatora typu PID jest zazwyczaj wyznaczany na podstawie różnicy pomiędzy wartością zadaną i pomierzoną wartością wyjściową. W przypadku układu odwróconego wahadła istnieje konieczność stabilizacji pionowego położenia pręta wahadła θ i zadanego położenia wózka x , do którego na przegubie przytwierdzony jest pręt. Spełnienie tych wymagań wiąże się z zastosowaniem dwóch oddzielnych regulatorów typu PID, po jednym dla każdej wartości zadanej, co zostało pokazane na rysunku 4, gdzie K_p , K_I oraz K_D są odpowiednio wzmocnieniami: proporcjonalnym (P), całkującym (I) i różniczkującym (D).

Do stabilizacji pionowego położenia wahadła, zastosowany został regulator PID o transmitancji

$$G_{PID}(s) = K_{p1} + \frac{K_{I1}}{s} + sK_{D1} = \frac{K_{D1}s^2 + K_{p1}s + K_{I1}}{s} \quad (42)$$

Synteza wartości parametrów tego regulatora przeprowadzona została z wykorzystaniem linii pierwiastkowych i transmitancji opisanej wzorem (30). W tym celu transmitancja regulatora (42) została przekształcona do postaci opisanej wzorem (43)

$$G_{PID}(s) = k \frac{(s-z_1)(s-z_2)}{s} = \frac{ks^2 - k(z_1+z_2)s + kz_1z_2}{s} \quad (43)$$

Wymagania nałożone na projektowaną odpowiedź skokową były następujące: maksymalne przeregulowanie ($M_P < 5\%$), czas regulacji ($t_R < 2$ s). Z porównania współczynników w licznikach wzorów (42) i (43) wyznaczone zostały wartości parametrów regulatora PID służącego do stabilizacji pionowego położenia pręta wahadła $K_{p1} = 22$, $K_{I1} = 18$ oraz $K_{D1} = 4$.

Dobór parametrów regulatora PD do stabilizacji położenia wózka x

$$G_{PD}(s) = K_{p2} + sK_{D2} \quad (44)$$

przeprowadzony został ręcznie w Simulinku, metodą prób i doświadczeń, na modelu nieliniowym. W tym przypadku okazało się, że dynamika modelu liniowego, opisanego transmitancją (31) bardzo mocno odbiegała od dynamiki modelu nieliniowego (17) w tym torze i nie powiodła się synteza znanymi metodami analitycznymi. W wyniku strojenia ręcznego przyjęte zostały następujące wartości

parametrów regulatora PD: $K_{p2} = 2$, $K_{D2} = 1$. Po sprawdzeniu stabilności transmitancji wypadkowej układu regulacji w torze x , składającej się z regulatora PD (44) i transmitancji (31) okazało się, że jeden biegun znajduje się w prawej półpłaszczyźnie co sugerowałoby, że zaprojektowany układ regulacji nie powinien pracować stabilnie. Jednak w badaniach symulacyjnych wykazana została poprawna praca regulatora PD z dobranymi parametrami, który zapewniał stabilne przemieszczanie położenia wózka w układzie odwróconego wahadła.

4. REGULATOR PRZEŁĄCZAJĄCY

W podrozdziale tym przedstawiona została synteza sterowania przełączającego u_{eq} , będąca nieliniową częścią składową, projektowanego regulatora ślizgowego, działającego w oparciu o wzór (1). Sterowanie przełączające zazwyczaj stosowane jest w układach nieliniowych drugiego rzędu, które w przestrzeni stanów są zapisywane w następującej postaci kanonicznej

$$\dot{x}_1(t) = x_2(t) \quad (45a)$$

$$\dot{x}_2(t) = f(\mathbf{x}(t)) + b(\mathbf{x}(t)) \times u(t) \quad (45b)$$

$$y(t) = x_1(t) \quad (45c)$$

gdzie $\mathbf{x} = [x_1, x_2]^T$ jest wektorem stanu, $f(\mathbf{x})$ oraz $b(\mathbf{x})$ są funkcjami nieliniowymi, u jest sterowaniem.

Jednakże, model matematyczny układu odwróconego wahadła składa się z czterech równań, które w postaci ogólnej można zapisać następująco

$$\dot{x}_1(t) = x_2(t) \quad (46a)$$

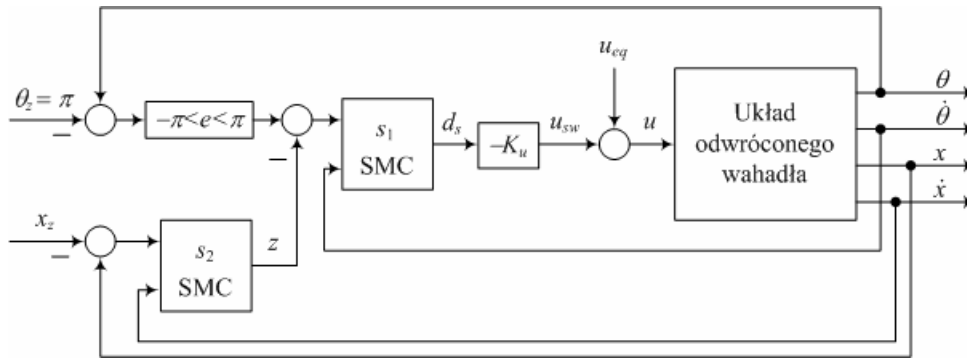
$$\dot{x}_2(t) = f_1(\mathbf{x}(t)) + b_1(\mathbf{x}(t)) \times u(t) \quad (46b)$$

$$\dot{x}_3(t) = x_4(t) \quad (46c)$$

$$\dot{x}_4(t) = f_2(\mathbf{x}(t)) + b_2(\mathbf{x}(t)) \times u(t) \quad (46d)$$

gdzie $\mathbf{x} = [x_1, x_2, x_3, x_4]^T$ jest wektorem stanu, $f_1(\mathbf{x})$, $f_2(\mathbf{x})$ oraz $b_1(\mathbf{x})$, $b_2(\mathbf{x})$ są funkcjami nieliniowymi, natomiast u jest sterowaniem.

W podrozdziale tym wykorzystana zostanie idea "odległości ze znakiem", wyprowadzona w pracy [4] (rozdział 3, strona 337).



Rys. 5. Schemat blokowy sterowania przełączającego, wykorzystujący dwuwarstwową powierzchnię ślizgania

Dla równania (46) zostaną zdefiniowane dwie linie przełączania

$$s_1 = c_1(x_1 - z) + x_2 \quad (47)$$

$$s_2 = c_2 x_3 + x_4 \quad (48)$$

gdzie: $x_1 = \theta - \theta_z$, $x_2 = \dot{\theta}$, $x_3 = x - x_z$, $x_4 = \dot{x}$. Celem sterowania jest przeprowadzanie stanu układu do początkowego punktu równowagi. Zmienne linii przełączania s_1 i s_2 są stopniowo redukowane do zera, w tym samym czasie, przez zmienną pośrednią z .

W równaniu (47) z jest wartością wyprowadzaną z s_2 , według następującej zależności

$$z = Z_u \text{sat}(s_2 / \Phi) \quad (49)$$

Φ jest warstwą przełączania zmiennej s_2 , natomiast definicja funkcji $\text{sat}(\cdot)$ jest następująca

$$\text{sat}(\phi) = \begin{cases} -1 & \text{dla } \phi \leq -1 \\ \phi & \text{dla } |\phi| < 1 \\ 1 & \text{dla } \phi \geq 1 \end{cases} \quad (50)$$

Sygnał wyjściowy regulatora przełączającego u_{sw} wyznaczany jest w oparciu o poniższy wzór

$$u_{sw} = -K_u d_s = -K_u \frac{s_1}{\sqrt{1 + c_1^2}} \quad (51)$$

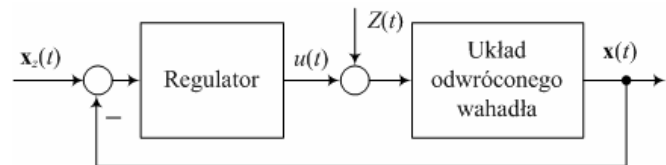
Zaproponowana struktura regulatora przełączającego u_{sw} , wykorzystana do sterowania położeniem wózka w układzie odwróconego wahadła, przedstawiona została na rysunku 5.

W wyniku przeprowadzonych badań symulacyjnych dobrane zostały parametry regulatora przełączającego $c_1 = 0.5$, $c_2 = 5$, $\Phi = 0.5$, $Z_u = 1$, $K_u = 2$.

5. BADANIA ZAPROJEKTOWANYCH UKŁADÓW STEROWANIA ŚLIZGOWEGO

Złożenie regulatora nominalnego, pokazanego na rysunku 3 lub 4 oraz regulatora przełączającego pokazanego na rysunku 5, daje w efekcie projektowany regulator ślizgowy. Badania zaprojektowanych regulatorów przeprowadzone zostały w środowisku obliczeniowym Matlab/Simulink, w układzie sterowania przedstawionym na rysunku 6 i obejmowały dwa przypadki: (a) brak zakłóceń $Z(t) = 0$; (b) obecność zakłóceń stałych $Z(t) = 0.2\Delta(t)$,

oddziałujących na wózek równolegle z siłą sterującą $u(t)$. Analizowana próba testowa obejmowała zmianę położenia



Rys. 6. Schemat blokowy zaprojektowanych układów sterowania

wózka o 1 metr i rozpatrzone zostały cztery typy regulatorów: (a) regulator LQR bez włączonej części przełączającej (LQR); (b) regulator LQR z włączoną częścią przełączającą (LQR+SMC); (c) regulator PID-PD bez włączonej części przełączającej (PID-PD); (d) regulator PID-PD z włączoną częścią przełączającą (PID-PD+SMC). Z regulatorem ślizgowym ma się do czynienia wówczas gdy włączona jest część przełączająca. Uzyskane wyniki sterowania przy braku zakłóceń przedstawione zostały na rysunku 7, natomiast w obecności zakłóceń pokazane zostały na rysunku 8. Zmienne wykreślone na tych rysunkach (7 i 8) zarejestrowane zostały co 0.01 sekundy, uzyskując w ten sposób $N = 1500$ pomierzonych próbek w badanym odcinku stabilizacji.

Ocena jakości pracy rozważanych układów regulacji polegała na ocenie wskaźników jakości definiowanych na podstawie odpowiedzi skokowej i były to: maksymalne przeregulowanie M_p , czas regulacji t_R mierzony przy strefie dokładności $\Delta = 2\%$. Dodatkowo na podstawie zarejestrowanych wartości współrzędnej położenia wózka i sygnału sterującego wyznaczone zostały następujące funkcjonaly:

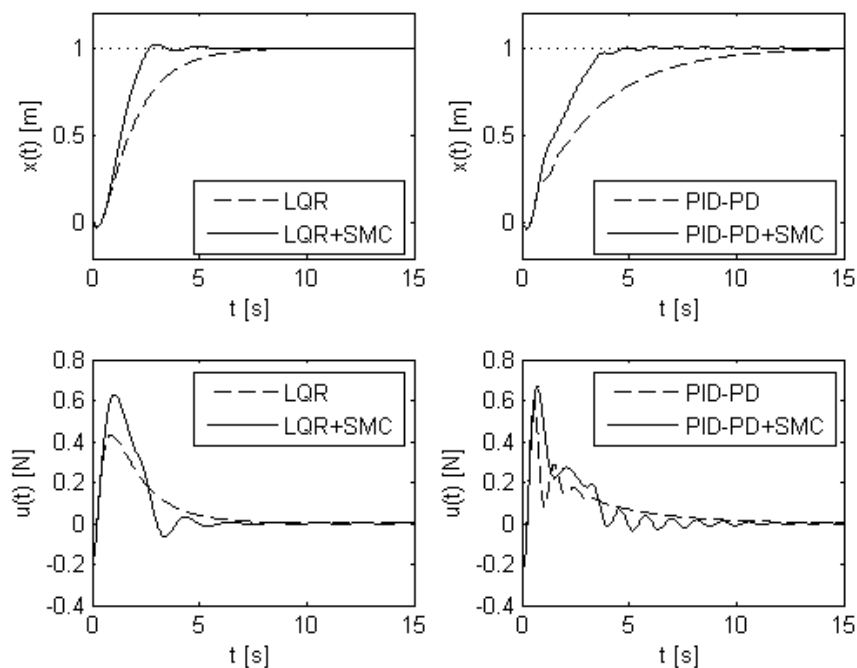
$$J_E = \sum_{k=1}^N |e(k)| \quad J_u = \sum_{k=1}^N |u(k)|, \quad (52)$$

gdzie: $e(k) = x_{zad}(k) - x(k)$ jest uchybem regulacji, natomiast $u(k)$ siłą przykładaną do wózka. Wskaźniki jakości wyznaczone dla prób testowych bez zakłóceń znajdują się w tabelicy 2, natomiast z zakłóceniem w tabelicy 3.

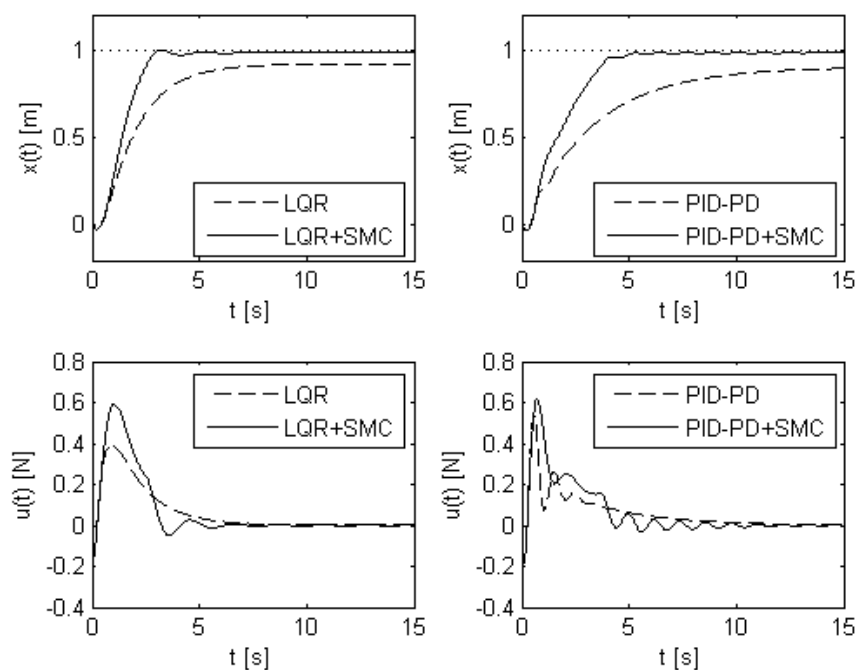
W badaniach przeprowadzonych w układzie sterowania bez zakłóceń, w próbach przeprowadzonych z dowolnym regulatorem, uchyb w stanie ustalonym był równy zero ($e_u = 0$). Przy czym włączenie części przełączającej do dowolnego regulatora nominalnego (LQR lub PID-PD) spowodowało skrócenie czasu regulacji. Po dodaniu zakłócenia o stałej wartości wyniki badań układu sterowania z regulatorami nominalnymi charakteryzowały się

niezerowym uchybem w stanie ustalonym. Włączenie części przełączającej pozwalało na zredukowanie uchybu w stanie

ustalonym bardzo blisko zera.



Rys. 7. Porównanie wyników sterowania położeniem układu odwróconego wahadła, przy braku zakłóceń



Rys. 8. Porównanie wyników sterowania położeniem układu odwróconego wahadła, w obecności zakłóceń

Analizując wyniki zawarte w tablicach 2 i 3, widać że najkrótszy czas regulacji (t_R) i najmniejszy całkowity wskaźnik jakości (J_E) związany z dokładnością sterowania, uzyskany został dla regulatora ślizgowego w którym część nominalną reprezentował regulator LQR.

6. WNIOSKI KOŃCOWE

W rozważanej pracy zamieszczone zostało wyprowadzenie modelu matematycznego układu odwróconego wahadła, zarówno w postaci nieliniowych

równań różniczkowych opisujących dynamikę wózka i pręta wahadła, jak również wyprowadzenie nieliniowych równań dynamicznych i ich linearyzacja. W oparciu o model zlinearyzowany wyprowadzone zostały dwie transmitancje operatorowe, pierwsza dla zmian kąta ustawienia wahadła, natomiast druga dla zmian położenia wózka, obydwie pod wpływem siły przyłożonej do wózka układu odwróconego wahadła. Uzyskane nieliniowe równania dynamiczne zamodelowane zostały w Simulinku.

Tablica 2. Wskaźniki oceny jakości sterowania uzyskane z wykresów czasowych pokazanych na rysunku 7 (bez zakłóceń)

Typ układu regulacji	M_p	t_R	J_E	J_u	e_u
	[%]	[s]	[-]	[-]	[-]
LQR	0	6.81	219.2	104.3	0
LQR + SMC	2.1	3.08	144.5	114.2	0
PID-PD	0	11.36	331.3	105.9	0
PID-PD + SMC	0.5	4.48	176.8	116.6	0

Tablica 3. Wskaźniki oceny jakości sterowania uzyskane z wykresów czasowych pokazanych na rysunku 8 (z zakłóceniami)

Typ układu regulacji	M_p	t_R	J_E	J_u	e_u
	[%]	[s]	[-]	[-]	[-]
LQR	0	6.81	321.7	95.9	0.08
LQR + SMC	1.69	2.79	171.0	110.3	0.02
PID-PD	0	11.36	448.8	95.3	0.11
PID-PD + SMC	0.36	4.84	210.8	113.0	0.02

W oparciu o zlinearyzowane równania dynamiczne zaprojektowany został pierwszy regulator nominalny którym był regulator liniowy LQR. Drugim regulatorem nominalnym był regulator PID-PD, składający się z połączenia równoległego: regulatora PID do stabilizacji pionowego położenia pręta wahadła i regulatora PD do stabilizacji położenia wózka. Synteza regulatora PID dokonana została z wykorzystaniem transmitancji dla tego toru i z zastosowaniem linii pierwiastkowych. Parametry regulatora PD zostały dobrane ręcznie.

Wyznaczenie części przełączającej wymagało dekompozycji powierzchni ślizgania do dwóch warstw, każda z nich zastosowana została do oddzielnego toru. Pierwsza warstwa do stabilizacji toru związanego z położeniem wahadła, natomiast druga do stabilizacji położenia wózka.

W pracy zamieszczone zostały badania regulatora ślizgowego zastosowanego do sterowania pozycją wózka

w układzie odwróconego wahadła. Badane były dwie konfiguracje regulatora ślizgowego, w pierwszej z nich regulatorem nominalnym był regulator LQR, natomiast w drugim PID-PD. Uzyskane wyniki badań porównane zostały z równoważnymi wynikami otrzymanymi z zastosowaniem regulatorów nominalnych będących częścią składową regulatorów ślizgowych.

Wyniki przeprowadzonych badań pozwalają stwierdzić, że zastosowanie regulatora ślizgowego pozwala na uzyskanie lepszych wyników sterowania, aniżeli zastosowanie samego regulatora LQR lub układu regulatorów PID-PD. W układzie regulacji z regulatorem ślizgowym z częścią nominalną LQR uzyskano najlepsze wyniki, zarówno w przypadku braku zakłóceń jak i ich obecności uchyb był zawsze prawie równy zero, jak również czas regulacji (t_R) był najkrótszy.

7. BIBLIOGRAFIA

1. Banrejee A., Nigam M.J.: Designing of Proportional Sliding Mode Controller for Linear one Stage Inverted Pendulum, Power Engineering and Electrical Engineering, Vol. 9, No. 2, pp. 84-89, 2011.
2. Bhavsar P., Kumar V.: Trajectory Tracking of Linear Inverted Pendulum using Integral Sliding Mode Control, Intelligent Systems and Applications, Vol. 6, pp. 31-38, 2012.
3. Carnegie Mellon, University of Michigan, (<http://www.engin.umich.edu/group/ctm>)
4. Chen S.-Y., Yu F.-M., Chung H.-Y.: Decoupled fuzzy controller design with single-input fuzzy logic, Fuzzy Sets and Systems, Vol. 129, No. 3, pp. 335-342, 2002.
5. Eide R., Egelid P.M., Stamso A., Karimi H.R.: LQG Control Design for Balancing an Inverted Pendulum Mobile Robot, Intelligent Control and Automation, Vol. 2, pp. 160-166, 2011.
6. Franklin G.F., Powell D.J., Emami-Naeini A.: Feedback Control of Dynamic Systems, 5th edition, Pearson Prentice Hall, 2006.
7. Nasir A.N.K., Raja Ismail R.M.T., Ahmad M.A.: Performance Comparison between Sliding Mode Control (SMC) and PD-PID Controllers for a Nonlinear Inverted Pendulum System, World Academy of Science, Engineering and Technology, Vol. 46, pp. 358-363, 2010.

POSITION CHANGING OF INVERTED PENDULUM SYSTEM USING A SLIDING MODE CONTROL

Key-words: sliding mode control, LQR, inverted pendulum.

The paper presents sliding mode control, which was used to change the position of the cart in the inverted pendulum system. The plant of control is non-linear, with two degrees of freedom (the angle of the pendulum and the position of the cart) and one input (force applied to the cart). The task is to control the movement of the cart position to get along with his changes, balancing the pendulum rod in the upright position. The mathematical model of the object consists of four nonlinear equations of state. Sliding mode control is normally applied to the second-order systems, presented in the canonical form. Therefore, in the case of an inverted pendulum system, the decomposition of the problem was necessary and two-layer sliding mode control was applied. In the equivalent part of the control, two controllers were considered: linear quadratic regulator (LQR) and Proportional-Integral-Derivative (PID), which are commonly used to control dynamic processes. The resulting sliding mode control systems are robust to the influence of disturbance input. The results of simulation studies show the effectiveness of the work of the proposed structures of control systems.

STEROWANIE KASKADOWE POZIOMEM WODY W UKŁADZIE DWÓCH ZBIORNIKÓW

Mirosław TOMERA¹, Krzysztof KULA²

1. Akademia Morska w Gdyni, Wydział Elektryczny, ul. Morska 83, 81-225 Gdynia
tel: +48 58 690 1471 fax: +48 58 690 1445 e-mail: tomera@am.gdynia.pl
2. Akademia Morska w Gdyni, Wydział Elektryczny, ul. Morska 83, 81-225 Gdynia
tel: +48 58 690 1471 fax: +48 58 690 1445 e-mail: kskula@am.gdynia.pl

Streszczenie: W pracy przedstawiono układ sterowania poziomem wody w układzie dwóch zbiorników o swobodnym wypływie. Do sterowania poziomem wody w dolnym zbiorniku, zastosowany został kaskadowy układ regulacji. Dla porównania uzyskanej jakości sterowania, dodatkowo przeprowadzone zostały badania w układzie z jedną pętlą sprzężenia zwrotnego z zastosowaniem regulatora PID oraz nieliniowego regulatora z modelem wewnętrznym (NIMC). W celu przetestowania opracowanego oprogramowania w środowisku MATLAB/Simulink przeprowadzone zostały wstępne badania układów sterowania a następnie wykonano próby w układzie rzeczywistym, gdzie przygotowywane algorytmy zostały zaimplementowane w mikrokontrolerze sygnałowym TMS320F28335.

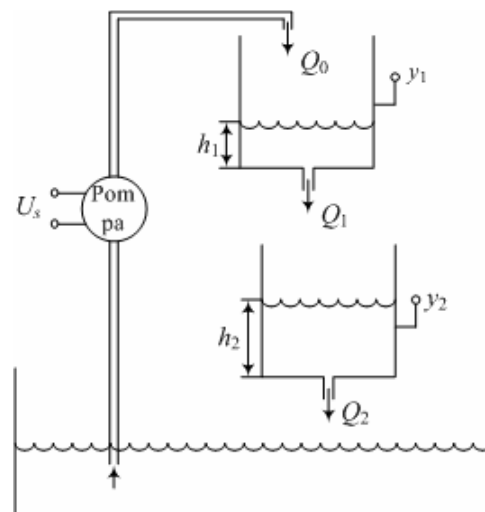
Słowa kluczowe: układ regulacji kaskadowej, regulator PID, regulator IMC, mikrokontroler sygnałowy.

1. WPROWADZENIE

Przedstawiony, schematycznie na rysunku 1, układ kaskadowy dwóch zbiorników stanowi obiekt wykorzystywany w dydaktyce, pozwalający na nauczanie metod projektowania różnych rodzajów algorytmów sterowania stosowanych w praktyce. Dwa zbiorniki zawieszono kaskadowo pozwalają na użycie dowolnych algorytmów sterowania do regulacji poziomem wody w zbiornikach: dolnym lub górnym. Zaprojektowane algorytmy sterowania implementowane są w systemie mikroprocesorowym zbudowanym w oparciu o mikrokontroler sygnałowy TMS320F28335 [1].

Przedstawione w pracy algorytmy zastosowane zostały do sterowania poziomem wody w dolnym zbiorniku. Do zaimplementowania algorytmów sterowania w urządzeniu cyfrowym, wykorzystana została metoda emulacji, która polega na tym, że najpierw sterowanie opracowywane jest w dziedzinie czasu ciągłego, a następnie wyznaczony algorytm sterowania poddawany jest dyskretyzacji.

Badania obejmowały zastosowanie do sterowania poziomem wody, układu sterowania kaskadowego składającego się z dwóch pętli sprzężenia zwrotnego oraz dwóch regulatorów PI i P. Kolejne metody obejmowały zastosowanie regulatora PID z pojedynczą pętlą sprzężenia zwrotnego oraz regulatora z nieliniowym modelem wewnętrznym NIMC [3].



Rys. 1. Schemat układu kaskadowego dwóch zbiorników

2. MODEL MATEMATYCZNY OBIEKTU

Szczegóły związane z dokładnym, nieliniowym modelem matematycznym, odwzorowującym układ kaskadowy dwóch zbiorników wraz z pompą i czujnikami poziomu (rys. 1), przedstawione zostały w pracy [1]. Na rysunku 2 znajduje się model matematyczny układu kaskadowego dwóch zbiorników, przedstawiony w postaci schematu blokowego, zawierający dodatkowo blok filtracji i obliczania pomierzonych poziomów wody i wzmocnienie korygujące charakterystykę pompy k_{corr} .

Projektowane układy regulacji opierają się na liniowych modelach matematycznych obiektu. Modele te wyznaczone zostały eksperymentalnie, na podstawie pojedynczej odpowiedzi skokowej zarejestrowanej na obiekcie rzeczywistym i zapisane w postaci transmitancji. W tym celu na wejście pompy, poprzedzonej wzmocnieniem korygującym charakterystykę pompy, podane zostało stałe napięcie o wartości 3 V i zarejestrowane zostały przebiegi poziomu wody w zbiorniku górnym $h_1(t)$ i dolnym $h_2(t)$. Pozwoliło to na wyznaczenie dwóch transmitancji: pierwszej opisującej dynamikę zmian pomiędzy transformacjami: sygnału sterującego $U(s)$ i poziomu wody $H_1(s)$ w górnym zbiorniku

w postaci następującego równania różnicowego rekurencyjnego

$$u(k) = u(k-1) + q_{01}e(k) + q_{11}e(k-1) \quad (14)$$

$$q_{01} = K_{Pe} \left(1 + \frac{T_p}{2T_{le}}\right) \quad (15)$$

$$q_{11} = -K_{Pe} \left(1 - \frac{T_p}{2T_{le}}\right) \quad (16)$$

gdzie: $u(k)$ sygnał sterujący w k -tej próbkce,
 T_p okres próbkowania.

3.2. Synteza regulatora PID

Na rysunku 4 przedstawiony został uproszczony schemat blokowy modelu układu regulacji, zastosowany do sterowania poziomem wody w dolnym zbiorniku z użyciem regulatora PID. Transmittancja wypadkowa obiektu opisana jest wzorem (2). Do sterowania poziomem w dolnym zbiorniku zastosowany został regulator PID o transmittancji

$$G_{PID}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_I} + sT_D\right) \quad (17)$$

Transmittancja wypadkowa układu pokazanego na rysunku 4 opisana jest wzorem (18)

$$T(s) = \frac{\frac{kK_p}{T_1T_2} \left(s^2T_D + s + \frac{1}{T_I}\right)}{s^3 + \frac{T_1+T_2+kK_pT_D}{T_1T_2}s^2 + \frac{1+kK_p}{T_1T_2}s + \frac{kK_p}{T_1T_2T_I}} \quad (18)$$

gdzie: $k = k_1k_2$.

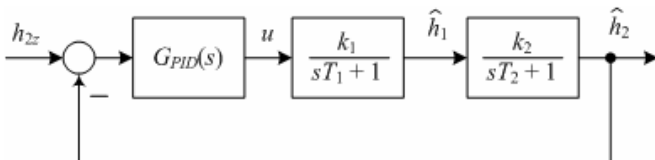
Z porównania współczynników mianowników transmittancji opisanej wzorem (4) i transmittancji wypadkowej projektowanego układu (18), uzyskuje się następujące zależności, pozwalające na wyznaczenie wartości parametrów regulatora PID (17)

$$s^2: \frac{T_1+T_2+kK_pT_D}{T_1T_2} = (2\zeta + \alpha)\omega_n \quad (19)$$

$$s^1: \frac{1+kK_p}{T_1T_2} = (1+2\zeta\alpha)\omega_n^2 \quad (20)$$

$$s^0: \frac{kK_p}{T_1T_2T_I} = \alpha\omega_n^3 \quad (21)$$

Uzyskany układ trzech równań (19)-(21), pozwala na wyznaczenie poszukiwanych wartości parametrów regulatora PID, wykorzystanego w układzie sterowania poziomem wody w dolnym zbiorniku.



Rys. 4. Model matematyczny układu sterowania z regulatorem PID

$$K_p = \frac{T_1T_2(1+2\zeta\alpha)\omega_n^2 - 1}{k} = 9.14 \quad (22)$$

$$T_I = \frac{kK_p}{\alpha\omega_n^3T_1T_2} = 66.1 \text{ s} \quad (23)$$

$$T_D = \frac{T_1T_2(2\zeta + \alpha)\omega_n - T_1 - T_2}{kK_p} = 18.6 \text{ s} \quad (24)$$

W celu zaimplementowania regulatora PID (17) w systemie mikroprocesorowym, został on przekonwertowany do postaci dyskretnej i zapisany w postaci następującego równania różnicowego rekurencyjnego [2]

$$u(k) = u(k-1) + q_{02}e(k) + q_{12}e(k-1) + q_{22}e(k-2) \quad (25)$$

$$q_{02} = K_p \left(1 + \frac{T_p}{2T_I} + \frac{T_D}{T_p}\right) \quad (26)$$

$$q_{12} = -K_p \left(1 - \frac{T_p}{2T_I} + 2\frac{T_D}{T_p}\right) \quad (27)$$

$$q_{22} = K_p \frac{T_D}{T_p} \quad (28)$$

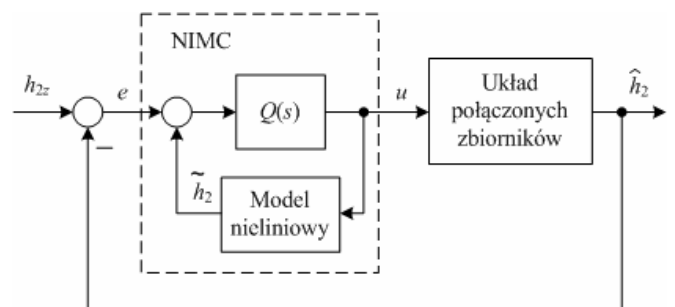
gdzie: $u(k)$ jest sygnałem sterującym,
 T_p jest okresem próbkowania.

3.3. Synteza regulatora NIMC

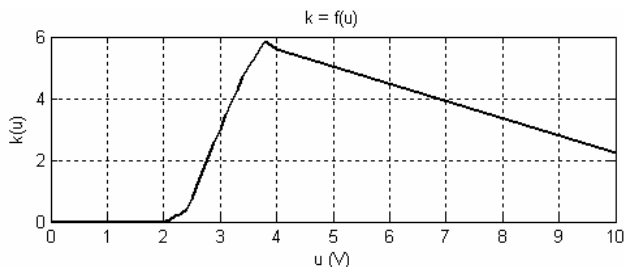
Jeżeli w układzie regulacji z obiektem nieliniowym zmienia się punkt pracy, możliwe jest zastosowanie regulatora z modelem wewnętrznym pod warunkiem, że zostanie on zaadaptowany do tego typu warunków. Jednym ze sposobów rozszerzenia stosowalności układu IMC (rys. 5) do obiektów nieliniowych jest utworzenie modelu nieliniowego M oraz jego inwersja przy wykorzystaniu sprzężenia zwrotnego [3]. Synteza regulatora NIMC obejmuje następujące kroki:

- identyfikacja modelu nieliniowego obiektu,
- inwersja modelu nieliniowego,
- dobór stałej czasowej filtru.

Model nieliniowy obiektu M przedstawiony został jako szeregowe połączenie części nieliniowej, którą stanowi zależność wzmacnienia statycznego w funkcji sygnału sterującego $k=f(u)$ oraz części liniowej opisanej przy pomocy transmittancji operatorowej Laplace'a dla wybranego punktu pracy. Parametry modelu obiektu, przy sygnale wejściowym równym 3.12 V, opisanego



Rys. 5. Schemat blokowy układu regulacji z nieliniowym modelem wewnętrznym



Rys. 6. Wzmocnienie statyczne układu dwóch zbiorników połączonych kaskadowo

transmitancją (2), określono metodą graficzną opracowaną do wyznaczania modelu Kupfmüllera, uzyskując następujące wartości: $k = 3.53$, $T_1 = 14$ s, $T_2 = 102$ s. Zależność wzmocnienia statycznego obiektu od poziomu sygnału sterującego przedstawiona została na rysunku 6.

W układach liniowych tzw. transmitancję projektową, w skład której wchodzi model odwrotny, wyznaczyć można z zależności

$$Q(s) = F(s) \times M_{odw}(s) \quad (29)$$

gdzie: $M_{odw}(s)$ jest transmitancją modelu odwrotnego obiektu $F(s)$ jest transmitancją filtra pozwalająca spełnić warunek aby $Q(s)$ była transmitancją właściwą

Przy tworzeniu modelu odwrotnego zastosowano układ ze sprzężeniem zwrotnym [3], którego strukturę przedstawiono na rysunku 7. Współczynnik p_0 jest stałą wyznaczaną z zależności

$$p_0 = \frac{1}{\lim_{s \rightarrow \infty} Q(s)} \quad (30)$$

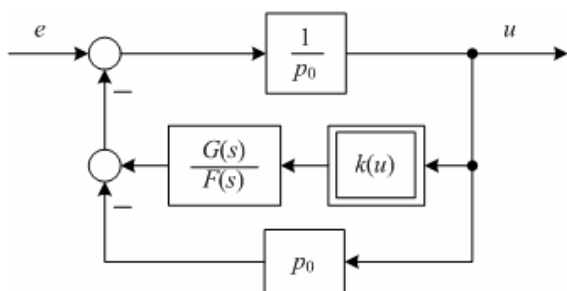
natomiast $F(s)$ jest transmitancją filtra

$$F(s) = \frac{1}{(1 + \beta s)^n} \quad (31)$$

gdzie: n – rząd filtra,

β – dobieralny parametr (stała czasowa).

Wraz ze zmianą punktu pracy zmienia się nie tylko wzmocnienie statyczne k lecz również stałe czasowe T_1 i T_2 . Nie jest konieczne uwzględnianie tych zmian w modelu, jednak stanowią one pewne utrudnienie w procesie projektowania regulatora NIMC śledzącego zmiany wartości zadanej, gdyż dobór tego parametru filtra (31) dokonywany jest w pewnej relacji do wypadkowej stałej czasowej obiektu T . Wskazane jest aby $\beta > 0.2T$. Jeżeli jednak parametrowi β nadamy zbyt dużą wartość, to układ regulacji



Rys. 7. Schemat blokowy regulatora NIMC

będzie wprawdzie bardziej odporny, ale osiągnięty czas regulacji t_R ulegnie wydłużeniu.

4. WYNIKI BADAŃ ZAPROJEKTOWANYCH UKŁADÓW STEROWANIA

W celu dokonania porównania jakości pracy zaprojektowanych regulatorów, przeprowadzone zostały badania symulacyjne w środowisku obliczeniowym MATLAB/Simulink, które następnie zostały zweryfikowane na obiekcie rzeczywistym w układzie kaskadowym dwóch zbiorników. Badania symulacyjne miały przede wszystkim za zadanie przygotowanie kodów źródłowych programów zapisanych w języku programowania C, opisujących zaprojektowane algorytmy sterowania, które następnie były implementowane w procesorze sygnałowym.

Dyskretyzacja zaprojektowanych algorytmów ciągłych na postać dyskretną przeprowadzona została z okresem próbkowania wynoszącym $T_p = 5$ s.

Sygnały pomierzone przez czujniki poziomu wymagały filtracji w celu wyeliminowania z nich szumów pomiarowych. W każdym torze pomiarowym zastosowany został filtr dolnoprzepustowy opisany transmitancją

$$G_f(s) = \frac{Y_f(s)}{U_f(s)} = \frac{1}{s^2 + \sqrt{2}s + 1} \quad (32)$$

który został zapisany w postaci następującego zestawu równań dynamicznych

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{1f}(t) \\ \dot{x}_{2f}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & \sqrt{2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x_{1f}(t) \\ x_{2f}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \times u_f(t) \quad (33)$$

$$y_f(t) = [1 \quad 0] \times \begin{bmatrix} x_{1f}(t) \\ x_{2f}(t) \end{bmatrix} \quad (34)$$

Powyższy filtr całkowany był w procesorze sygnałowym metodą Rungego-Kutty IV rzędu z krokiem całkowania $T = 0.01$ [s].

Aby uzyskać czas regulacji t_R krótszy niż 160 s, stała czasowa filtra β w regulatorze IMC, szacowana na podstawie zależności $\beta < t_R/5.83$ powinna być mniejsza niż 27.5 s. Jednak, aby zapewnić układowi sterowania większą odporność przyjęto wartość $\beta = 30$ s. Współczynnik p_0 wyznaczony ze wzoru (30) jest równy 1.587.

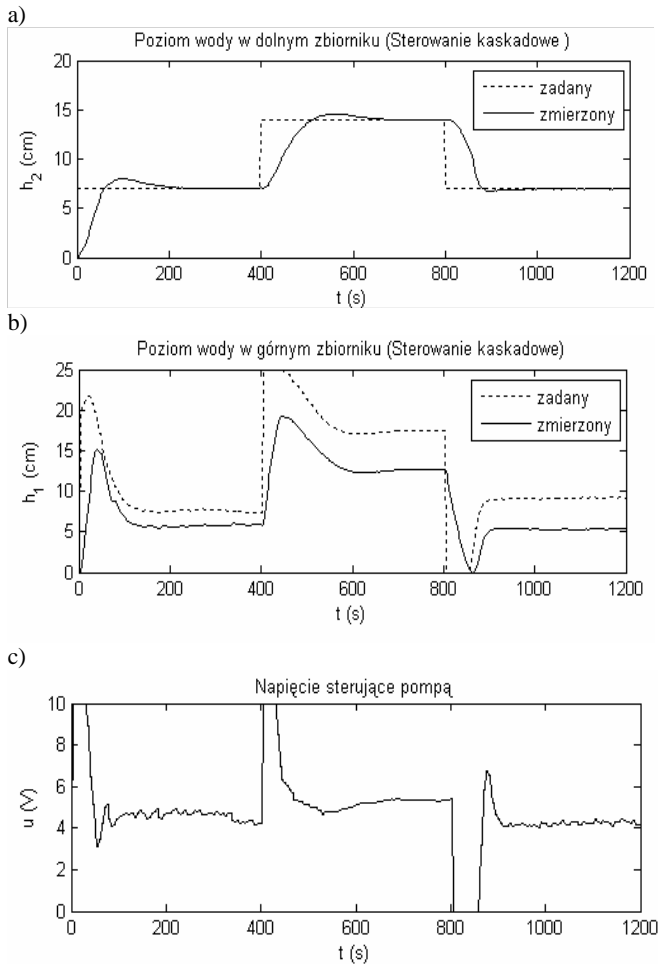
Na rysunkach 8 i 9 przedstawione zostały próby testowe zarejestrowane w układzie rzeczywistym dla układów sterowania wykorzystujących: regulator kaskadowy (rys. 8) i regulator cyfrowy PID (rys. 9). Na rysunku 10 przedstawiono badania symulacyjne układu z regulatorem IMC, niestety dla tego regulatora nie powiodła się implementacja algorytmu w procesorze sygnałowym.

Ocena jakości pracy rozważanych układów regulacji polegała na ocenie wskaźników jakości definiowanych na podstawie odpowiedzi skokowej i były to: maksymalne przeregulowanie M_p , czas regulacji t_R mierzony przy strefie dokładności $\Delta = 2\%$. Dodatkowo na każdym odcinku stabilizacji poziomu, na podstawie pomierzonych wartości poziomu i sygnału sterującego wyznaczane były następujące funkcjonalny (35)

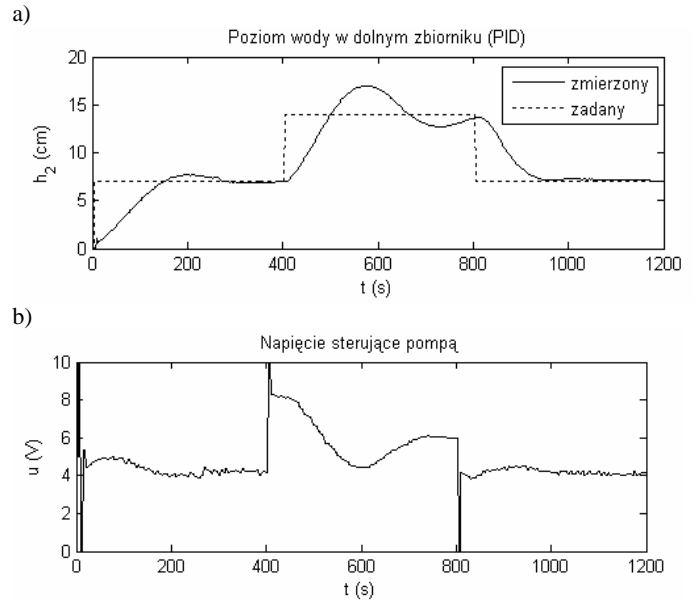
$$J_E = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |e(k)| \quad \text{oraz} \quad J_u = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |u(k)|, \quad (35)$$

gdzie: $e(k)=h_{zad}(k)-h_2(k)$ – uchyb regulacji, $u(k)$ – sygnał sterujący pompą a zarazem wyjście z regulatora.

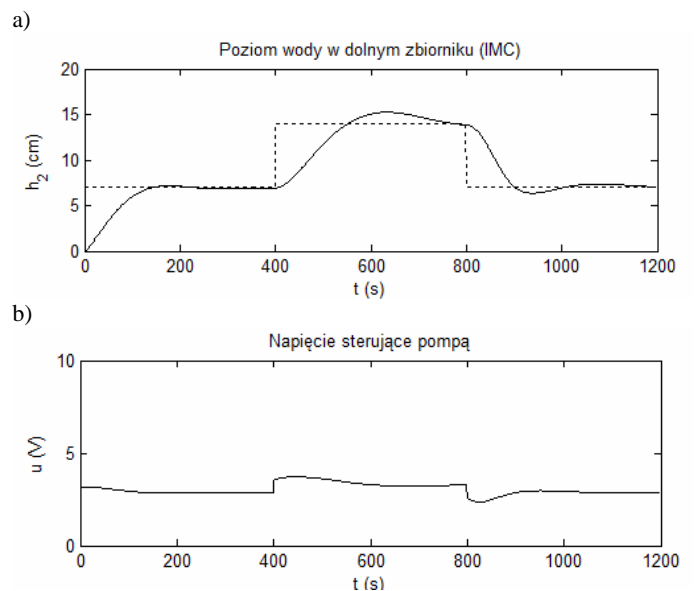
Zmienne wykreślone na rysunkach 8 i 9, zmierzone zostały co 2,5 sekundy, uzyskując w ten sposób $N = 160$ pomierzonych próbek w każdym odcinku stabilizacji.



Rys. 8. Wyniki sterowania poziomem wody w dolnym zbiorniku z użyciem układu sterowania kaskadowego, zarejestrowane w układzie rzeczywistym



Rys. 9. Wyniki sterowania poziomem wody w dolnym zbiorniku z użyciem regulatora cyfrowego PID, zarejestrowane w układzie rzeczywistym



Rys. 10. Wyniki badań symulacyjnych sterowania poziomem wody w dolnym zbiorniku uzyskane z użyciem nieliniowego regulatora NIMC

Tabela 1. Wskaźniki oceny jakości sterowania uzyskane z wykresów czasowych pokazanych na rysunkach 8 i 9

Typ układu regulacji	Przedział 1 (0 s – 400 s)				Przedział 2 (400 s – 800 s)				Przedział 3 (800 s – 1200 s)			
	M_p [%]	t_R [s]	J_E [cm]	J_u [V]	M_p [%]	t_R [s]	J_E [cm]	J_u [V]	M_p [%]	t_R [s]	J_E [cm]	J_u [V]
z kaskadowym układem sterowania	14,9	212,5	0,826	5,028	8,2	245,0	1,083	5,647	3,8	135,0	0,987	3,723
z regulatorem cyfrowym PID	10,1	360,0	1,559	4,320	42,6	–	2,027	6,022	0,6	372,5	1,277	4,160

Tabela 2. Wskaźniki oceny jakości sterowania uzyskane z wykresów czasowych pokazanych na rysunku 10

Typ układu regulacji	Przedział 1 (0 s – 400 s)				Przedział 2 (400 s – 800 s)				Przedział 3 (800 s – 1200 s)			
	M_p [%]	t_R [s]	J_E [cm]	J_u [V]	M_p [%]	t_R [s]	J_E [cm]	J_u [V]	M_p [%]	t_R [s]	J_E [cm]	J_u [V]
z regulatorem IMC	2,3	346,0	1,092	2,919	18,8	357,0	1,835	3,404	10,7	371,0	1,188	2,812

Uzyskane wyniki parametrów oceny jakości sterowania w poszczególnych przedziałach stabilizacji poziomu wody w dolnym zbiorniku, zawarte zostały w tabeli 1. Zmienne wykreślone na rysunku 10 zarejestrowane zostały co sekundę i wyniki parametrów oceny jakości sterowania w poszczególnych przedziałach stabilizacji poziomu wody w dolnym zbiorniku, zawarte zostały w tabeli 2.

5. WNIOSKI KOŃCOWE

W niniejszej pracy zaprojektowane i przebadane zostały trzy układy regulacji, wykorzystane do sterowania poziomem wody w dolnym zbiorniku przy wykorzystaniu mini kontrolera sygnałowego. Układ regulacji kaskadowej wymagał pomiaru poziomu wody w obydwu zbiornikach, natomiast w układach z regulatorami PID i IMC pomiar poziomu wody przeprowadzony został tylko w dolnym zbiorniku. Dokonana ocena jakości pozwala stwierdzić, że w regulacji kaskadowej, mimo iż dynamika obu pętli jest do siebie zbliżona, udało się uzyskać poprawę jakości sterowania względem układów PID oraz IMC, gdzie występują większe przeregulowania i dłuższe czasy regulacji na każdym rozważanym odcinku stabilizacji poziomu zadanego.

Podsumowując, w układzie kaskadowym dwóch zbiorników lepszą jakość sterowania uzyskuje się wykorzystując, regulator posiadający informacje o poziomach wody w obydwu zbiornikach.

6. BIBLIOGRAFIA

1. Tomera M., Kęska J., Kasprowicz A.: Sterowanie poziomem wody w kaskadzie dwóch zbiorników przy użyciu mikrokontrolera TMS320F28335, *Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej*, Nr 30/2011, s. 123-132, ISSN 1425-5766.
2. Tomera M., Talaśka M.: Porównanie jakości pracy regulatorów stanu i PID w układzie kaskadowym dwóch zbiorników, *Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej*, Nr 31/2012, s. 139-146, ISSN 1425-5766.
3. Ching Y. T., An Internal Model Control Approach to the Design of Yaw-Rate-Control Ship-Steering Autopilot, *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, Vol.24, No 4, October 1999.

CASCADE CONTROL OF WATER LEVEL IN TWO TANKS SYSTEM

Key-words: cascade control system, PID controller, internal model controller (IMC), digital signal processor

The paper presents a control system of the water level in the system of two tanks with free flow. In order to solve the problem of accurate control of the water level in the lower tank cascade control system was used. In order to evaluate the results of the cascade control, additional tests were carried out in internal model and one loop PID control system. Setting of controllers were determined using the direct synthesis method. Preliminary studies of control systems were conducted in MATLAB/Simulink environment to test prepared software. Final tests were performed in a real time system, where the designed control algorithms were programmed in the digital signal processor TMS320F28335. To compare the control performance of used cascade control system.

AUTOMATED SYSTEM FOR FLUCTUATION ENHANCED GAS SENSING

Maciej TRAWKA, Janusz SMULKO, Lech HASSE

Gdansk University of Technology, Faculty of Electronics, Telecommunications and Informatics
Department of Metrology and Optoelectronics, G. Narutowicza Str. 11/12, 80-233 Gdansk, Poland
tel: 58 347 18 84 fax: 58 348 63 73 e-mail: maciejtr@gmail.com

Abstract: Resistance gas sensors exhibit random phenomena (resistance noise) which can be utilized to improve gas sensitivity and selectivity. That new emerging technique has to be investigated to recognize optimal parameters for gas detection. It means that a measurement system has to have ability of numerous parameters adjustment (e.g., sampling frequency, heater voltage, polarization current, voltage noise amplification). That fact induced design of a new setup which limits a number of external power sources and reduces time of gas sensors characterization. The newly prepared system comprises two digitally controlled voltage and current sources, and a control unit to select polarization current of the investigated gas sensor. The system is controlled by the dedicated PC software used for data acquisition and communication. The system allows characterizing of prototype gas sensors having a very high resistance, up to tens of $M\Omega$. Additionally, the measured sensors can be irradiated by the UV diode to induce photocatalytic effect influencing their gas sensing properties. All these operation have been automated. An every action is automatically logged and state of the system is visualized using windows PC environment. Output files are batch-processed by means of commercial software, such as MATLAB®. Additionally, some exemplary results of recent experimental data for selected gas sensors, such as their noise spectra at various sensors temperatures has been presented.

Keywords: gas sensors, fluctuation-enhanced sensing, automation.

1. INTRODUCTION

Resistance gas sensors are used in many everyday situations. The most popular applications of such sensors are breathalyzers, CO/CO₂ alarms, flue gas analyzers integrated with car engines, environmental parameters monitoring systems and many more. Although the technology and properties of gas sensors are known, however the main disadvantages of currently used sensors are their insufficient selectivity and high energy consumption. Typically, a gas sensor can respond to more than one chemical substance and it is often impossible to distinguish, what substance is currently present in the sensor environment. Moreover, the high current consuming is caused by using the heater, which is necessary, because currently used commercial gas sensors have to operate with high temperatures, often above 100 Celsius degrees.

To improve a gas sensor selectivity it is possible to measure the noise signal (fluctuation of sensor DC resistance) on its terminals. The power spectral density of the signal

allows better to distinguish gases in the sensor ambient and to measure chemical compounds using only one sensor [1-4]. Additionally, it can be proposed a significant reduction of sensor energy consuming by means of utilization light waves instead of or in addition to heat. This technique has been implemented for new prototype gas sensors, consisting of, for example, WO₃, TiO₂ or another layers. An example of such a WO₃ gas sensor is presented in Figure 1.

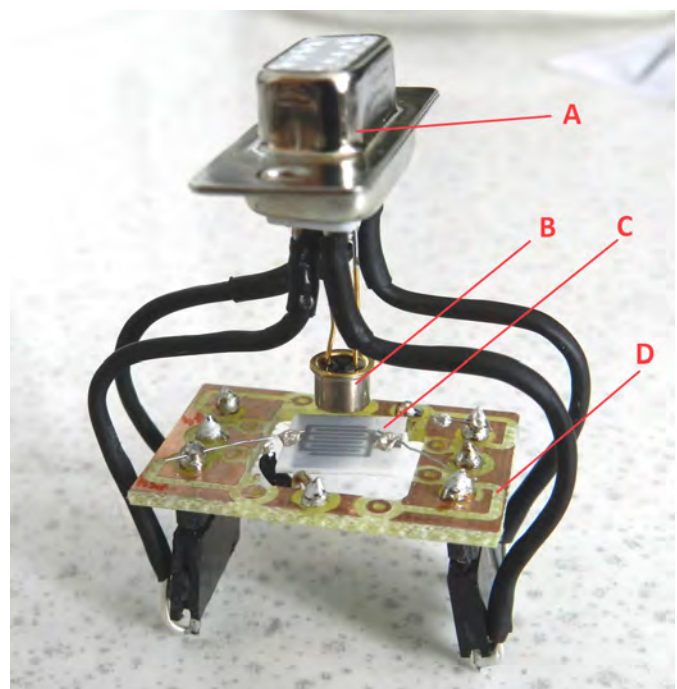


Fig. 1. An example of WO₃ gas sensor. A – DSUB-9 junction (for connection with preamplifier), B – UV LED, C – sensor (top side with heater (bottom side), D – PCB as a mounting plate

Finally, five parameters has been chosen to control or to measure in the system: heater voltage (i.e. sensor temperature), light source (LED) current, sensor resistance, sensor noise and gas composition. If it is necessary to examine the selectivity and efficiency of numerous sensors with respect to these parameters, as many aspects of measuring procedure can be automated as it is required.

2. SYSTEM OVERVIEW

In Figure 2 the general structure of the entire system has been shown. As one can see, the system consists of the three main blocks: preamplifier with filters, voltage and current controller and PC computer with National Instruments NIDAQ measurement card (24-bit resolution, $-5 \div 5$ V, maximum sampling frequency: 100 kHz) and dedicated software.

The measured sensor is polarized with the constant current (approximately 15 μ A). The sensor voltage, both its DC and AC component, is amplified and the two are separated by using a low pass and a high pass analog filters. Next these signals are directed into two separate channels: the AC, for noise measurement, and the DC – used to measure and compute the sensor resistance. Both channels are connected to the separate ADCs included in the National Instruments measurement DAQ card inside the PC computer. The entire data from this card are processed and acquired using dedicated software. Another function of this software is to control sensor temperature and light intensity. The first is realized by setting a voltage of sensor heater, the second – by controlling a current of light emitting diode, both without a feedback. Besides the dedicated software the Mathworks MATLAB has been used to batch processing the acquired data and to simply present first results of the most measurements.

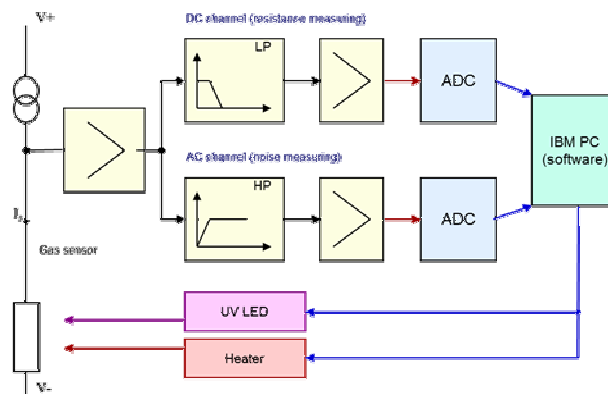


Fig. 2. General block diagram of the measurement system.

3. THE HARDWARE PART OF THE SYSTEM

The simplified scheme of the measurement controller is shown in Figure 3. The main part of the unit is Atmega32 RISC microcontroller. The entire digital subsystem is designed to realize a serial communication with PC via RS232 emulated by USB, to drive two DACs used to control a heater voltage and a LED current, and to control an optional thermometer (thermistor or any other semiconductor thermometer). The parallel general purpose digital interface is also included, which can be used to control any optional subsystems.

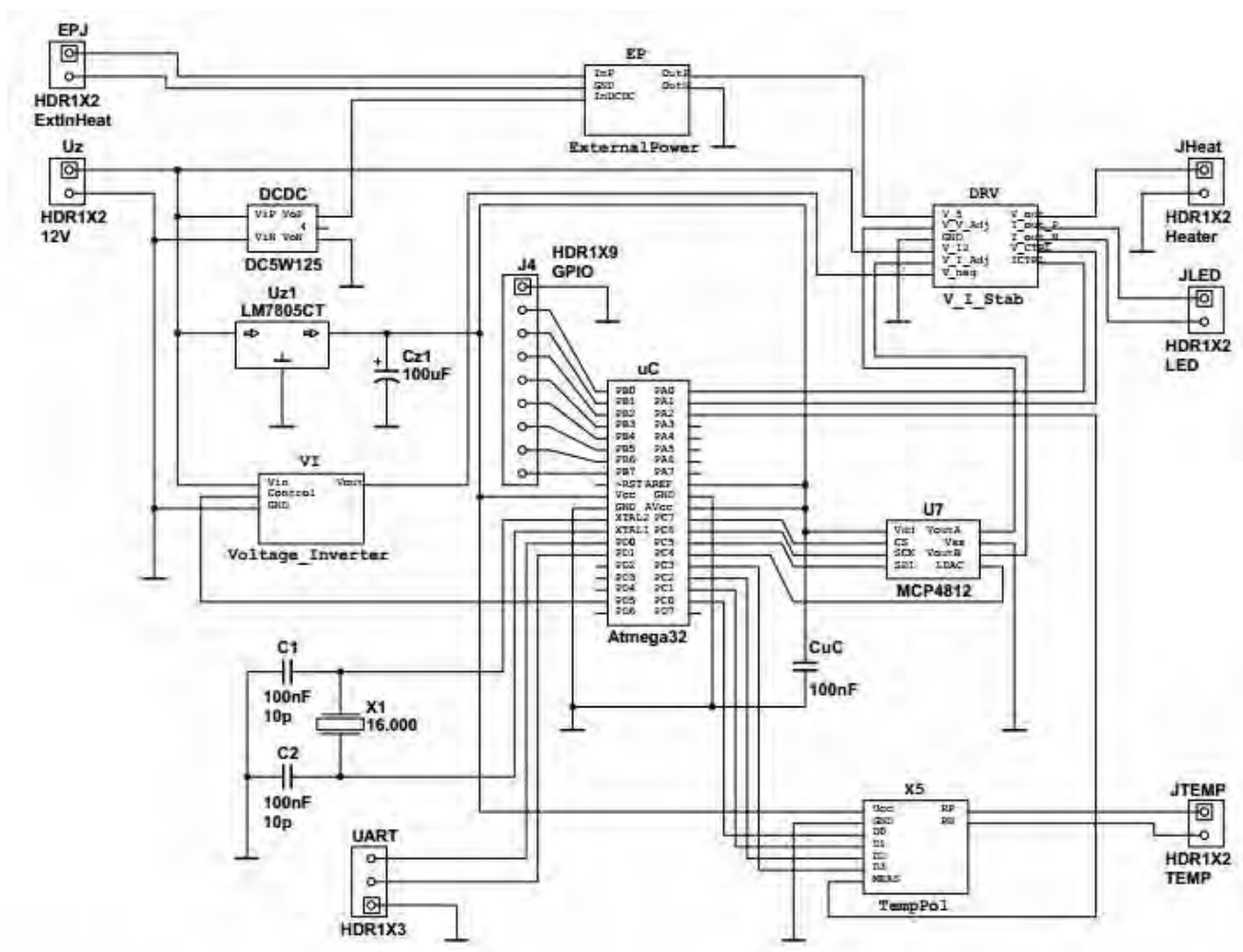


Fig. 3. Simplified scheme of the controller sub-system

The program implemented in the microcontroller provides two types of communication:

- text mode, which is designed for using a terminal or any terminal emulator,
- binary mode, used combined with the dedicated PC software; this mode is more powerful in comparison with the text mode.

The hardware of the measurement system uses feedback loops to control behavior of internal sub-circuits and DACs. The self-test procedure can be called by using dedicated software and the results of the procedure should be analyzed always after startup. The Built-In Self Test (BIST) gives the answer to questions about voltage and current required to power the heater, proper operation of the LED, polarization of the optional thermometer and many others.

By default, the hardware provides control of heaters which require maximum 5V / 0.5A. However, the external-power input is included, to provide the extra-power for heater (6V / 1A max). Switching between power sources (internal / external) for heater is realized automatically, by using a simple transistor circuit with electromagnetic relay: if the external-voltage is between 7 and 10 V, the sub-circuit allows to use the extra-powered heaters. Otherwise the external power is switched off to protect the heater-voltage regulator. If the dedicated software and binary mode of communication is used instead of text mode and terminal, the heater voltage and LED current are regulated more precisely, because the data from feedback ADCs are transmitted to computer "as is", instead of simply computer values using ASCII. The procedure of setting precision value of voltage and current is described in next chapter.

4. THE DEDICATED SOFTWARE

The software is designed using windows in the Visual Basic 6 environment. The exemplary screen-shot is shown in Figure 4. This graphical interface enables to control every aspect of the entire system work. It is important, how the heater voltage and LED current are set. If the function designed to control the voltage (or current) receives the value (number of Volts or Amps), firstly the value is converted using approximated equation and this coarse number is sent to the hardware. Secondly, the microcontroller requests of sending a value from the feedback ADC. Next, the value received from the microcontroller is compared with the desired value and the computed correction is sent to the microcontroller. This algorithm guarantees much better precision than simple setting using terminal and ASCII, without feedback and eliminates error in the estimated equation which converts the desired value into the number for the DAC.

The second task of the dedicated software is to control and communicate with National Instruments PCI DAQ card installed inside the PC. This card is used to measure the sensor resistance and to acquire noise samples.

The another important function of the software is automated controlling of the measurement process. The typical tasks of the software:

1. Setting the heater voltage and LED current using given values (From, To, Step).
2. Waiting for stabilization of the measured sensor; stabilization is detected by checking the sensor resistance or waiting specified number of minutes.
3. Setting parameters of NI PC card and starting sampling process.

4. Saving acquired samples to file, using given data format (formatted ASCII or binary).
5. Creating and storing additional information, used by MATLAB to batch processing the data.
6. If setting voltage and current values are not greater than given "To-values", going to the point 1.

After the measurement process a set of files has been achieved. The set consist of:

- files including acquired samples in ASCII or binary format,
- files including additional information (measurement settings, results of resistance measurement and many others),
- files including list of sample-files and information-files,
- a file including measurement log.

These all files are loaded by MATLAB using dedicated script. Because all required numbers and information are included in the set of files, the data processing is fully automatic. When the process ends, the script returns a set of matrices:

- TimeData – including measured noise samples,
- PSDData – including computed Power Spectral Density function values of the acquired data,
- Legends – matrices including additional data referred to the TimeData and PSDData matrices.

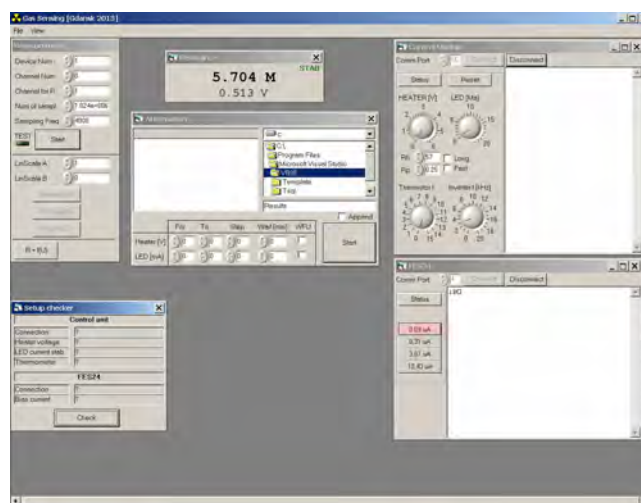


Fig. 4. The screenshot of the dedicated software window

Additionally, some extra prepared scripts allow to present the computed data graphically by means of automatically processed described matrices "as is", without any additional requirements and without the need of additional modifications of these matrices.

5. SAMPLE RESULTS

As a result of measurements, we would often like to see a power spectral density of sensor's noise. The example of that is shown in Figure 5. In this case we have measured noise of the commercial TGS816 gas sensor, placed inside the chamber containing the synthetic air. The example shows the difference between noise levels depending on sensor's heater temperature (150°C and 250°C). The noise levels and shapes of power spectral density curves are associated with gas sensors characteristic phenomena as observed in other gas sensing layers [2]. The shown graph was created directly by the script of MATLAB®.

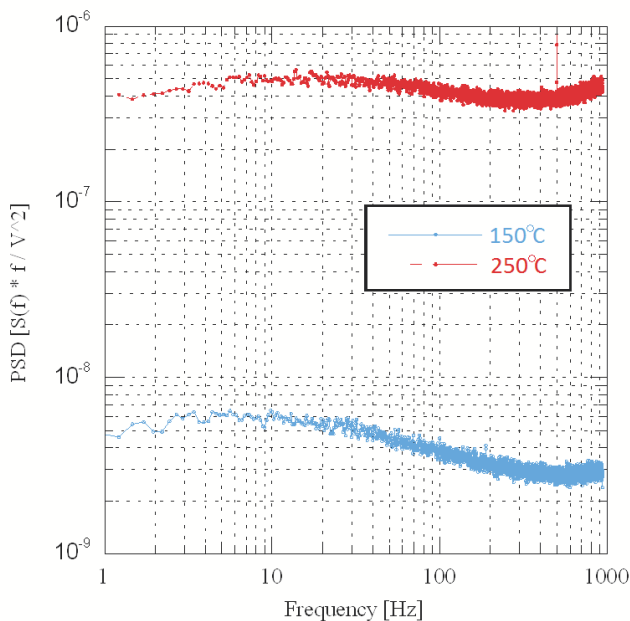


Fig. 5. Example of measurement results – the normalized Power Spectral Density (PSD) of noise generated by commercial TGS816 gas sensor in two different temperatures: 150 and 250°C.

6. CONCLUSIONS

A prepared fully automated measurement system is designed to work with a resistive gas sensor, but there are numerous areas of metrology where such an automation can be applied. One of the most important part of a modern measurement and control systems is software. If the measurement system consists of many blocks, units and sub-systems, the main unit should contain high end software to provide required control of the entire system. What is important: if a system should be relatively fast with more than

one process thread, the low-level language to create the control software have to be used. It guarantees a good reliability and the ability to control the execution time of an each procedure used by the system. Good software and a properly designed hardware allow to eliminate human errors and make time of measurement as short as possible.

ACKNOWLEDGMENT

The research was partially financed by the Polish Ministry of Science and Higher Education (2010/2011), project no. NN511 304338, and by the Czech-Polish project MEB 051003, by the National Science Center, Poland, the decision: DEC-2012/06/M/ST7/00444 ‘Detection of gases by means of nano-technological resistance sensors’.

7. BIBLIOGRAPHY

1. Ayhan B., Kwan C., Zhou J., Kish L.B., Benkstein K.D., Rogers P.H., Semancik S.; Fluctuation enhanced sensing (FES) with a nanostructured, semiconducting metal oxide film for gas detection and classification. *Sensors and Actuators B*, vol. 188, 2013, p. 651 – 660.
2. Ederth J., Smulko J.M., Kish L.B., Heszler P., Granqvist C.G.; Comparison of classical and fluctuation-enhanced gas sensing with Pd_xWO_3 nanoparticle films. *Sensors and Actuators B*, vol. 113, 2006, p. 310 – 315.
3. Kotarski M., Smulko J., Hazardous gases detection by fluctuation-enhanced gas sensing,” *Fluctuation and Noise Letters*, vol. 9, 2010, pp. 359–371.
4. Trawka M., Smulko J., Hasse L., Granqvist C. G., Ionescu R., Annanouch F. E., Llobert E., Kish L. B., Fluctuation enhanced gas sensing using UV irradiated Au-nanoparticle-decorated WO_3 -nanowire films, *Proceedings, International Conference on Sensor Technology, Liverpool 2014*.

ZAUTOMATYZOWANY SYSTEM DO POPRAWY CZUŁOŚCI DETEKCJI GAZÓW Z WYKORZYSTANIEM ZJAWISK FLUKTUACYJNYCH

Słowa kluczowe: czujniki gazu, szумы, poprawa czułości, automatyzacja pomiaru.

Streszczenie: W rezystancyjnych czujnikach gazu występują zjawiska losowe (np. szумы rezystancji), które mogą być wykorzystane do poprawy czułości i selektywności detekcji gazu. Aplikacja tej stosunkowo nowej techniki wymaga przeprowadzenia badań w celu ustalenia optymalnych parametrów detekcji gazów, co oznacza, że system pomiarowy powinien posiadać możliwość zmiany szeregu parametrów (np. częstotliwości próbkowania, napięcia grzałki, prądu polaryzacji, wzmocnienia napięcia szumów). Implikowało to konieczność zaprojektowania systemu z ograniczoną liczbą zewnętrznych źródeł zasilania i minimalizacji czasu charakteryzowania czujników gazu. Zbudowany system zawiera dwa cyfrowo sterowane źródła prądu i napięcia oraz układ sterujący wyborem prądu polaryzacji badanego czujnika gazu. System jest sterowany z komputera PC za pomocą opracowanego, dedykowanego oprogramowania i umożliwia charakteryzowanie prototypowych czujników gazu o rezystancji aż do dziesiątek $\text{M}\Omega$. Czujnik może być ponadto poddany promieniowaniu przez diodę UV w celu wywołania efektu fotokatalizy, co wpływa na czułość detekcji gazu. Wszystkie wymienione czynności zostały zautomatyzowane w jak największym stopniu. Wszystkie wykonywane operacje są automatycznie rejestrowane, a aktualny stan systemu jest wizualizowany w postaci graficznej na monitorze PC. Pliki wyjściowe są przetwarzane wsadowo przy wykorzystaniu komercyjnego software’u takiego jak MATLAB®. Ponadto, przedstawiono przykładowe wyniki pomiarów uzyskane przy wykorzystaniu zaprojektowanego automatycznego stanowiska pomiarowego.

DYNAMICZNY MODEL HISTEREZY MAGNETYCZNEJ

Andrzej WILK

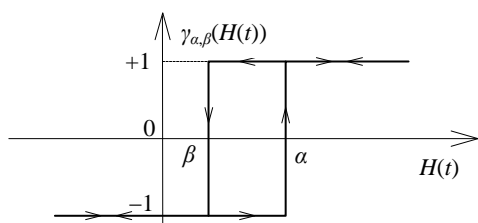
Politechnika Gdańska, ul. G. Narutowicza 11/12, 80-233 Gdańsk
tel: 058 347 1087 fax: 058 341 0880 e-mail: awilk@ely.pg.gda.pl

Streszczenie: W referacie przedstawiono skalarny dynamiczny model histerezy magnetycznej oparty na modelu Preisacha. W modelu tym istotną rolę odgrywają stany tzw. operatorów histerezowych. W modelu dynamicznym zmiany stanów tych operatorów są pewną funkcją czasu. W funkcji tej ukryty jest także parametr k reprezentujący właściwości magnetyczne materiału. W poniższym artykule stan przejściowy operatora jest określony poprzez nieliniowe równanie różniczkowe pierwszego rzędu. Przedstawiono model dynamiczny uwzględniający szybkość zmian parametrów materiałowych z modelem ze sprzężeniem zwrotnym. To wpływa na większą dokładność modelu zarówno przy małych jak i dużych częstotliwościach przemagnesowywania materiału. Wyznaczono wartość parametru materiałowego k dla rdzenia zwijanego z blachy transformatorowej typu ET114-27. Przedstawiono wyniki symulacji pętli histerezy przy różnych częstotliwościach przemagnesowywania rdzenia.

Słowa kluczowe: histereza magnetyczna, operator histerezowy, model dynamiczny Preisacha.

1. WSTĘP

Podstawowym założeniem w modelu Preisacha (MP)[1] jest to, iż przetwornik histerezowy zbudowany jest z nieskończonej liczby elementarnych dwustanowych operatorów histerezowych (rys. 1). Stan operatora histerezowego określa funkcja $\gamma_{\alpha\beta}(H(t))$ zależna od natężenia pola magnetycznego H , która może przyjmować w „klasycznym” modelu Preisacha dyskretne wartości ze zbioru $\{-1, +1\}$. Każdy operator charakteryzowany jest dwoma niezależnymi od siebie parametrami (współrzednymi) α, β , których miano jest takie samo jak wielkości H . Operator może zatem mieć dowolną szerokość, ale musi być przy tym spełniony warunek $\alpha \geq \beta$.



Rys. 1. Charakterystyka elementarnego operatora histerezowego

Jeśli wymuszenie jako funkcja czasu przyjmuje wartość $H(t) > \alpha$, to operator przyjmuje stan $\gamma_{\alpha\beta}(t) = +1$,

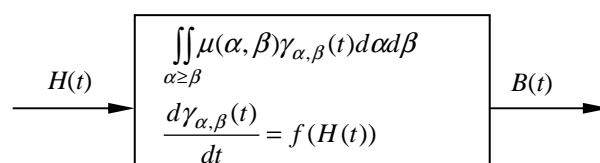
jeśli $H(t) < \beta$, to stan operatora jest równy $\gamma_{\alpha\beta}(t) = -1$. Parametry α, β przyjmują wartości z pewnego skończonego przedziału wartości $\alpha, \beta = \langle -H_s, H_s \rangle$, gdzie H_s jest wartością nasycenia. Za stan nasycenia przyjmuje się taką wartość natężenia, przy której wszystkie operatory przyjęły stan $+1$ lub -1 , czyli przetworniki histerezowe zostały nasycone i dalszy wzrost natężenia pola $H(t)$ nie powoduje zmiany stanu operatorów i – co jest z tym związane – wartości indukcji magnetycznej $B(t)$. Charakterystyczne właściwości MP to: „zacieranie” (ang. wiping-out property) zapamiętanych stanów rewersyjnych oraz kongruencja tzw. małych pętli histerezy [1].

W klasycznym MP stan operatora po spełnieniu określonego warunku zmienia się bez zwłoki czasowej. W modelu dynamicznym zmiana stanu operatora jest funkcją czasu i może być opisana za pomocą równania różniczkowego, w którym uwikłane są dodatkowe parametry reprezentujące właściwości materiału oraz sposób wykonania rdzenia (zaplatanie blach, zwijanie blach itp.).

W artykule poniższym omówiono model dynamiczny histerezy dla rdzenia transformatora wykonanego w technologii zwijania z blachy ET114-27. Model klasyczny histerezy dla tego rdzenia opisano w [2], natomiast model ze sprzężeniem zwrotnym w [3]. W punkcie 2 omówiono zagadnienia modelowania histerezy z operatorami, których zmiana stanu określona jest równaniem różniczkowym. W punkcie 3 przedstawiono tzw. model złożony histerezy, czyli skojarzenie modelu dynamicznego z modelem ze sprzężeniem zwrotnym. W 4 przedstawiono wybrane wyniki symulacji modelu złożonego histerezy magnetycznej.

2. DYNAMICZNY MODEL HISTEREZY MAGNETYCZNEJ

Zagadnienia modelowania histerezy z uwzględnieniem dynamiki zmian wielkości wejściowej H przedstawiono między innymi w pracach [4, 5, 6, 7]. Schemat blokowy dynamicznego modelu histerezy Preisacha pokazano na rys. 2.



Rys. 2. Schemat blokowy dynamicznego modelu histerezy Preisacha

Górne wyrażenie zawarte w bloku z rys.2 reprezentuje klasyczny model Preisacha, natomiast dolne wyrażenie reprezentuje dynamikę zmiany stanu operatora według pewnej funkcji $f(H(t))$, której jednym z argumentów jest wartość H . Dynamiczny model matematyczny histerezy Preisacha jest zdefiniowany przez równanie

$$B(t) = \iint_{\alpha \geq \beta} \mu(\alpha, \beta) \gamma_{\alpha\beta}(H(t)) d\alpha d\beta, \quad (1)$$

gdzie $\mu(\alpha, \beta)$ jest tzw. funkcją dystrybucji Preisacha (DP) [1]. Jest to funkcja skalarna dwóch zmiennych, która wyraża gęstość prawdopodobieństwa istnienia operatorów histerezowych o parametrach α, β . Funkcja DP może być interpretowana jako funkcja wagowa, która określa wagę, z jaką operatory o danych parametrach α, β wpływają na wartość funkcji podcałkowej w (1). Jeśli struktura układu histerezowego nie ulega zmianie, to funkcja DP może być traktowana jako *funkcja charakterystyczna* tegoż układu, która nie zależy od wartości natężenia $H(t)$, ani $B(t)$. Jest oczywiste, że ze względu na efekt nasycenia funkcja DP zanika do wartości równej zero dla parametrów $\alpha > H_s$, lub $\beta < -H_s$.

Funkcja $\gamma_{\alpha\beta}(H(t))$ określająca stan operatora jest zdefiniowana za pomocą równania różniczkowego pierwszego rzędu w postaci

$$\frac{d\gamma_{\alpha,\beta}(t)}{dt} = \begin{cases} k_t(H(t) - \alpha), & \text{dla } H(t) > \alpha \\ k_t(H(t) - \beta), & \text{dla } H(t) < \beta \end{cases} \quad (2)$$

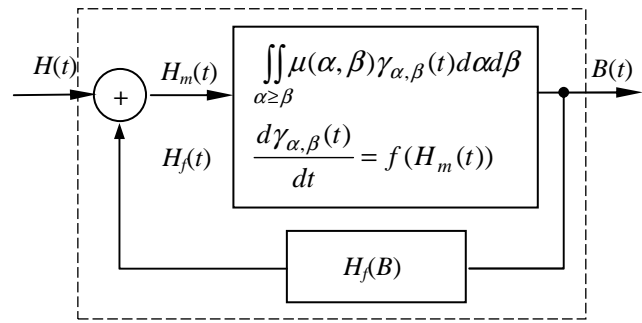
gdzie k_t jest parametrem (liczba rzeczywista dodatnia) wyznaczanym zazwyczaj na podstawie eksperymentu.

Z wzoru (2) wynikają następujące wnioski. Po pierwsze dynamika zmiany stanu operatora nie jest stała, jeśli w trakcie tego procesu $H(t)$ jest zmienne. Po drugie dynamika zmiany stanu operatora jest tym większa, im większa jest wartość bezwzględna $(H(t) - \alpha)$ lub $(H(t) - \beta)$. Po trzecie parametr k_t reprezentuje właściwość materiału ferromagnetycznego. Gdy wartość k_t dąży do nieskończoności, model dynamiczny zbliża się do modelu klasycznego. Parametr k_t uwzględnia także w pewnym stopniu strukturę rdzenia (układ blach).

3. DYNAMICZNY MODEL HISTEREZY ZE SPRZĘŻENIEM ZWROTNYM

W celu zwiększenia dokładności modelu histerezy wprowadza się szereg modyfikacji klasycznego MP. Jednym ze sposobów jest wprowadzenie sprzężenia zwrotnego [3, 8]. W niniejszej publikacji przedstawiono złożenie modelu histerezy ze sprzężeniem zwrotnym z modelem dynamicznym. Sprzężenie zwrotne zwiększa dokładność symulacji pętli histerezy poprzez usunięcie pewnych właściwości modelu klasycznego. Usuwa się przy tym właściwość *kongruencji* małych pętli histerezy [1]. Zdefiniowanie funkcji $\gamma_{\alpha\beta}(H(t))$, gdzie zmiana stanu operatora histerezowego jest pochodną czasową zależną od funkcji $H(t)$ i parametru k_t pozwala uwzględnić dynamiczne aspekty w histerezie magnetycznej. Relacje wektorowe pomiędzy \mathbf{B} i \mathbf{H} w modelowaniu histerezy nie są brane pod uwagę w dalszej części pracy.

Struktura przyjętego do dalszej realizacji złożonego modelu Preisacha przedstawiona jest na rys. 3.



Rys.3. Schemat blokowy dynamicznego modelu histerezy Preisacha ze sprzężeniem zwrotnym

Bloczek górny na schemacie blokowym z rys.3 reprezentuje skalarny model dynamiczny względem wewnętrznej wartości pola $H_m(t)$, natomiast blok dolny reprezentuje pętlę sprzężenia zwrotnego według jednoznacznej nieliniowej funkcji $H_f(B)$.

Matematyczna formuła złożonego modelu Preisacha przyjętego do implementacji w tej pracy, która uwzględnia dynamiczne aspekty przełączania operatorów oraz sprzężenie zwrotne jest następująca

$$B(t) = \iint_{\alpha \geq \beta} \mu[\alpha + H_f(B), \beta + H_f(B)] \gamma_{\alpha,\beta}[H_m(t)] d\alpha d\beta, \quad (3)$$

$$H_m(t) = H(t) + H_f(B(t)), \quad (4)$$

$$\frac{d\gamma_{\alpha,\beta}(t)}{dt} = \begin{cases} k_t[H_m(t) - \alpha], & \text{dla } H_m(t) > \alpha \\ k_t[H_m(t) - \beta], & \text{dla } H_m(t) < \beta \end{cases} \quad (5)$$

W celu implementacji równań (3), (4) i (5) konieczna jest znajomość funkcji $\mu(\alpha, \beta)$, która reprezentuje zmiany przenikalności magnetycznej materiału. Zaproponowana przez autora funkcja dystrybucji Preisacha jest skończonym szeregiem funkcyjnym opisanym wzorem

$$\mu(\alpha, \beta) = \sum_{n=1}^N \frac{A_n}{2\pi S_{x,n} S_{y,n}} \exp\left(\frac{-(\alpha + \beta)^2}{2S_{x,n}^2}\right) \exp\left(\frac{-(\alpha - \beta)^2}{2S_{y,n}^2}\right), \quad (6)$$

gdzie $A_n, S_{x,n}, S_{y,n}$ są nieznanymi parametrami o wartościach charakterystycznych dla danego ferromagnetyka.

Funkcja sprzężenia zwrotnego przyjęta w tym modelu jest wielomianem trzeciego stopnia

$$H_f(B) = K_1 B + K_3 B^3, \quad (7)$$

gdzie K_1, K_3 są stałymi współczynnikami o nieznanych na wstępie wartościach, charakteryzującymi wpływ sprzężenia zwrotnego w materiale rdzenia na wartość indukcji i szerokość pętli histerezy.

Sposób wyznaczania wartości parametrów funkcji DP oraz funkcji sprzężenia zwrotnego przedstawiono w [3]. Wartości tych parametrów podano w tablicy 1 i tablicy 2. Do poprawnej aproksymacji FDP wykorzystano tylko sumę trzech pierwszych wyrazów ($N=3$) szeregu funkcyjnego (6).

Tablica 1. Wartości parametrów $S_{x,n}, S_{y,n}$ podane w A/m

$S_{x,1}$	$S_{x,2}$	$S_{x,3}$	$S_{y,1}$	$S_{y,2}$	$S_{y,3}$
35,17	107,4	1232	17,65	41,67	91,77

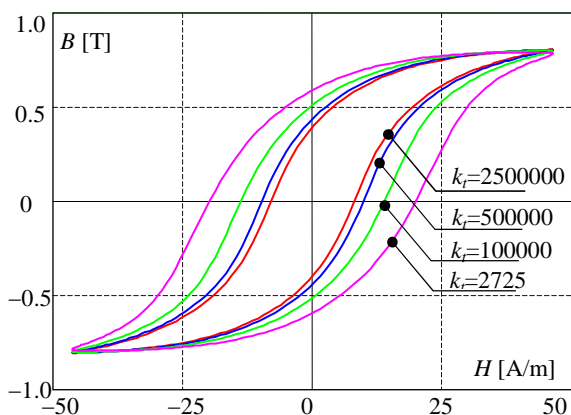
Tablica 2. Wartości parametrów $K_1, K_2, i A_n$

A_1	A_2	A_3	K_1	K_3
2,92	0,895	3,43	19,07	-14,86

4. IMPLEMENTACJA DYNAMICZNEGO MODELU HISTEREZY ZE SPRĘŻENIEM ZWROTNYM

Równanie (5) zakłada przyjmowanie przez operator w stanie przejściowym dowolnych wartości z przedziału liczb rzeczywistych $\langle -1; +1 \rangle$. Ten stan przejściowy może reprezentować wpływ prądów wewnątrz ferromagnetyka (głównie prądów wirowych) na wartość chwilową pola magnetycznego $B(t)$ przy zmieniającym się w czasie polu magnetycznym $H(t)$ wzbudzonym przez prądy w przewodnikach. Przy takim podejściu jednym ze sposobów identyfikacji współczynnika k_t może być rozdzielanie strat reprezentowanych przez pętlę histerezy, która w modelu dynamicznym zawiera składnik histerezowy i wiropądowy. Pole pętli histerezy w modelu dynamicznym ma większą powierzchnię niż w modelu statycznym. Ta dodatkowa powierzchnia pętli reprezentuje energię dyssypacji wynikającą z przepływu prądów wirowych. Do wyznaczenia współczynnika k_t wymagane jest zatem rozdzielanie strat wypadkowych na składnik od histerezy statycznej i na składnik od prądów wirowych przy znanej częstotliwości.

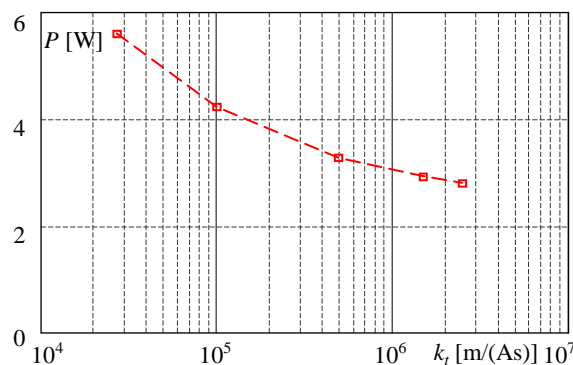
Na rys. 4 pokazano małe symetryczne pętle histerezy wyznaczone na podstawie modelu dynamicznego ze sprzężeniem zwrotnym dla kilku różnych wartości współczynnika k_t . Założono we wszystkich przypadkach taką samą częstotliwość $f = 50$ Hz. Dla wartości $k_t > 2,5E6$ pętle modelu dynamicznego nie różnią się zasadniczo od pętli modelu statycznego. Operatory histerezowe przełączane są na tyle szybko, że nie ma to wpływu na wartość B przy tej częstotliwości. Gdy wartość k_t maleje, pętle histerezy obejmują większe powierzchnie, a maksymalna wartość B nieznacznie maleje.



Rys. 4. Rodzina symetrycznych małych pętli histerezy modelu dynamicznego ze sprzężeniem zwrotnym przy różnych wartościach współczynnika k_t . Częstotliwość przemagnesowywania 50 Hz

Energia dyssypacji reprezentowana przez pole pętli podzielona na okres cyklu pętli wyraża w modelu

dynamicznym straty na histerezę oraz straty na prądy wirowe. Te wypadkowe straty mocy w funkcji współczynnika k_t pokazano na rys. 5.



Rys.5. Straty mocy wyznaczone na podstawie dynamicznego modelu histerezy ze sprzężeniem zwrotnym w funkcji współczynnika k_t . Częstotliwość przemagnesowywania materiału $f = 50$ Hz, maksymalna indukcja $B_{max} = 0,8$ T

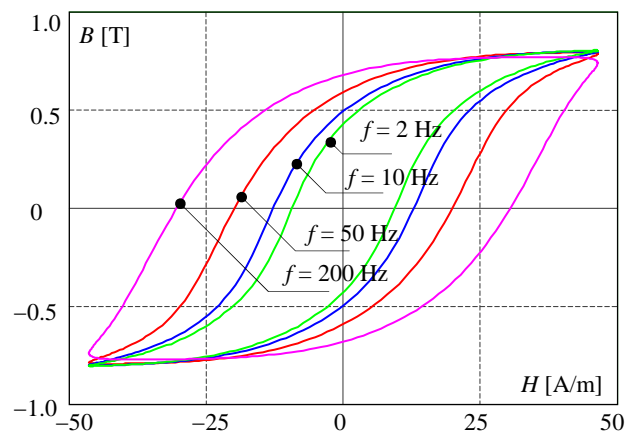
Skala dla k_t jest na tym wykresie logarytmiczna. Straty obliczone przy $k_t \geq 2,5E6$ zawierają praktycznie tylko składnik histerezowy równy 2,8 W. Stąd w celu obliczenia k_t należy pomierzyć wypadkowe straty mocy przy znanej częstotliwości i wartości maksymalnej indukcji w rdzeniu. Straty wypadkowe są sumą strat od histerezy i prądów wirowych

$$P(k_t^*) = P(k_t = 2,5E6) + P_{wirowe} \quad (8)$$

gdzie $P(k_t^*)$ oznacza wypadkowe straty mocy w rdzeniu, $P(k_t = 2500000)$ oznacza straty mocy na histerezę (model statyczny), natomiast P_{wirowe} oznacza straty mocy od prądów wirowych.

Dla toroidalnego rdzenia transformatora opisanego w [3,9] zmierzona wartość $P(k_t^*) = 5,58$ W, przy częstotliwości $f = 50$ Hz i maksymalnej indukcji $B_r = 0,8$ T. Tę samą wartość mocy uzyskuje się na podstawie modelu dynamicznego ze sprzężeniem zwrotnym dla $k_t^* \approx 27250$.

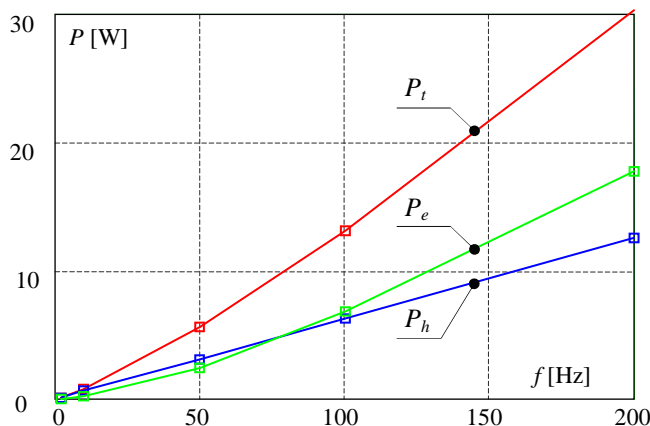
Na podstawie obliczonego współczynnika $k_t = 27250$ charakteryzującego dynamiczny MHP ze sprzężeniem zwrotnym dla materiału blachy ET114-27 wykonano symulację małych pętli histerezy przy różnych częstotliwościach (rys. 6).



Rys.6. Symetryczne małe pętle histerezy obliczone z dynamicznego MHP ze sprzężeniem zwrotnym przy różnych częstotliwościach. Współczynnik $k_t = 27250$

Założono przy tym sinusoidalny przebieg natężenia pola magnetycznego $H(t)$ dla wszystkich przypadków. Pętla przy częstotliwości $f=2$ Hz jest bliska tej, jaką generuje model statyczny. Ze wzrostem częstotliwości pole pętli wzrasta. W zakresie częstotliwości f od 0 Hz do 50 Hz amplituda indukcji nieznacznie obniża się od wartości $B=0,805$ T. Przy częstotliwości $f=200$ Hz obserwuje się istotne zmniejszenie indukcji maksymalnej do wartości $B=0,77$ T.

Wypadkowe straty mocy oraz ich rozdział na składnik histerezowy i wiroprądowy obliczone dla rodziny małych pętli histerezy w funkcji częstotliwości pokazano na rys. 7. Założono sinusoidalny przebieg natężenia pola magnetycznego $H(t)$ dla wszystkich przypadków w zakresie pokazanym na rys. 6.



Rys. 7. Wypadkowe straty mocy P_t oraz ich składnik histerezowy P_h i wiroprądowy P_e wyznaczone na podstawie dynamicznego MHP ze sprzężeniem zwrotnym w funkcji częstotliwości f . Symulacje wykonano dla $k_f=27250$, przy sinusoidalnym przebiegu $H(t)$ w zakresie pokazanym na rys. 6

Wartość strat oraz proporcje składników (histerezowy i wiroprądowy) w dynamicznym MHP ze sprzężeniem zwrotnym zależą od szeregu czynników. Do najważniejszych należą: częstotliwość, zakres zmian natężenia pola magnetycznego w materii oraz kształt funkcji $H(t)$. Wyniki przytoczone na rys. 6 są wybranym szczególnym przypadkiem magnesowania rdzenia toroidalnego (zwijanego z blachy ET114-27) i pokazują niektóre możliwości zaimplementowanego dynamicznego modelu histerezy Preisacha, który może być zastosowany dla dowolnego przebiegu natężenia $H(t)$ i dowolnego zakresu jego zmian.

5. WNIOSKI KOŃCOWE

W dynamicznym modelu histerezy magnetycznej opartej na teorii Preisacha operatory histerezowe

zmieniają swoje stany z pewną zwłoką, którą można zdefiniować za pomocą równania różniczkowego. W równaniu tym stan przejściowy operatora zależy od wartości chwilowej natężenia pola magnetycznego $H(t)$ działającego na operator oraz od parametru k_f , który uwzględnia właściwości materiałowe rdzenia.

W artykule przedstawiono autorski dynamiczny model histerezy magnetycznej ze sprzężeniem zwrotnym. Wyznaczono wartość parametru k_f dla układu rdzenia toroidalnego zwijanego z blachy transformatorowej typu ET114-27. Wykonano badania symulacyjne dla różnych wartości częstotliwości. Wykazano wpływ wzrostu częstotliwości przemagnesowywania rdzenia na wzrost strat wypadkowych. Model może być zastosowany dla różnych funkcji czasowych natężenia pola magnetycznego $H(t)$.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Mayergoyz I. D.: Mathematical models of hysteresis, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. MAG-22, No. 5, Sept. 1986, pp. 603-608.
2. Wilk A.: Representation of magnetic hysteresis in tape wound core using Preisach's theory, Zesz. Nauk. Wydz. Elektrotech. i Automat. Politechniki Gdańskiej, Nr 30, Gdańsk 2011, pp. 133-138.
3. Wilk A.: Representation of magnetic hysteresis in tape wound core using feedback Preisach model, Zesz. Nauk. Wydz. Elektrotech. i Automat. Politechniki Gdańskiej, Nr 36, Gdańsk 2013, pp. 175-178.
4. Bertotti G.: Dynamic generalization of the scalar Preisach model of hysteresis. IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 28, No. 5, September 1992, pp. 2599-2601.
5. Bertotti G., Pasquale M.: Physical interpretation of induction and frequency dependence of power losses in soft magnetic materials. IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 28, No. 5, September 1992, pp. 2787-2789.
6. Mayergoyz I.D.: Dynamic Preisach models of hysteresis, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.24. No.6, Nov. 1988, pp. 2925-2927.
7. Rouve L.L., Waeckerle T., Kedous-Lebouc A., Coulomb J.L.: Determination of parameter k of the generalized dynamic Preisach model. IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 32, No. 3, May 1996. pp. 1124-1127.
8. Della Torre E., Vajda F.: Parameter identification of complete-moving-hysteresis model using major loop data. IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 30, No. 6, November 1994. pp. 4987-5000.
9. Wilk A.: Modelowanie obwodowo-polowe transformatorów trakcyjnych w aspekcie diagnostyki opartej na modelu referencyjnym, Politechnika Gdańska, Monografie 128, Gdańsk 2012.

DYNAMIC MODEL OF MAGNETIC HYSTERESIS

Key-words: magnetic hysteresis, hysteretic operator, dynamic Preisach model

The paper presents the dynamic hysteresis model based on the Preisach theory. In this model the transient state of each hysteretic operator is described by differential equation. In this equation the parameter k is involved that takes into account the material properties of magnetic core. The dynamic model is coupled with feedback model to increase accuracy of simulation results. Simulations results of hysteresis loops are presented for different frequencies of the magnetic field $H(t)$.

PROJEKTOWANIE WIELOWYMIAROWEGO REGULATORA BACKSTEPPING W UKŁADZIE DYNAMICZNEGO POZYCJONOWANIA STATKU

Anna WITKOWSKA

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki, ul. G. Narutowicza 11/12, 80-233 Gdańsk
tel: (58) 347 21 24, fax: (58) 347 24 87, e-mail: awitkowska@ely.pg.gda.pl

Streszczenie: W komercyjnych systemach dynamicznego pozycjonowania statku, pomimo znacznego wzrostu poziomu automatyzacji, wykorzystywane jest nadal sterowanie typu PID. Poprawę jakości procesu pozycjonowania może umożliwić wykorzystanie bardziej efektywnych algorytmów, oferujących zaawansowane nieliniowe techniki sterowania. W artykule przedstawiono zagadnienie projektowania regulatora pozycji i kursu dla układu dynamicznego pozycjonowania statku, z zastosowaniem rekurencyjnej wektorowej metody backstepping. Wielowymiarowy regulator backstepping został zastosowany do stabilizacji pozycji i kursu na wartościach zadanych, w obecności zakłóceń falowych. Do estymacji prędkości statku i filtracji zakłóceń zastosowano nieliniowy obserwator pasywny. Wyniki symulacji porównano z nieliniowym regulatorem PID.

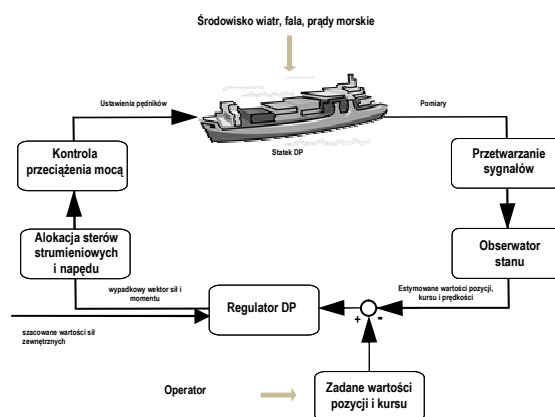
Słowa kluczowe: dynamiczne pozycjonowanie, backstepping, nieliniowy regulator PID.

1. WPROWADZENIE

Systemy dynamicznego pozycjonowania DP (ang. Dynamic Positioning) na statku są budowane w celu regulacji i utrzymywania zadanej pozycji i kursu, przy małej prędkości manewrowania (<2m/s), w obecności działających na kadłub statku zakłóceń środowiskowych od wiatru, fali i prądów morskich, operując jedynie pędnikami: sterami i napędem w celu osiągnięcia odpowiedniej pozycji i kursu statku [4, 5]. Przy małej prędkości ruchu, statek narażony jest na silne oddziaływanie zakłóceń środowiskowych. Powodują one odchylenie statku od zadanej pozycji i kursu. Ponadto pomiary pozycji i kursu statku, są często zakłócone przez szumy z czujników pomiarowych, a niska prędkość statku uniemożliwia dokładny pomiar wektora prędkości: wzdłużnej, poprzecznej i kątowej. Zadaniem regulatora DP jest minimalizacja odchylenia położenia jednostki od jej położenia zadanego oraz kompensowanie wpływu niskoczęstotliwościowych zakłóceń, na podstawie bieżącej informacji o pozycji i kursie oraz prędkości statku. Obserwator stanu estymuje wartości niemierzalne i odfiltrowuje zakłócenia wysoko częstotliwościowe przed wejściem sygnałów do regulatora DP (rys. 1.).

W artykule przedstawiono strukturę regulatora DP z wykorzystaniem wielowymiarowego regulatora backstepping wraz z obserwatorem do estymacji położenia, kierunku i wektora prędkości statku, uwzględniając zakłócenia zewnętrzne środowiska morskiego od fali. Wyniki badań symulacyjnych dokładności sterowania, dla wybranych scenariuszy dynamicznego pozycjonowania zostaną porównane z nieliniowym regulatorem PID. Do

badań symulacyjnych zostanie przyjęty model statku DP o trzech stopniach swobody opisujący ruch statku w płaszczyźnie horyzontalnej.



Rys. 1. Schemat układu DP na statku

2. MODEL MATEMATYCZNY STATKU DP

Własności kinematyczne i dynamiczne statku DP na wodzie, opisywane są przy użyciu nieliniowych równań różniczkowych w trzech stopniach swobody, uwzględniających ruch: wzdłużny, poprzeczny i myśzkowanie. Pozostałe ruchy: kołysanie statku na lewą lub prawą burtę, nurzanie dziobu statku oraz wznoszenie i opadanie statku można pominąć zakładając, że statek jest stabilny poprzecznie i wzdłużnie oraz porusza się po powierzchni wód. Ponadto przy małej prędkości ruchu statku można zaniedbać siły Coriolisa i dośrodkowe oraz nieliniowe hydrodynamiczne siły tłumienia. Biorąc pod uwagę powyższe założenia model matematyczny ruchu statku w płaszczyźnie horyzontalnej jest opisywany następującym układem równań różniczkowych [2]:

$$\eta' = R(\psi)v, \quad (1)$$

$$Mv' + Dv = \tau \quad (2)$$

gdzie: $\tau = [\tau_x, \tau_y, \tau_n]^T$ - uogólniony wektor sił i momentu, wyznaczany przez regulator DP, $\eta = [x, y, \psi]^T$ - wektor pozycji i kursu statku, $v = [u, v, r]^T$ - wektor prędkości wzdłużnej, poprzecznej i kątowej statku, macierze $M \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$, $D \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ i $R(\psi) \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ definiują odpowiednio macierz inercji, tłumienia i macierz transformacji współrzędnych związanych ze środkiem ciężkości statku do układu współrzędnych związanego z ustalonym punktem ziemi.

Podczas badań przyjęto, iż układ pędników jednostki jest idealny, tzn. wytwarzane przez nie wypadkowe oddziaływania sterujące są równe oddziaływaniom wyliczonym przez regulator systemu DP.

Model statku rozszerzono o model zakłóceń wysoko częstotliwościowych od fali, modelowanych za pomocą transmitancji :

$$h_i(s) = \frac{2\zeta_i \omega_{0i} \sigma_i}{s^2 + 2\zeta_i \omega_{0i} s + \omega_{0i}^2}, \quad (3)$$

z parametrami: $\zeta_i = 0.1$, $\omega_{0i} = 0.65$ rad/s, $\sigma_i = 0.5$ m. Sygnałem wejściowym transmitancji jest biały szum o zerowej wartości średniej. Przyjęty uproszczony model zakłóceń jest liniową aproksymacją widma fali. Sygnał wyjściowy transmitancji jest dodawany do pomierzonych sygnałów pozycji i kursu statku w celu zamodelowania wpływu składowej wysokoczęstotliwościowej na ruch statku. Przyjęte parametry transmitancji definiują wysokość znaczącą fali $H_s \approx 3$ m., co oznacza stan morza 5 stopni w skali Douglasa. Model jest w literaturze powszechnie stosowany do testów symulacyjnych i badania własności filtracji i estymacji w układzie sterowania statkiem DP.

3. REGULATORY POZYCJI I KURSU STATKU

Regulator DP na podstawie informacji o odchyleniu jednostki od wartości zadanych pozycji i kursu wyznacza uogólniony wektor sił i momentu τ , działający na kadłub statku, w celu minimalizacji uchybów regulacji.

W projektowaniu regulatora DP przyjęto uproszczony model matematyczny statku, opisany równaniami (1) i (2).

3.1. Wielowymiarowy regulator backstepping

Prawo sterowania dla wektora τ wyprowadzono w oparciu o tzw. wektorową metodę backstepping, bazującą na teorii stabilności Lapunowa, a w szczególności na Tw. La Salle Yoschizawa [3, 6].

Wyprowadzenie prawa sterowania ze sprzężeniem zwrotnym w oparciu o metodę backstepping wymaga znajomości informacji o sygnałach odniesienia pozycji i kursu $\eta_z = [x_z, y_z, \psi_z]^T$ oraz ich pierwszej i drugiej pochodnej jak również założenia, że sygnały odniesienia są gładkie i ograniczone.

Jeżeli w układzie nie występują zakłócenia szybkozmiennie, to metoda backstepping zapewnia asymptotyczną zbieżność pozycji i kursu do ich wartości zadanych, $\eta(t) \rightarrow \eta_z(t)$, przy $v(t) \approx 0$ oraz ograniczone zmiany sygnałów $\eta(t)$ i $v(t)$ w czasie dążącym do nieskończoności.

Dla statku DP opisanego równaniami (1) i (2). procedura backstepping obejmuje dwa etapy projektowania: Przekształcenia w kolejnych krokach, zmierzają do przedstawienia układu (1) - (2) w układzie nowych zmiennych stanu oraz wyprowadzenia prawa sterowania, spełniającego założenia Tw. La Salle Yoschizawa.

W pierwszym kroku przyjęto nowe wektory zmiennych stanu $z_1(t) = [z_{11}(t), z_{12}(t), z_{13}(t)]^T$ i $z_2(t) = [z_{21}(t), z_{22}(t), z_{23}(t)]^T$ postaci:

$$\begin{aligned} z_1 &= \eta - \eta_z & (4) \\ z_2 &= R(\psi)v - \alpha & (5) \end{aligned}$$

Składowe wektora z_1 reprezentują odpowiednio $z_{11}(t) = x - x_z$ i $z_{12}(t) = y - y_z$ minimalizowany uchyb pozycji w osi x i y , $z_{13}(t) = \psi - \psi_z$ minimalizowany uchyb kursu. Składowe wektora z_2 reprezentują, odpowiednio $z_{21}(t) = u \cos \psi - v \sin \psi - \alpha_1$ stabilizowaną prędkość wzdłużną i $z_{22}(t) = u \sin \psi + v \cos \psi - \alpha_2$ stabilizowaną prędkość poprzeczną, $z_{23}(t) = r - \alpha_3$ oraz stabilizowaną prędkość kątową. Natomiast α_1 , α_2 , α_3 są funkcjami stabilizującymi.

Równanie dynamiki nowego podukładu, projektowanego w kroku pierwszym, jest określone przez pochodną zmiennej z_1 i na podstawie wzorów (1), (2) przyjmuje następującą postać:

$$z_1' = \eta' - \eta_z' = R(\psi)v - \eta_z' = z_2 + \alpha - \eta_z' \quad (6)$$

Zadaniem wektora α jest stabilizacja podukładu (1) w odniesieniu do kontrolnej funkcji Lapunowa CLF (ang. Control Lapunov function), określonej w postaci formy kwadratowej:

$$V_1 = 0.5 z_1^T z_1 \quad (7)$$

Na podstawie wzoru (6) pochodna funkcji V_1 może być zapisana w postaci:

$$V_1' = z_1^T z_1' = z_1^T (z_2 + \alpha - \eta_z') \quad (8)$$

Przyjmując wektor funkcji stabilizujących α :

$$\alpha = -C_1 z_1 + \eta_z' \quad (9)$$

gdzie: $C_1 = \text{diag}(c_1, c_2, c_3) > 0$ jest macierzą diagonalną parametrów projektowania.

otrzymujemy równanie dynamiki błędu:

$$z_1' = z_2 - C_1 z_1 \quad (10)$$

oraz pochodną CLF:

$$V_1' = -z_1^T C_1 z_1 + z_1^T z_2 \quad (11)$$

Wybór funkcji α w postaci (9) pozwala zachować ujemnie określoną wartość pochodnej V_1' , przy $z(t) \rightarrow 0$.

Równanie własności dynamicznych podukładu projektowanego w kroku drugim jest określone przez pochodną zmiennej z_2 i na podstawie wzorów (5), (2) i (9) przyjmuje postać:

$$z_2' = R(\psi)v' + R'(\psi)v - \alpha' \quad (12)$$

$$\text{gdzie: } \alpha' = -C_1 z_1' + \eta_z'' \quad (13)$$

Prawo sterowania τ ma za zadanie stabilizować podukład (2) w odniesieniu do funkcji CLF będącej sumą pierwszej funkcji Lapunowa i składnika związanego z wektorem błędów z_2 :

$$V_2 = 0.5 z_2^T z_2 + V_1 \quad (14)$$

Jej pochodna na podstawie wzorów (11), (2) i (12) może być opisana następującą zależnością:

$$V_2' = z_2^T z_2' + V_1' = -z_1^T C_1 z_1 + z_2^T [R(\psi)M^{-1}(\tau Dv) + R'(\psi)v + z_1 + C_1 z_1 - \eta_z''] \quad (15)$$

Następnie do wyrażenia w nawiasie kwadratowym zastosowano podstawienie o postaci:

$$R(\psi)M^{-1}(\tau Dv)+R'(\psi)v+z_1+C_1z_1'-\eta''_z=-C_2z_2 \quad (16)$$

na podstawie którego zdefiniowano prawo sterowania:

$$\tau=-MR^T(\psi)[R'(\psi)v+z_1+C_1z_1'-\eta''_z+C_2z_2]+Dv \quad (17)$$

Wyprowadzone prawo sterowania (17) gwarantuje, że pochodna funkcji Lapunowa:

$$V_2'=-z_1^TC_1z_1-z_2^TC_2z_2 \quad (18)$$

spełnia założenia Tw. La Salle Yoschizawa. Gwarantuje ono asymptotyczną zbieżność punkt równowagi układu $(z_1, z_2)=(\mathbf{0}, \mathbf{0})$ do zera, zatem zbieżność asymptotyczną $\eta(t) \rightarrow \eta_z(t)$ oraz $\eta'(t) \rightarrow \alpha(t)$, przy $t \rightarrow \infty$.

3.2. Nieliniowy regulator PID

Obecnie systemy DP, będące na wyposażeniu jednostek pływających, wykorzystują zazwyczaj klasyczny, liniowy względem zmiennych stanu algorytm PID do minimalizacji odchyłań jednostki od wartości zadanych pozycji i kursu. W pracy [1] konwencjonalny regulator PID został zmodyfikowany, poprzez wprowadzenie macierzy transformacji $R(\psi)$ i opisany zależnością nieliniową w następujący sposób:

$$\tau=K_I R^T(\psi) \int_{0,t} (\eta-\eta_d) dt + K_p R^T(\psi) (\eta-\eta_d) - K_d v \quad (19)$$

gdzie $K_I, K_p, K_d \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ reprezentują macierze wzmacnień określające wpływ poszczególnych składników na wektor sygnałów sterujących w trzech stopniach swobody.

4. BADANIA SYMULACYJNE

Do badań symulacyjnych przyjęto bezwymiarowy model matematyczny statku DP o długości $L=76.2\text{m}$ i masie 4000t , opisany układem równań różniczkowych (1), (2), w płaszczyźnie horyzontalnej. Macierz inercji, tłumienia i macierz transformacji dla modelu bezwymiarowego przyjmują postać [2]:

$$M = \begin{bmatrix} 1.1274 & 0 & 0 \\ 0 & 1.8902 & -0.0744 \\ 0 & -0.0744 & 0.1278 \end{bmatrix}, \quad (20)$$

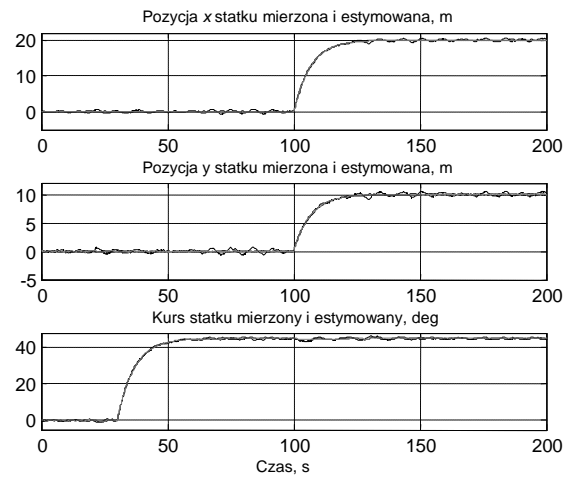
$$D = \begin{bmatrix} 0.0358 & 0 & 0 \\ 0 & 0.1183 & -0.000124 \\ 0 & -0.000041 & 0.0308 \end{bmatrix}, \quad (21)$$

$$R(\psi) = \begin{bmatrix} \cos\psi & -\sin\psi & 0 \\ \sin\psi & \cos\psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (22)$$

Badania symulacyjne zostały przeprowadzone w układzie przedstawionym na rysunku 1. Regulatory DP zaprojektowane w oparciu o metodę backstepping (17) i regulator PID (19) generują uogólniony wektor sił i momentu w celu utrzymania zadanej pozycji i kursu statku, w obecności zakłóceń środowiskowych od fali (3). Parametry regulatorów wyznaczono metodą najmniejszych kwadratów. Do optymalizacji zastosowano algorytm genetyczny z funkcją celu w postaci sumy kwadratów błędów regulacji. Regulatory dostrojono metodą off-line, uwzględniając manewr zmiany pozycji statku $(0, 0, 0^0)$ na

pozycję $(0, 0, 45^0)$. W układzie sterowania założono, że tylko sygnały pozycji i kursu są dostępne za pomocą nawigacyjnych systemów pomiarowych takich jak GPS, DGPS oraz żyrokompas. Natomiast niemierzalne prędkości statku, konieczne w celu wyprowadzenia praw sterowania (17) i (19) są estymowane z obserwatora stanu [1], który dodatkowo dokonuje filtracji wysokoczęstotliwościowych zakłóceń od fali.

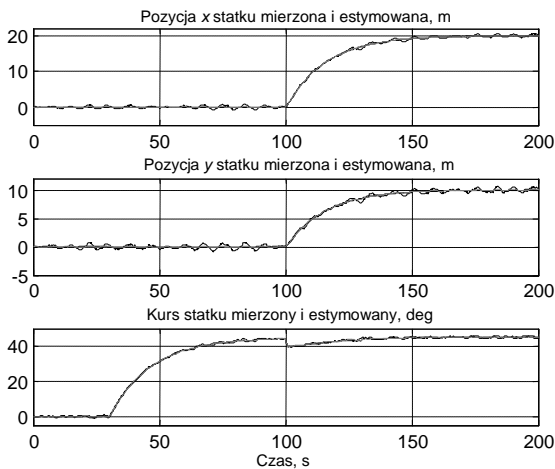
W badaniach przyjęto zerowe początkowe wartości pozycji, kursu oraz ich estymat, jak również wartości początkowe wektora prędkości statku. W pierwszej fazie manewru następuje stabilizacja pozycji i kursu na wartościach zerowych. Następnie po czasie 30 sekund, rozpoczęto manewr zmiany pozycji $(0, 0, 0^0)$ na pozycję $(0, 0, 45^0)$. Następnie po ustabilizowaniu się kursu, po czasie 100 sekund, rozpoczęto manewr zmiany pozycji $(0, 0, 45^0)$ na pozycję $(20, 10, 45^0)$. W ostatniej fazie manewru stabilizowano zarówno pozycję jak i kursu na wartościach zadanych. Charakterystyki porównawcze pracy układu DP z rozpatrywanymi regulatorami zostały przedstawione na rysunkach 2-5.



Rys. 2. Przebiegi czasowe pozycji i kursu mierzone (linia szara) i estymowane (linia czarna) w układzie DP z regulatorem backstepping.

Na rysunkach 2 i 3 przedstawiono przebiegi czasowe sygnałów pomierzonych i estymowanych pozycji i kursu statku w układzie DP z zaprojektowanymi regulatorami. Rysunek 4 przedstawiono przebiegi czasowe błędów estymacji prędkości wzdłużnej, poprzecznej i kątowej statku z zaprojektowanymi regulatorami. Na rysunku 5 przedstawiono przebiegi czasowe błędów regulacji pozycji wzdłużnej, poprzecznej i kursu w układzie DP z regulatorem backstepping (linia szara) i regulatorem PID (linia czarna). Na podstawie uzyskanych przebiegów można zauważyć asymptotyczną zbieżność pozycji i kursu do zadanych wartości badając układ DP zarówno z regulatorem backstepping jak również z regulatorem PID. Przedstawione przebiegi potwierdzają zdolność układu do filtracji i utrzymywania stałej pozycji i kursu w obecności zakłóceń falowych. W porównaniu z regulatorem PID, metoda backstepping pozwala uzyskać lepsze czasowe wskaźniki jakości sterowania takie jak czas narastania i czas regulacji (rys. 5). Ponadto zmiana pozycji statku spowodowała zwiększenie uchybu kursu w układzie z regulatorem PID. Pamiętając, że układ został dostrojony tylko dla pierwszego manewru, świadczy to o większej wrażliwości regulatora nieliniowego PID na zmiany własności dynamicznych

statku. Porównując przebiegi czasowe sygnałów pomierzonych i estymowanych dla dwóch regulatorów można zauważyć, że obserwator filtruje zakłócenia wysoko częstotliwościowe od fali (rys. 2 i 3) oraz estymuje prędkość wzdłużną, poprzeczną i kątową statku (rys. 4) a błędy estymacji prędkości dążą do zera i nie przekraczają 2% w stanie ustalonym.



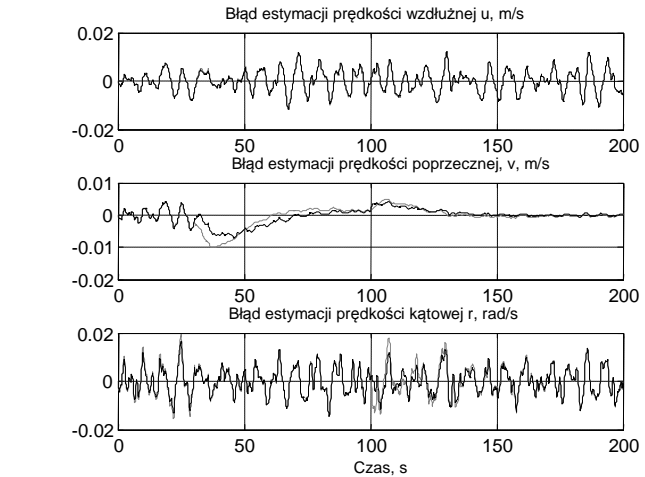
Rys. 3. Przebiegi czasowe pozycji i kursu mierzone (linia szara) i estymowane (linia czarna) w układzie DP z regulatorem PID.

5. WNIOSKI KOŃCOWE

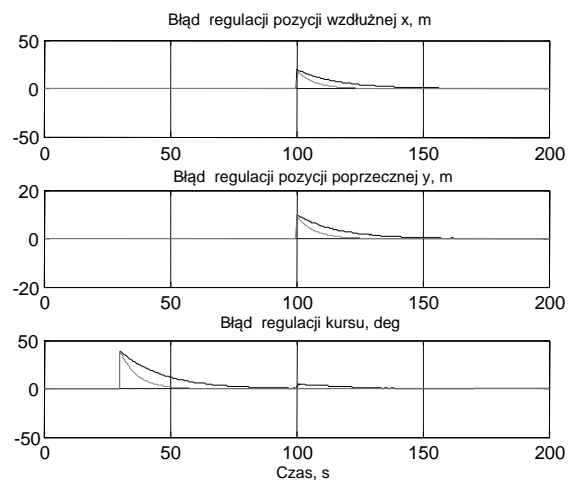
W artykule porównano działanie układu DP z regulatorem backstepping i PID optymalizowanych za pomocą algorytmów genetycznych, metodą najmniejszych kwadratów, w celu minimalizacji błędów regulacji. Uzyskano lepszą efektywność pracy układu w stanach przejściowych, stosując algorytm bardziej złożony, oparty na wykorzystaniu teorii stabilności Lapunowa. Dla regulatora backstepping osiągnięto krótszy czas regulacji i narastania sygnałów pozycji i kursu do wartości zadanej, oraz mniejsza wrażliwość na zmianę pozycji statku. Analizując stany ustalone uzyskano zbliżone kształtem przebiegi czasowe zarówno dla pozycji jak i kursu, bez uchybów ustalonych.

6. BIBLIOGRAFIA

1. Fossen, T.I., Strand, J.P., Passive nonlinear observer design for ships Using Lyapunov Methods: Experimental Results with a Supply vessel, *Automatica*, Vol. 35, No.1 (1999)
2. Godhavn J.M., Fossen T.I., Berge S.P., Non-linear and adaptive backstepping designs for tracking control of ships, *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, No.12 (8), pp. 649–670 (1998)



Rys. 4. Przebiegi czasowe błędów estymacji prędkości wzdłużnej, poprzecznej i kątowej w układzie DP z regulatorem backstepping (linia szara) i regulatorem PID (linia czarna).



Rys. 5. Przebiegi czasowe błędów regulacji pozycji wzdłużnej, poprzecznej i kursu w układzie DP z regulatorem backstepping (linia szara) i regulatorem PID (linia czarna)

3. Krstic, M. and I. Kanellakopoulos, and P.V. Kokotovic. 1995. *Nonlinear and Adaptive Control Design*. John Wiley and Sons Ltd., New York, NY.
4. Rutkowski G., *Eksplotacja statków dynamicznie pozycjonowanych*, Wydawnictwo TRADEMAR, Gdynia (2013), ISBN 978-83-62227-44-0
5. Śmierzchalski R., *Automatyzacja i sterowanie statkiem*, Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej, Gdańsk (2013), ISBN 978-83-7348-487-0
6. Witkowska A., *Metoda backstepping w zastosowaniach morskich*, Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej, Gdańsk (2013), ISBN 978-83-7348-513-6

DESIGNING A MULTIDIMENSIONAL BACKSTEPPING CONTROLLER IN DYNAMIC POSITIONING SYSTEM

Key-words: dynamic positioning, vectorial backstepping, nonlinear PID.

In commercial Dynamic Positioning systems is still used PID control, despite a significant increase in the level of automation. To improve the quality of the positioning of the vessel may allow the use of more effective methods and algorithms, providing advanced nonlinear control techniques. The problem of synthesis a dynamic positioning system for low frequency model of surface vessel was considered in this paper. The recursive vectorial backstepping control design was used to keep a fixed position and heading in presence of wave disturbances. The passive observer was introduced to smooth the measurements and to estimate the velocities needed for the control algorithm. The simulation results were compared with PID controller.

ZASTOSOWANIE MACIERZY PSEUDO ODWROTNEJ W METODACH ALOKACJI PĘDNIKÓW UKŁADU DYNAMICZNEGO POZYCJONOWANIA STATKU

Anna WITKOWSKA

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki, ul. G. Narutowicza 11/12, 80-233 Gdańsk
tel: (58) 347 21 24, fax: (58) 347 24 87, e-mail: awitkowska@ely.pg.gda.pl

Streszczenie: Układy kontroli alokacji pędników stanowią ważną część systemów dynamicznego pozycjonowania na statku. Określają one sygnały sterujące nastawami pędników, na podstawie uogólnionego wektora sił wzdłużnej, poprzecznej i momentu skręcającego, uzyskiwanych z prawa sterowania. W artykule przedstawiono wybrane algorytmy kontroli alokacji pędników, różniące się sposobem wyznaczania macierzy pseudo odwrotnej oraz algorytm bezpośredniej alokacji. Omówiono wpływ zastosowanych metod na wydajność ekonomiczną oraz jakość regulacji układu dynamicznego pozycjonowania statkiem.

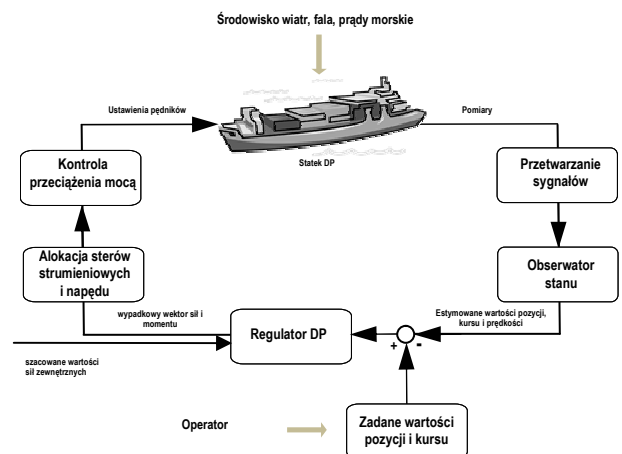
Słowa kluczowe: układ alokacja, dynamiczne pozycjonowanie, macierz pseudo odwrotna.

1. WPROWADZENIE

Systemy dynamicznego pozycjonowania DP (ang. Dynamic Positioning) są obecnie na wyposażeniu wielu jednostek pływających. Głównym zadaniem takich systemów jest utrzymywanie zadanej pozycji i kursu statku oraz manewrowanie przy niskiej prędkości ruchu (do 2 [m/s]), w obecności działających na kadłub statku zakłóceń środowiskowych. Zadanie to jest realizowane poprzez kontrolę ruchu statku w trzech stopniach swobody: wzdłużnym, poprzecznym i myszkowaniu. Celem sterowania jest kompensacja zakłóceń od wiatru, fali, prądów morskich, operując jedynie pędnikami: sterami i napędem.

Przepływ informacji w systemie DP został przedstawiony na rysunku 1 w postaci uproszczonej struktury. Zadane wartości pozycji i kursu są wprowadzane do układu za pomocą interfejsu użytkownika; na podstawie nawigacyjnego systemu referencyjnego oraz obserwatora stanu, uzyskiwane jest estymowane aktualne położenie jednostki, uchyb położenia będący różnicą pomiędzy położeniem zadaniem a estymowanym położeniem aktualnym jest przekazywany na regulator DP; regulator DP wyznacza wymagane siły i moment minimalizujące odchylenia od wartości zadanych; wypadkowy wektor sił i momentu jest przekazywany do układu kontroli alokacji, gdzie dokonuje się rozdziału wartości zadanych sił i momentu na sygnały sterujące nastawami pędników, mianowicie prędkości obrotowe śrub napędu głównego, sterów azymutalnych i tunelowych, kąty wychylenia płetwy sterowej przy jednoczesnej minimalizacji wielkości energii koniecznej do zrealizowania zadania

sterowania. Ze względu na wymagania precyzji i bezpieczeństwa sterowania stawiane systemom DP liczba urządzeń wykonawczych jest z reguły większa od liczby sterowanych stopni swobody ruchu. Występująca nadmiarowość powoduje, że rozkład sił i momentu na sygnały sterujące nie musi być jednoznacznie określony. W takim przypadku może być on aproksymowany w procesie optymalizacji kwadratowej z ograniczeniami na maksymalną amplitudę i prędkość zmiany nastaw urządzeń wykonawczych, przy jednoczesnej minimalizacji strat ekonomicznych związanych z nadmierną aktywnością pędników i sterów.



Rys. 1. Schemat regulatora DP wraz z układem alokacji pędników

Problem alokacji sterowań był intensywnie badany w pracy [3]. Większość rozwiązań obecnie polega na wyznaczaniu macierzy pseudo odwrotnej za pomocą algorytmów numerycznych oraz zastosowaniu klasycznych metod optymalizacji, takich jak: najmniejszych kwadratów, metoda Lagrange'a. Zakładają one z reguły kwadratową funkcję celu minimalizującą zużycie urządzeń wykonawczych podczas realizacji nadrzędnego celu sterowania jakim jest dokładne pozycjonowanie statku.

W artykule przedstawiono wybrane algorytmy kontroli alokacji pędników, różniące się sposobem wyznaczania macierzy pseudo odwrotnej oraz algorytm bezpośredniej alokacji. Omówiono wpływ zastosowanych metod na jakość

regulacji układu dynamicznego pozycjonowania statkiem. W badaniach symulacyjnych przyjęto model matematyczny statku wraz z modelem zakłóceń od fali i modelem matematycznym pędników. Model pędników zależy od wartości prędkości statku. Zmiana prędkości statku decyduje o zastosowanym zestawie pędników.

2. SFORMUŁOWANIE PROBLEMU ALOKACJI PĘDNIKÓW

Rozpatrzmy bezwymiarowy model matematyczny statku DP o długości $L=76.2[m]$ i masie $4000[t]$, opisany następującym układem równań różniczkowych, w płaszczyźnie horyzontalnej [4]:

$$\eta' = R(\psi)v, \quad (1)$$

$$Mv' + Dv = \tau \quad (2)$$

gdzie: $\tau = [\tau_x, \tau_y, \tau_n]^T$ - uogólniony wektor sił i momentu, $\eta = [x, y, \psi]^T$ - wektor pozycji i kursu statku, $v = [u, v, r]^T$ - wektor prędkości wzdłużnej poprzecznej i kątowej statku, macierze $M \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$, $D \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ i $R(\psi) \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ definiują odpowiednio macierz inercji, tłumienia i macierz przejścia z układu nieinercyjnego do układu inercyjnego.

Model statku posiada zainstalowany zespół pięciu pędników, składający się z dwóch śrub napędowych, tunelowego steru strumieniowego i dwóch sterów głównych. Dla statku z nadmiarowym zestawem urządzeń wykonawczych, model pędników może być opisany równaniem (3) i (4), [4]:

$$\tau = Bu \quad (3)$$

$$B = TK(U) \quad (4)$$

gdzie: $u \in \mathbb{R}^5$, $u = [u_1|u_2|u_3|u_4|u_5]^T$ wektor zależny od sterowań odpowiednio prędkością obrotową śrub napędowych u_1 , u_2 , steru strumieniowego u_3 i kątów wychylenia płetw sterowych u_4, u_5 ; $B \in \mathbb{R}^{3 \times 5}$ - macierz efektywności pędników; $T \in \mathbb{R}^{3 \times 5}$ macierz zależna m.in. od rozmieszczenia pędników względem środka geometrycznego statku, i $K(U) \in \mathbb{R}^{3 \times 5}$ macierz diagonalna zależna od prędkości statku i współczynników naporu, pochodzących od zainstalowanych pędników.

Klasyczny problem liniowej alokacji pędników w układzie sterowania statkiem polega na wyznaczeniu wektora sterowań u , spełniającego równanie (3) oraz ograniczenia na maksymalną amplitudę i prędkość zmiany sygnałów sterujących:

$$u_{\min} \leq u \leq u_{\max} \quad (5)$$

przy jednoczesnej minimalizacji poboru energii przez pędniki.

3. METODY KONTROLI ALOKACJI PĘDNIKÓW

Wartości wektora sterowań u mogą być aproksymowane w procesie optymalizacji kwadratowej

$$\min_u (u^T W u) \quad (6)$$

z ograniczeniami (3), (5). Macierz diagonalna wagowa W , umożliwi priorytetyzację pomiędzy poszczególnymi urządzeniami sterowymi.

Jeśli nie uwzględnimy nasycenia urządzeń wykonawczych (5) oraz założymy, że macierz B jest regularna, to równanie (3) posiada rozwiązanie postaci:

$$u = B^+ \tau \quad (7)$$

gdzie: macierz pseudo odwrotna $B^+ = W^{-1} B^T (B W^{-1} B^T)^{-1}$ wyznacza jedno z nieskończenie wielu możliwych rozwiązań równania $B u = \tau$ i jest zwana macierzą Moora Penrose.

Do wyznaczenia macierzy B^+ korzysta się m. in. z metod dekompozycji takich jak rozkład QR, rozkład SVD lub stosując regularyzację. Środowisko programistyczne takie jak MATLAB udostępniają gotowe procedury obliczania macierzy pseudo odwrotnej, które automatycznie stosują metodę optymalną dla podanej macierzy (np. funkcje: pinv, linsolv, lscov).

W praktyce stosowane metody numeryczne kontroli alokacji opierają się na wyznaczeniu macierzy pseudo odwrotnej i różnią się sposobem uwzględnienia ograniczeń związanych z nasyceniem urządzeń wykonawczych. Do takich należy zaliczyć m.in. metody funkcji kary [1], bezpośredniej alokacji DA (ang. Direct Allocation), redystrybuowanych rozwiązań pseudo odwrotnych RPI (ang. Redistributed Pseudo Inverse) [3], kaskadowe metody uogólnionych rozwiązań odwrotnych CGI (ang. Cascading Generalized Inverse) [5], metody zbiorów aktywnych ASM (ang. Active Sets Method) i inne [2, 3].

3.1. Kaskadowe uogólnione rozwiązania odwrotne CGI

Metoda zakłada, że wszystkie rozwiązania pseudo odwrotne (7), które naruszają ograniczenia zostają nasycone i usuwane z procesu optymalizacji. Następnie problem alokacji pędników jest rozwiązywany tylko dla pozostałych tzw. swobodnych wejść sterujących, poprzez znalezienie rozwiązania pseudo odwrotnego. Usunięcie zmiennych nasyconych następuje poprzez wyzerowanie w macierzach W i B , odpowiadających im elementów. Algorytm jest zwany redystrybuowanym pseudo odwrotnym (ang. Redistributed Pseudo Inverse). Iteracyjna wersja algorytmu RPI zwana kaskadowym uogólnionym rozwiązaniem odwrotnym (ang. Cascaded Generalized Inverse) polega na powtarzaniu algorytmu dopóki wszystkie wejścia sterujące zostaną nasycone lub wszystkie rozwiązania pseudo odwrotne będą spełniały ograniczenia.

3.2. Metoda bezpośrednia DA

Bezpośrednia metoda alokacji (ang. Direct Allocation), pierwotnie wprowadzona przez Durham [3] polega na wyznaczeniu obrazu 5-wymiarowej przestrzeni u ograniczeń (5) do 3-wymiarowej przestrzeni τ uogólnionych sił i momentu, względem macierzy B efektywności pędników, zgodnie z przekształceniem (3). Celem tego przekształcenia jest określenie maksymalnych możliwych do osiągnięcia wartości τ^* - zapotrzebowania na moc sterowania. Algorytm polega na znalezieniu liczby rzeczywistej $\rho = \frac{\|\tau^*\|}{\|\tau\|}$, i wektora sterowań u^* , spełniających równanie $B u^* = \rho \tau$. Liczba rzeczywista ρ , fizycznie oznacza współczynnik skalujący, zależny od zapotrzebowania na moc sterowania. Jeśli zapotrzebowanie na moc sterowania jest zbyt duże, to $\rho \leq 1$ i sygnał sterujący jest nasycony $u = u^*$. W przeciwnym przypadku pędniki dostarczają odpowiedniej mocy i sygnał jest przeskalowany $u = \frac{u^*}{\rho}$.

4. BADANIA SYMULACYJNE

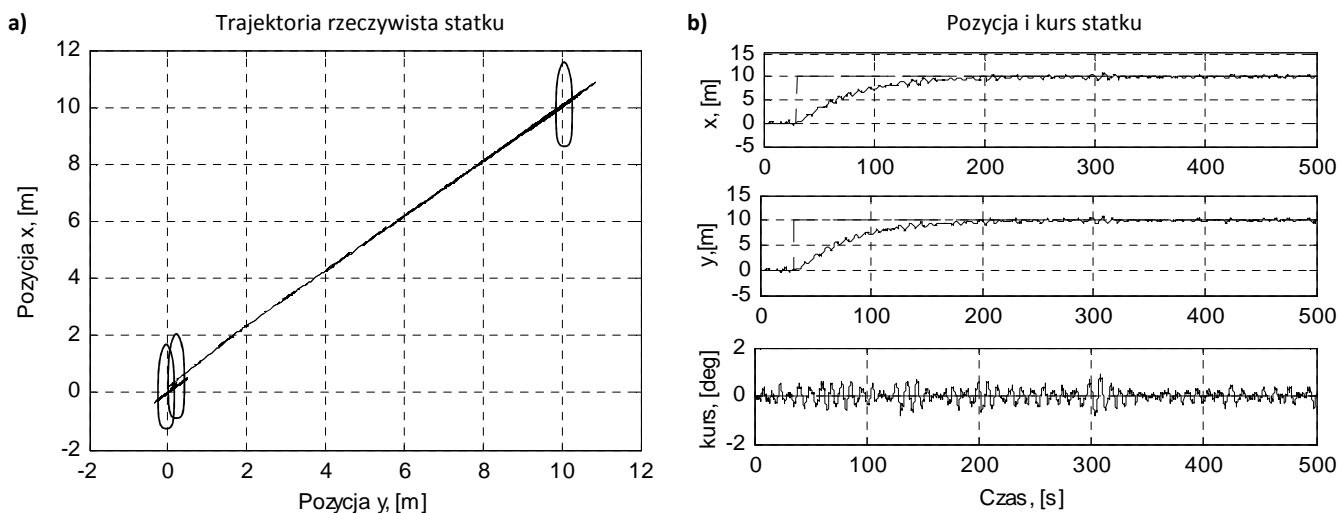
Badania symulacyjne zostały przeprowadzone w układzie przedstawionym na rysunku 1. Regulator DP zaprojektowany w oparciu o metodę backstepping [6] generuje uogólniony wektor sił i momentu w celu utrzymania zadanej pozycji i kursu statku, w obecności zakłóceń środowiskowych od fali. Parametry regulatora backstepping wyznaczono metodą najmniejszych kwadratów. Nieliniowy pasywny obserwator zaproponowany przez [5] wyznacza estymaty niemierzonych wartości pozycji i prędkości statku oraz filtruje wysokoczęstotliwościowe zakłócenia od fali [3]. W badaniach ustalono zerowe początkowe wartości pozycji, kursu oraz ich estymat jak również założono, zerowe wartości początkowe wektora prędkości statku. W pierwszej fazie manewru następuje stabilizacja pozycji i kursu na wartościach zerowych. Następnie po czasie 30 sekund, wykonano manewr zmiany pozycji o 10 [m] skokowo na prawą burtę, stabilizując przy tym tylko kurs. W ostatniej fazie manewru stabilizowana jest zarówno pozycja jak i kurs na wartościach zadanych. Badania przeprowadzono dla czterech metod alokacji pędników: bezpośredniej metody DA, metody kaskadowej uogólnionych rozwiązań odwrotnym CGI, z zastosowanym różnych sposobów generowania macierzy pseudo odwrotnej: rozkładu QR (CGI-QR), rozkładu SVD (CGI-SVD) oraz macierzy Moora Penrose (CGI-MP). Wyniki badań symulacyjnych zostały przedstawione na rysunkach 2-3. Analizując działanie układu DP podczas próby manewrowej, z wybranymi algorytmami alokacji, można zauważyć, że zarówno trajektorie statku (rys. 2a) jak i charakterystyki pozycji i kursu (rys. 2b) oraz prędkości (rys. 3a) pokrywają się a więc uzyskano zbliżony efekt sterowania. Natomiast analizując działanie układu kontroli alokacji pędników można zauważyć, że algorytmy CGI-QR, CGI-SVD, CGI-

MP, oparte o metodę macierzy pseudo odwrotnej i algorytm CGI, generują charakterystyki sygnałów sterujących nastawami pędników o zbliżonym kształcie. Algorytm DA wyznacza rozwiązanie o większej wartości prędkości obrotowych śrub napędowych, natomiast mniejszej wartości prędkości obrotowej steru strumieniowego niż ma to miejsce w przypadku pozostałych metod (rys. 3b). Efektywność pletw sterowych jest bardzo mała w porównaniu z pozostałymi urządzeniami sterowymi. Dotyczy to wszystkich rozpatrywanych algorytmów. W Tabelicy 1. przedstawiono wskaźniki jakości pracy algorytmów: maksymalny czas pracy Max_time, średni czas pracy Mean_time, wskaźnik błędów alokacji $\|Bu - \tau\|_2$ i wskaźnik aktywności urządzeń napędowych $\|u\|_2$.

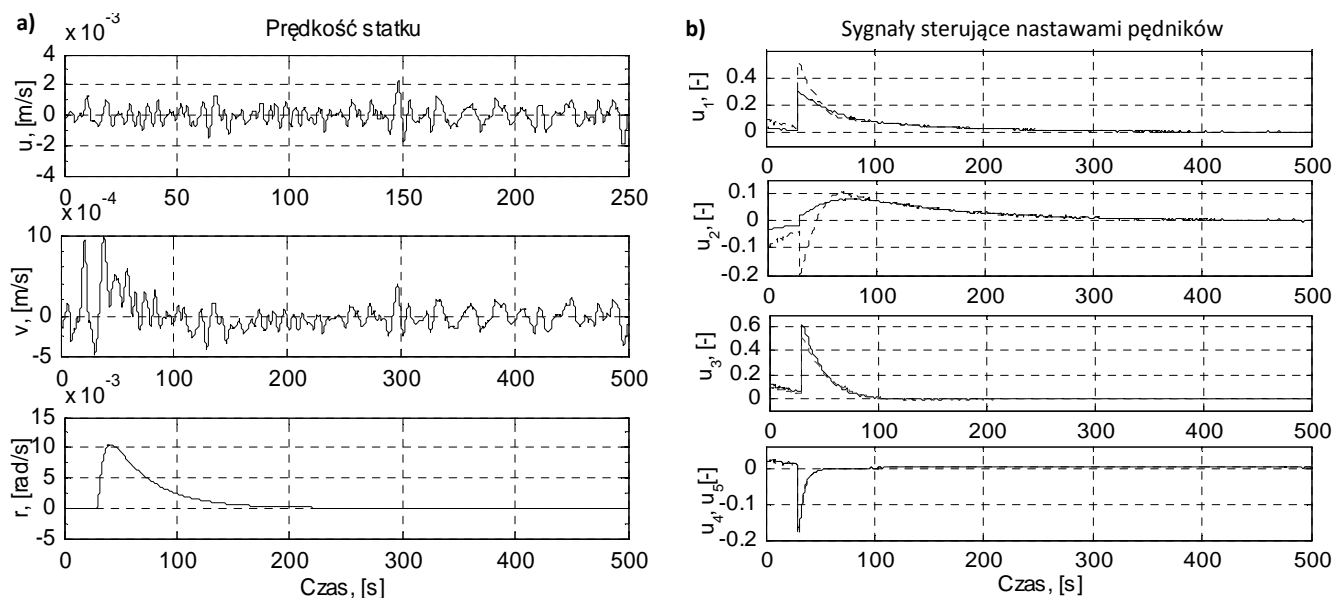
Tabela 1. Wskaźniki jakości pracy algorytmów.

Metoda	Max_time [ms]	Mean_time [ms]	$\ Bu - \tau\ _2$	$\ u\ _2$
CGI-QR	2.0986	0.15282	272.045	0.52932
CGI-MP	1.1065	0.14834	272.045	0.52932
CGI-SVD	1.2213	0.17082	272.045	0.52932
DA	198.052	8.036	272.045	0.64198

Na podstawie uzyskanych wyników można zauważyć, że metody pozwalają uzyskać taką samą wartość wskaźnika błędów alokacji. Największą wartość wskaźnika aktywności pędników uzyskano z uwzględnieniem w układzie sterowania metody DA bezpośredniej alokacji. Ponadto algorytm DA generuje rozwiązanie w czasie nawet kilkukrotnie dłuższym niż pozostałe algorytmy. Pozostałe algorytmy działają w czasie zbliżonym do rzeczywistego, dla statku ten czas nie powinien przekraczać 50 [ms].



Rys. 2. Charakterystyki : a) trajektorii rzeczywistej statku, b) pozycji i kursu statku, z różnymi algorytmami alokacji (DA - linia przerywana, CGI-QR - linia czarna, CGI-SVD - linia szara ciągła, CGI-MP - linia szara przerywana).



Rys. 3. Charakterystyki: a) składowych wektora prędkości statku, b) sygnałów sterujących nastawami pędników, z różnymi algorytmami alokacji (DA - linia przerywana, CGI-QR - linia czarna, CGI-SVD - linia szara ciągła, CGI-MP - linia szara przerywana).

5. WNIOSKI KOŃCOWE

Biorąc pod uwagę analizowane metody kontroli alokacji pędników CGI-QR, CGI-SVD, CGI-MP, DA, uzyskujemy ten sam efekt sterowania w rozpatrywanym układzie nie uwzględniającym dynamiki przestawiania urządzeń wykonawczych jednostki oraz ograniczeń na prędkość zmiany sygnałów sterujących. Mianowicie w każdym przypadku otrzymujemy ten sam wypadkowy wektor sił i momentu działający na kadłub statku i wywołujący jego ruch. Jednakże nie wszystkie algorytmy dają ten sam efekt ekonomiczny pracy układu. Pomimo tych samych wartości wypadkowego wektora sił i momentu, charakterystyki sygnałów sterowania mogą się różnić, co do wartości i aktywności, w zależności od zastosowanej metody alokacji. Ma to istotne znaczenie podczas stabilizacji statku i manewrowaniu przy niskiej prędkości ruchu, ponieważ sygnały sterujące wpływają na efektywność pracy urządzeń wykonawczych, zużycie paliwa. Należy również pamiętać, że koszt wychylenia płetwy sterowej jest minimalny w porównaniu z kosztami pracy napędu głównego i steru tunelowego. Nie jest to uwzględnione w niniejszej pracy.

6. BIBLIOGRAFIA

1. Bodson M., Evaluation of optimization methods for control allocation, *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, Vol. 25, No. 4, pp. 703–711 (2002)
2. Durham W., Constrained Control Allocation, *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, Vol. 16, No. 4 (1993)
3. Fossen, T.I., Strand, J.P., Passive nonlinear observer design for ships Using Lyapunov Methods: Experimental Results with a Supply vessel, *Automatica*, Vol. 35, No.1 (1999)
4. Godhavn J.M, Fossen T.I., Berge S.P., Non-linear and adaptive backstepping designs for tracking control of ships, *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, No.12 (8), pp. 649–670 (1998)
5. Shi X., Wei Y., Ning J., Fu M. Constrained Control Allocation using Cascading Generalized Inverse for Dynamic Positioning of Ships, *Proc. of the 2011 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, pp. 1636–1640, Beijing, China (2011)
6. Witkowska A., Dynamic Positioning System with Vectorial Backstepping Controller, *Proc. of 18th International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics*, pp. 842–847 (2013)

CONTROL ALLOCATION METHODS IN DYNAMIC POSITIONING SYSTEM USING PSEUDOINVERSE

Key-words: control allocation, dynamic positioning, pseudoinverse.

Control allocation systems are an important part of the dynamic positioning of ships. They define the control signals based on generalized vector of forces longitudinal, transverse and torque derived from the control law. The article presents selected control allocation algorithms, based on different ways of determining the pseudo inverse matrix to optimize the operation of these devices, and discusses the economic efficiency and control quality of the dynamic positioning system.

MIKROPROCESOROWY, DWUKANAŁOWY KILOWOLTOMIERZ NAPIĘCIA STAŁEGO

Paweł ZYDRON, Damian PALA, Michał BONK

Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica w Krakowie, Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Inżynierii Biomedycznej, Katedra Elektrotechniki i Elektroenergetyki
tel: 12 6172835 e-mail: pzydron@agh.edu.pl, mail@damianpala.com, bonkm@agh.edu.pl

Streszczenie: W laboratorium wysokich napięć zachodzi potrzeba wykonywania pomiarów różnych rodzajów napięć ze źródeł o różnorodnych konfiguracjach układowych (jedno i wielofazowe, symetryczne, niesymetryczne). Artykuł przedstawia opis pracy projektowo-konstrukcyjnej obejmującej wykonanie 2-kanałowego miernika wysokiego napięcia stałego, zbudowanego z zastosowaniem dedykowanego kontrolera mikroprocesorowego, zwiększającego funkcjonalność przyrządu. Część wysokonapięciowa miernika została zbudowana w oparciu o dwa dzielniki rezystancyjne o dużej dokładności i stabilności temperaturowej. W artykule przedstawiono zarówno założenia i rozwiązania konstrukcyjne wykonanego kilowoltomierza różnicowego jak również wyniki jego badań przeprowadzonych w Laboratorium Wysokich Napięć AGH, a dotyczących podstawowych parametrów technicznych tego przyrządu pomiarowego.

Słowa kluczowe: wysokie napięcie stałe, kilowoltomierz różnicowy, sterownik mikroprocesorowy.

1. WPROWADZENIE

W badawczych laboratoriach wysokich napięć występuje stała potrzeba wykonywania wiarygodnych pomiarów różnego rodzaju napięć: stałych, przemiennych, impulsowych, kombinowanych, wytwarzanych przez źródła o różnych konfiguracjach układowych: jedno-/wielofazowych, doziemnych/międzyfazowych, symetrycznych/niesymetrycznych. Taka różnorodność napięć i układów jest powodowana potrzebą jak najbardziej wiernego odtworzenia w warunkach laboratoryjnych narażeń napięciowych układów izolacyjnych urządzeń elektrycznych, pracujących w różnych, niekiedy bardzo specyficznych, warunkach eksploatacyjnych. Pewna grupa pomiarów dotyczy badań wykonywanych rutynowo, na przykład podczas prób napięciowych układów izolacyjnych wykonywanych w oparciu o zalecenia odpowiednich norm przedmiotowych. W przypadku prowadzenia prac badawczych i rozwojowych, dotyczących badań właściwości nowych materiałów lub konstrukcji układów izolacyjnych wymagania dotyczące pomiarów mogą mieć charakter niestandardowy, znacznie odbiegający od pomiarów typowych.

Do pomiarów wysokich napięć, ze względu na ich wartość, stosuje się metody charakterystyczne dla techniki wysokich napięć, np. metody iskiernikowe, przekładnikowe, z dzielnikami różnych typów (rezystancyjnymi, pojemno-

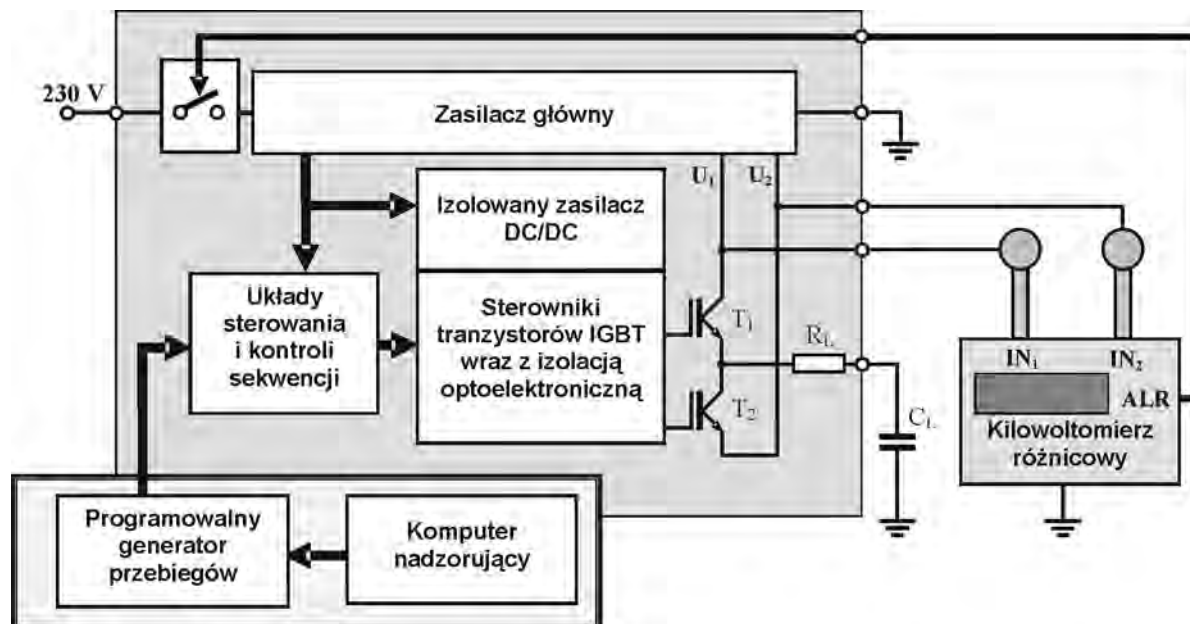
ściowymi), uwzględniające przede wszystkim rodzaj mierzonego napięcia. Metody te oraz wymagania ich dotyczące są szczegółowo opisywane w licznych podręcznikach i monografiach z zakresu techniki i diagnostyki wysokonapięciowej [1-3] oraz normach krajowych i międzynarodowych [4-5].

Artykuł opisuje projekt i wykonanie 2-kanałowego kilowoltomierza napięcia stałego przeznaczonego do kontroli napięć stałych *DC* zasilających układ laboratoryjnego energoelektronicznego modulatora napięć typu *PWM* (*Pulse Width Modulation*) (rys. 1), służącego badaniom układów izolacyjnych. Kilowoltomierz ma za zadanie mierzyć wartości dwóch napięć stałych zasilających modulator, wyznaczać ich różnicę oraz w przypadku przekroczenia zadanej przez operatora wartości granicznej zainicjować operację wyłączenia zasilania układu.



Rys. 1. Przykładowy, energoelektroniczny modulator napięć typu *PWM*, dla którego zaprojektowano opisany w artykule 2-kanałowy kilowoltomierz napięcia stałego

Na rysunku 2 przedstawiono schemat blokowy przykładowego układu generacji napięć *PWM* wraz z zaprojektowanym kilowoltomierzem. Przystępując do realizacji zadania określono podstawowy zestaw wymagań, które powinien spełniać kilowoltomierz, dotyczących zakresu wartości napięć mierzonych, dokładności pomiaru, sposobu wizualizacji wyników oraz programowania nastaw napięć granicznych.



Rys. 2. Uproszczony schemat blokowy przykładowego układu generacji napięć PWM wraz z projektowanym kilowoltomierzem

Zaprojektowany kilowoltomierz 2-kanalowy powinien mierzyć napięcia: U_1 podawane na wejście IN_1 oraz U_2 podawane na wejście IN_2 i wyznaczać ich różnicę. Napięcie U_1 jest dodatnie i jeśli napięcie $U_2 = -U_1$ wówczas modulator jest zasilany napięciem symetrycznym względem masy o wartości różnicowej równej $2U_1$. Przekroczenie dopuszczalnej wartości różnicowej powoduje aktywowanie sygnału alarmowego ALR, co skutkuje rozłączeniem stycznika, przez który podawane jest napięcie sieciowe 230 V, zasilające cały układ. Pojemność C_L reprezentuje pojemność badanego układu izolacyjnego, a rezystor R_L ograniczenie wartości prądu jej ładowania. Wysokonapięciowe tranzystory IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) dużej mocy T_1 i T_2 pełnią funkcję łączników sterowanych odpowiedzialnych za wytworzenie odpowiedniej, modulowanej sekwencji napięć PWM, zadawanej z zewnętrznego programowanego generatora przebiegów.

2. ZAŁOŻENIA PROJEKTOWE I KONSTRUKCJA KILOWOLTOMIERZA

Przed rozpoczęciem prac projektowych określono zestaw wymagań dotyczących właściwości i parametrów technicznych kilowoltomierza:

- zakres pomiarowy: nie mniejszy niż $\pm 12\sqrt{2}$ kV,
- krok nastawy wartości napięcia granicznego oraz rozdzielczość wyświetlacza LCD: 100 V,
- rozdzielczość pomiaru przetwornika A/C: nie mniej niż 10 bitów dla pełnego zakresu pomiarowego, co odpowiada wartości ok. 33 V/bit,
- liczba kanałów pomiarowych: 2 (IN_1 i IN_2),
- próbkowanie: 8000 próbek/s (4000 próbek/s w kanale),
- wyjście dwustanowe: NC/NO,
- mikroprocesorowy kontroler,
- duży, czytelny wyświetlacz,
- możliwość pomiaru napięć stałych w kanałach IN_1/IN_2 oraz obliczenia dla nich wartości różnicowej,
- dodatkowo, jako możliwa do realizacji opcja, pomiar napięć przemiennych w obu kanałach,
- uwzględnienie przy projektowaniu części wysokonapięciowej występujących zjawisk polowych.

Dla spełnienia wyżej wymienionych wymagań urządzenie zostało zaprojektowane i wykonane w oparciu o mikrokontroler ATmega32. Uzasadnieniem dla takiego wyboru jednostki sterującej są parametry techniczne mikrokontrolera, pozwalające spełnić wymagania określone w założeniach projektowych. Mikrokontroler ATmega32 posiada: wbudowany przetwornik analogowo-cyfrowy, interfejs SPI (*Serial Peripheral Interface*) oraz wydajność obliczeniową wystarczającą dla realizacji zadań wykonywanych przez zaprojektowany kilowoltomierz [6]. Dodatkowo, uwzględniono również czynnik ekonomiczny tzn. niską cenę i dostępność tego układu na rynku.

Każdy kilowoltomierz powinien wizualizować mierzoną wartość napięcia, w sposób umożliwiający jej łatwy odczyt. W opisanym urządzeniu zastosowano czytelny wyświetlacz typu LED (*Light-Emitting Diode*), pozwalający na równoczesne wyświetlanie dwóch napięć, z planowaną rozdzielczością 0,1 kV. Niezależny sterownik wyświetlacza, odciążający główny procesor od wykonywania dodatkowych operacji, pracuje w oparciu o mikrokontroler ATmega8 [7]. Komunikacja podstawowego modułu miernika z wyświetlaczem odbywa się poprzez interfejs standardu SPI.

Dwa niezależnie mierzone sygnały wysokonapięciowe, są podawane na wysokonapięciowe dzielniki rezystancyjne, których dokładność i stabilność ma zasadnicze znaczenie dla niepewności pomiaru napięcia. Ich zadaniem jest obniżenie wartości mierzonych napięć do wartości odpowiadających zakresowi napięcia akceptowanego przez układy wstępnego przetwarzania sygnału, z których każdy zawiera wtórnik napięciowy i wzmacniacz operacyjny realizujący m.in. funkcję przesuwania poziomu sygnału. Następnie sygnały napięciowe są multipleksowane na wejście przetwornika A/C mikrokontrolera, gdzie odbywa się operacja próbkowania i konwersji wartości analogowej napięcia na wartość cyfrową dla 8000 próbek. Mikrokontroler przetwarza uzyskane dane cyfrowe, uwzględniając parametry toru pomiarowego, a końcowy wynik jest wysyłany poprzez interfejs SPI do modułu wyświetlacza LED.

Dla realizacji planowanej funkcji dodatkowej urządzenie wyposażono w ręcznie nastawiany cyfrowy zadajnik maksymalnej dopuszczalnej różnicy napięć wejściowych oraz dwustanowe wyjście przekaźnikowe.

Elementy te pozwalają na realizację funkcji zabezpieczenia przed zbyt dużą wartością różnicy napięć podawanych na układ wysokonapięciowego modulatora napięcia.

Jednymi z najważniejszych elementów miernika są dwa wykonane dla niego wysokonapięciowe dzielniki napięcia. Ich zadaniem jest obniżanie wysokich napięć, podawanych na wejścia IN_1 i IN_2 , do wartości nie większych niż 1,25 V, co odpowiada zakresowi wejściowemu przetwornika A/C mikrokontrolera ATmega32. Każdy z dzielników składa się z górnej gałęzi rezystancyjnej (wysokonapięciowej) oraz rezystancji dolnej. Gałąź wysokonapięciową stanowi 8 połączonych szeregowo rezystorów typu VR68 (rys. 3), selekcjonowanych spośród rezystorów o tolerancji $\pm 1\%$ z temperaturowym współczynnikiem rezystancji $TCR \leq 200$ ppm/K [8]. Rezystancję dolną stanowi precyzyjny, wysokostabilny rezystor typu RCMA (tolerancja $\pm 0,2\%$, $TCR \leq \pm 15$ ppm/K) [9]. Rezystancja wejściowa obu dzielników napięcia jest równa 37,6 M Ω , a całkowita długość jednego wynosi ok. 40 cm (rys. 4). Doprowadzenia wysokonapięciowe do łańcuchów rezystorowych wykonano z metalowych kul wyposażonych w zaciski laboratoryjne. Takie rozwiązanie ma za zadanie odpowiednio ukształtować rozkład i obniżyć wartość maksymalną natężenia pola elektrycznego w otoczeniu zacisków, co pozwala wyeliminować pojawianie się wyładowań ulotowych.



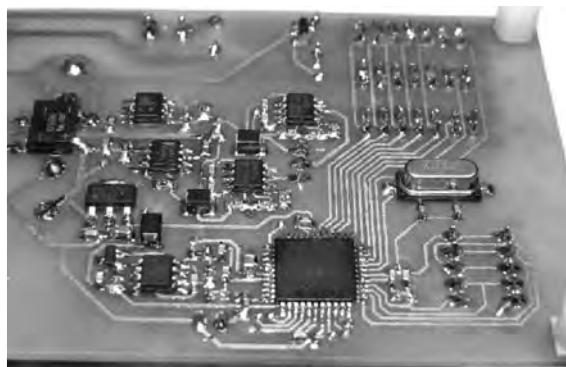
Rys. 3. Rezystor wysokonapięciowy typu VR68



Rys.4. Łańcuchy rezystorowe wysokonapięciowych dzielników napięcia zastosowanych w kilowoltmierzu

Jak podano, podstawowym układem elektronicznym zastosowanym w kilowoltmierzu jest mikrokontroler ATmega32, któremu towarzyszą niezbędne dla poprawnego funkcjonowania przyrządu układy analogowe odpowiedzialne za kondycjonowanie sygnałów mierzonych (rys. 5). Wraz z nimi na jednej płytce drukowanej umieszczono również transformator zasilający oraz układy filtracji i stabilizacji napięcia. Na osobnej płytce drukowanej zainstalowano moduł wyświetlacza LED wraz ze sterownikiem opartym na mikrokontrolerze ATmega8. Wyświetlacz został zaprojektowany w układzie 2 x 3, czyli 2 rzędy po 3 cyfry o wysokości 1,5 cala i regulowanej jasności świecenia w każdym. Wyświetlane są mierzone wartości napięć z obu kanałów lub obliczone napięcie różnicowe.

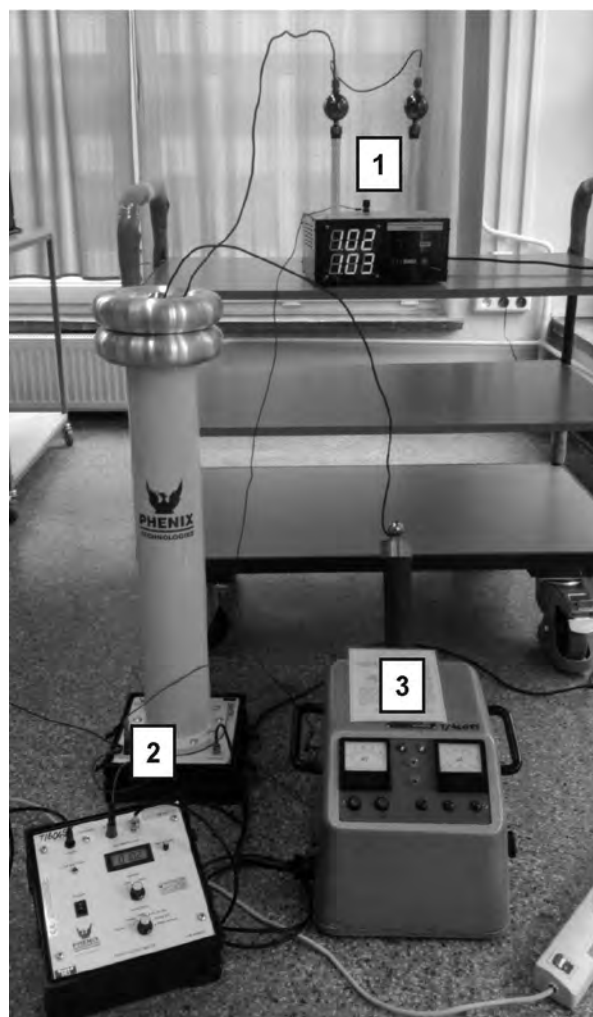
Opisane elementy i układy elektroniczne składające się na końcową wersję kilowoltmierza umieszczono w specjalnie przygotowanej obudowie, wykonanej z płyt wyciętych laserowo z czarnego szkła akrylowego.



Rys. 5. Fragment płyty głównej miernika z mikrokontrolerem i układami kondycjonowania sygnałów analogowych

3. WYNIKI TESTÓW KILOWOLTMIERZA

Dla sprawdzenia poprawności konstrukcji kilowoltmierza wykonano testy laboratoryjne, podczas których jego wskazania odniesiono do wskazań przyjętego za miernik referencyjny kilowoltmierza KVM-200 firmy Phenix Technologies o dokładności $1\% \pm 3$ cyfry dla 10% do 100% pełnego zakresu i $2\% \pm 5$ cyfr dla 1% do 10% pełnego zakresu pomiarowego [10]. Napięcie stałe zastosowane w czasie testów było wytwarzane przez aparat do badania kabli typu ABK-45 (rys. 6).



Rys. 6. Testy kilowoltmierza: 1) badany kilowoltmierz dwukanałowy, 2) kilowoltmierz referencyjny KVM-200, 3) źródło napięcia stałego – aparat do badania kabli ABK-45

Wartość względnej różnicy wskazania δ_x w kanale IN_x względem wskazania kilowoltomierza referencyjnego obliczono zgodnie ze wzorem:

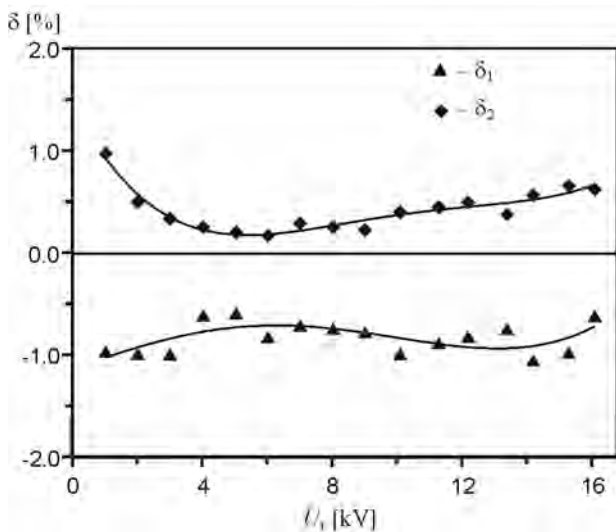
$$\delta_x = \frac{U_x - U_r}{U_r} \times 100 [\%] \quad (1)$$

gdzie:

U_x – wartość napięcia wskazana przez kilowoltomierz badany w kanale IN_x (średnia z 5 odczytów);

U_r – wartość napięcia wskazana przez kilowoltomierz referencyjny KVM-200 (średnia z 5 odczytów).

Wyniki pomiarów sprawdzających dla napięcia stałego, dla obu kanałów kilowoltomierza, przedstawiono na rysunku 7.



Rys. 7. Zależność względnej różnicy wskazania δ_x dla kanałów IN_1 (trójkąty) i IN_2 (kwadraty) dla napięć stałych do 16 kV

4. PODSUMOWANIE

Wykonany kilowoltomierz dzięki pomiarowi dwukanałowemu i wbudowanemu mikrokontrolerowi pozwala na pracę w kilku trybach. Zmiana trybu odbywa się poprzez wciśnięcie przycisku MODE, znajdującego się na płycie czołowej urządzenia. Podstawowymi trybami, wynikającymi z przeznaczenia urządzenia są:

- tryb I – dwukanałowy pomiar napięcia stałego,
- tryb II – wyznaczanie różnicy napięć stałych.

Podczas realizacji projektu zaimplementowano również prosty algorytm obliczania wartości skutecznych dla ciągów rejestrowanych próbek, który może być stosowany dla określania wartości napięć przemiennych w kanałach IN_1 i IN_2 (tryb III) oraz wyznaczania wartości ich różnicy (tryb

IV). Ze względu na to, że dla w pełni poprawnej pracy w tych trybach koniecznym jest dokonanie pewnych modyfikacji w układzie próbkowania sygnałów nie badano szczegółowo charakterystyk przyrządu dla tego typu napięć.

Testy kilowoltomierza, polegające na odniesieniu jego wskazań do wskazań kilowoltomierza KVM-200 (przyjętego za referencyjny) wykazały, że posiada on właściwości wystarczające dla planowanego zastosowania. Również układ detekcji zbyt dużej różnicy napięć poprawnie reaguje na celowo wymuszane przekroczenia.

Konstrukcja kilowoltomierza oparta na mikrokontrolerze ATmega32 pozwala na dalszą rozbudowę jego funkcji oraz np. wprowadzenie programowej korekty charakterystyk przetwarzania sygnałów, uwzględniających parametry torów analogowych. Wyjście przekaźnikowe wraz z cyfrowym zadajnikiem wartości granicznej napięcia umożliwiają sterowanie zewnętrznym urządzeniem i realizację funkcji zabezpieczenia modulatora napięcia.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Kuffel E., Zaengl W. S., Kuffel J.: High voltage engineering – Fundamentals, ISBN 0-7506-3634-3, Newness Butterworth-Heinemann, 2000.
2. Ryan H.M. (ed.): High voltage engineering and testing 3rd ed., IET Press, London, 2013, ISBN 978-1-84919-263-7
3. Florkowska B.: Diagnostyka wysokonapięciowych układów izolacyjnych urządzeń elektroenergetycznych, Wyd. AGH, Kraków 2009, ISBN 978-83-7464-193-7.
4. International Standard IEC 60060-1, ed. 3, 2010-09: High-voltage test techniques – Part 1: General definitions and test requirements
5. IEEE Std 4-2013: IEEE Standard for High-Voltage Testing Techniques
6. Nota aplikacyjna mikrokontrolera ATmega32 <http://www.atmel.com/images/doc2503.pdf>
7. Nota aplikacyjna mikrokontrolera ATmega8 http://www.atmel.com/images/atmel-2486-8-bit-avr-microcontroller-atmega8_1_datasheet.pdf
8. Nota katalogowa rezystorów firmy Vishay: High Ohmic/High Voltage Metal Glaze Leaded Resistors <http://www.vishay.com/docs/28734/28734.pdf>
9. Nota katalogowa rezystorów firmy Vishay: Molded Metal Film Very High Stability and Precision Resistors <http://www.vishay.com/docs/52009/rcma.pdf>
10. Kilovoltmeter KVM-200 – User’s manual, Phenix Technologies, 2006
11. Aparat do badania kabli ABK-45, Instrukcja obsługi.

MIKROPROCESSOR-CONTROLLED 2-CHANNEL DC-KILOVOLT METER

Key-words: DC high voltage, kilovoltmeter, microprocessor based controller

In the high voltage laboratory it is necessary to perform measurements of different kinds of voltages from sources with various configurations (single or multi-phase, symmetrical or asymmetrical, etc.). This paper presents a description of the work, whose main objective was to design and build the 2-channel DC-kilovoltmeter, built on the basis of a dedicated microprocessor controller ATmega32 that enhances the functionality of the instrument. High voltage part of the instrument was constructed based on two resistive dividers with high accuracy and temperature stability. The article presents both, the assumptions and design solutions of the 2-channel DC-kilovoltmeter as well as the results of the tests carried out in the AGH University of Science and Technology HV Laboratory, checking basic technical parameters of constructed instrument.

ZASTOSOWANIE SYSTEMU DO POMIARU POJEMNOŚCI I WSPÓŁCZYNNIKA STRAT DIELEKTRYCZNYCH W BADANIACH WYSOKONAPIĘCIOWYCH UKŁADÓW IZOLACYJNYCH

Paweł ZYDRON, Michał SMOLANA, Michał BONK

Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica w Krakowie, Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Inżynierii Biomedycznej, Katedra Elektrotechniki i Elektroenergetyki
tel: 12 6172835 e-mail: pzydron@agh.edu.pl

Streszczenie: Pomiary właściwości dielektrycznych materiałów i układów izolacyjnych wysokiego napięcia są jednymi z podstawowych rodzajów badań wykonywanych w laboratoriach wysokich napięć. Ważnymi wielkościami mierzonymi w tej grupie są pojemność C i współczynnik strat dielektrycznych $\text{tg}\delta$. Artykuł przedstawia projekt systemu pomiarowego zbudowanego w oparciu o automatyczny miernik C i $\text{tg}\delta$ oraz sterowane źródło wysokiego napięcia, zawierające programowany generator przebiegów sinusoidalnych i wzmacniacz wysokonapięciowy. Zestaw taki, nadzorowany poprzez interfejs IEEE-488 (GPIB) z komputera z dedykowanym oprogramowaniem, przygotowanym w środowisku LabVIEW, pozwala stworzyć wirtualny przyrząd pomiarowy o szerokich możliwościach. W artykule opisano pierwszy etap praktycznej realizacji projektu, w którym zautomatyzowano obsługę miernika oraz archiwizowanie wyników pomiarów.

Słowa kluczowe: układy izolacyjne, pomiary C i $\text{tg}\delta$, wirtualny przyrząd pomiarowy, LabVIEW.

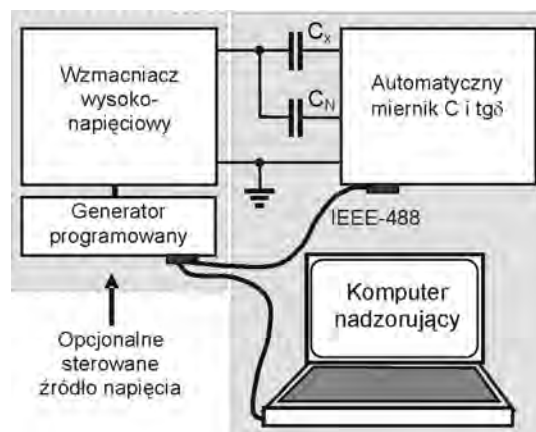
1. WPROWADZENIE

Materiały elektroizolacyjne na skutek działania różnorodnych narażeń eksploatacyjnych: temperatury, napięć roboczych i przepięć, wilgoci, naprężeń mechanicznych, itp. nieodwracalnie tracą swoje właściwości izolacyjne. Jest to efektem zachodzących w nich przemian fizykochemicznych, prowadzących do trwałych zmian w strukturze tworzących je materiałów. Współczesne, techniczne układy izolacyjne stosowane w wysokonapięciowych urządzeniach elektroenergetycznych są charakteryzowane przede wszystkim poprzez wartości ich parametrów dielektrycznych. Określają one aktualne właściwości układu izolacyjnego oraz, przy spełnieniu pewnych warunków, pozwalają na ocenę jego stanu i prognozowanie możliwości dalszej, niezawodnej pracy [1, 2].

Dla określenia stanu układu izolacyjnego diagnostyka wysokonapięciowa wykorzystuje cały szereg różnych metod pomiarowych, pozwalających między innymi wyznaczyć wartości współczynnika strat dielektrycznych $\text{tg}\delta$. Współczynnik strat dielektrycznych jest to stosunek składowej czynnej prądu do prądu pojemnościowego badanego obiektu. Współczynnik ten może być traktowany jako ogólny parametr oceny stanu izolacji, który kryje w sobie informacje o różnych źródłach strat występujących

w układzie izolacyjnym, bez indywidualnego wskazania i lokalizacji poszczególnych źródeł. W pomiarach diagnostycznych często stosowane jest wyznaczanie charakterystyki współczynnika strat dielektrycznych od napięcia lub od częstotliwości. W pierwszym przypadku znaczenie diagnostyczne ma wartość nieliniowości charakterystyki, a w drugim analizowany jest jej kształt w szerokim zakresie częstotliwości, związany z zachodzącymi w materiałach izolacyjnych procesami przewodnictwa i polaryzacji elektrycznej [3].

Artykuł opisuje prace związane z projektowaniem i wykonaniem automatycznego systemu rejestracji i analizy wartości pojemności i współczynnika strat dielektrycznych, opartego na wysokonapięciowym przyrządzie do pomiaru C i $\text{tg}\delta$ oraz, w następnym etapie, programowanym źródle wysokiego napięcia przemiennego. Schemat blokowy całego układu przedstawiono na rysunku 1.



Rys. 1. Schemat blokowy „wirtualnego przyrządu” do wykonywania i rejestracji pomiarów oraz komputerowej archiwizacji danych C_x – pojemność badana, C_N – pojemność referencyjna (kondensator wzorcowy)

Źródło wysokiego napięcia przeznaczone do pracy w systemie do pomiaru C i $\text{tg}\delta$ powinno się charakteryzować wysoką czystością widmową wytwarzanego napięcia przemiennego, co oznacza, że wymagany jest niski poziom zawartości wyższych harmonicznych [1].

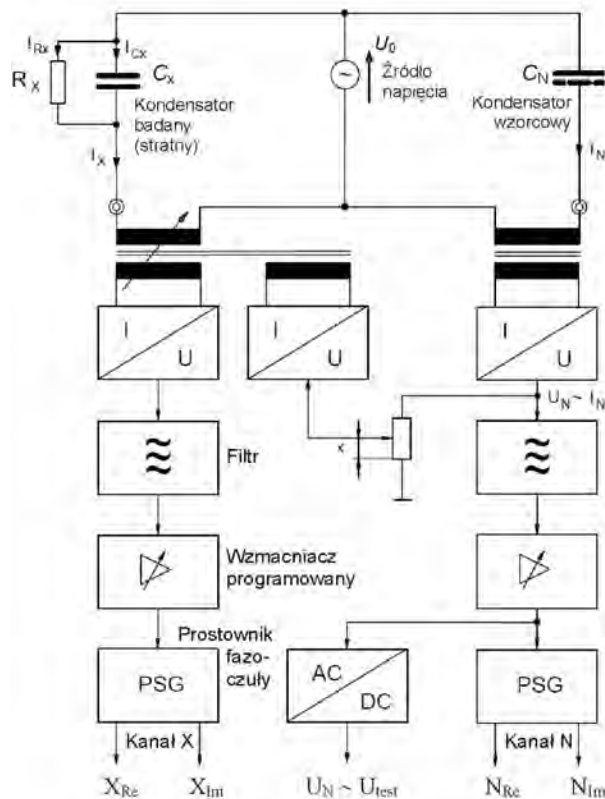
2. METODY POMIARU POJEMNOŚCI I WSPÓŁCZYNNIKA STRAT

Pomiary pojemności i współczynnika strat dielektrycznych mogą być wykonywane różnymi metodami: mostkowymi, kompensacyjnymi, bezpośrednimi. Bardzo często w tego typu pomiarach wysokonapięciowych stosowane są mostki Scheringa (normalny, odwrócony, z uziemioną przekątną) [1, 2] lub mostki pojemnościowe z komparatorami prądowymi [4].

Wyposażenie wysokonapięciowego układu pomiarowego (rys. 1) zawiera następujące elementy:

- **źródło wysokiego napięcia**, w zależności od rodzaju badań może być źródłem niesymetrycznym (jeden biegun uziemiony) lub symetrycznym (oba bieguny izolowane);
- **kondensator wzorcowy** C_N , powinien wykazywać dużą stabilność termiczną i czasową, nie mogą w nim występować wyładowania niezupełne, a współczynnik strat dielektrycznych powinien być jak najmniejszy ($tg\delta < 10^{-5}$) [1].

Przyrządem do pomiaru C i $tg\delta$, zastosowanym w projektowanym systemie, może być jeden z precyzyjnych mostków firmy Tettex, 2816 albo 2818 [5], znajdujących się na wyposażeniu Laboratorium Wysokich Napięć Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie. Przyrząd 2816 wymaga dołączenia zewnętrznego kondensatora wzorcowego, a przyrząd 2818 ma wbudowany taki kondensator (100 pF/12 kV). Obydwa przyrządy mają identyczną zasadę działania i podobną konstrukcję opartą na układzie dwuobwodowym z dokładnym fazoczułym pomiarem sygnałów napięciowych proporcjonalnych do prądów I_x i I_N , płynących przez pojemność obiektu oraz kondensator wzorcowy (rys. 2).



Rys. 2. Schemat blokowy układu do pomiaru C i $tg\delta$ realizowanego w przyrządach Tettex 2816/2818, stosującego pomiary fazoczułe sygnałów napięciowych proporcjonalnych do prądów w gałęziach zawierających pojemność badaną C_x oraz wzorcową C_N [5]

3. OPIS UKŁADU POMIAROWEGO Z MIERNIKIEM POJEMNOŚCI I WSPÓŁCZYNNIKA STRAT DIELEKTRYCZNYCH

W skład stanowiska pomiarowego wchodzi przyrząd pomiarowy firmy Tettex model 2816 (lub zamiennie 2818) oraz komputer sterujący z systemem operacyjnym Windows XP, wyposażony w kartę interfejsu IEEE-488 (GPIB-PCI firmy National Instruments) przeznaczoną do realizacji procedur komunikacyjnych z w/w przyrządem pomiarowym oraz opcjonalnie z generatorem programowanym, będącym elementem sterowanego źródła wysokiego napięcia. Fragment stanowiska pomiarowego z przyrządami 2816/2818 przedstawiono na rysunku 3.



Rys. 3. Wysokonapięciowe mierniki pojemności i współczynnika strat dielektrycznych Tettex 2816 (u góry) i 2818 (na dole) oraz ekran komputera z widocznym graficznym interfejsem użytkownika projektowanego systemu pomiarowego

Miernik 2816/2818, będący precyzyjnym mostkiem pomiarowym z cyfrowym odczytem wartości mierzonych, jest sterowany przez wewnętrzny 8-bitowy mikrokontroler, który realizuje zarówno odpowiednie sekwencje procedur pomiarowych, jak i przetwarza wyniki pomiarów, które następnie wskazuje na trzech numerycznych wyświetlaczach LCD. Sterowanie ręczne przyrządem odbywa się za pomocą umieszczonych na płycie przedniej urządzenia trzech zestawów przycisków, którymi można zmieniać tryby pracy oraz programować nastawy urządzenia. Komputer klasy PC wyposażony w interfejs IEEE-488 umożliwia zdalne sterowanie miernikiem oraz nadzór nad sekwencjami procedur odczytu danych pomiarowych.

Oprogramowanie sterujące miernikiem przygotowano w środowisku programowania graficznego LabVIEW (wersja 2014) firmy National Instruments. Środowisko to umożliwiło zaprojektowanie przyjaznego graficznego interfejsu użytkownika, służącego efektywnemu sterowaniu przyrządem oraz zwiększeniu jego funkcjonalności. Program ma możliwości dalszej rozbudowy funkcji, np. poprzez dodanie modułu sterowania źródłem wysokiego napięcia.

Środowisko programowania graficznego LabVIEW pozwala na integrację funkcji różnych przyrządów i urządzeń, a przez to tworzenie *wirtualnych przyrządów pomiarowych* o możliwościach znacznie wykraczających poza funkcje przyrządów składowych. Programowanie funkcji programu odbywa się w oknie *Diagram*, za pomocą języka programowania graficznego *G*, umożliwiającego łatwą kontrolę nad algorytmami sterującymi przepływem

i przetwarzaniem danych pomiarowych [6]. Wielkości mierzone lub przetworzone mogą być zapisywane w postaci pojedynczych zmiennych numerycznych, wektorów i macierzy. Interfejs użytkownika jest projektowany w oknie *Panel* programu LabVIEW, w którym można przedstawić w postaci graficznej wejścia i wyjścia dwustanowe (np. przełączniki i diody LED), wyświetlacze numeryczne i graficzne.

Zaprojektowane oprogramowanie umożliwia realizację protokołów wymiany informacji z miernikiem poprzez interfejs IEEE-488, w tym sterowanie jego parametrami oraz odczyt nastaw i danych pomiarowych. Każde urządzenie korzystające z interfejsu GPIB ma zwykle przydzielony własny, unikalny adres z zakresu od 0 do 30 (31 adresów). W przypadku mierników Tettex 2816/2818 domyślny jest adres numer 8, w razie potrzeby istnieje jednak możliwość jego zmiany poprzez dokonanie odpowiedniej korekty ustawień nastawnika binarnego zainstalowanego na płycie mikrokontrolera przyrządu [5].

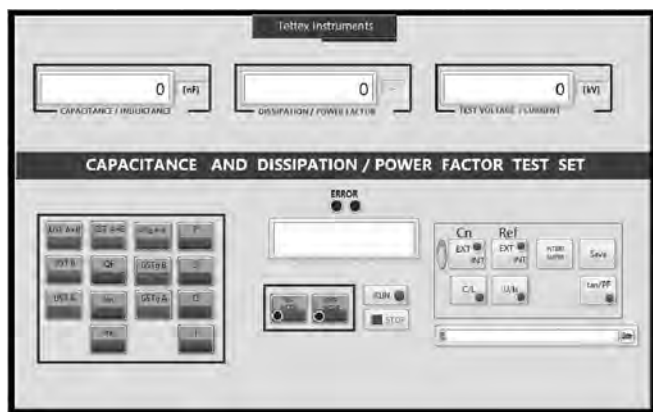
Dzięki sterowaniu poprzez interfejs GPIB przyrząd może być zdalnie programowany i odczytywany. Wszystkie ustawienia dostępne ręcznie z płyty przedniej mogą być również dokonywane przy pomocy komputera nadzorczego. Miernik można ponadto przełączyć w tryb sterowania zdalnego w taki sposób, że wszystkie przyciski dostępne na płycie czołowej będą nieaktywne [5]. Sterowanie miernikiem jest oparte o system komend opartych na ciągach trzynakowych. Pierwszym ze znaków komendy jest jeden z poniższych znaków:

- ? : zapytanie o wartość wybranej zmiennej,
- S (Set): ustawienie wartości wybranego parametru,
- C (Change): przełączenie wybranej nastawy,
- V sterowanie źródłem wysokiego napięcia (dotyczy jedynie zestawu przyrządów Tettex 2818 + 5283),
- H : aktywacja procedury redukcji zakłóceń,
- X : test wyświetlacza lub aktywacja wewnętrznego głośnika.

Druka i trzecia litera uściślają treść zapytania zawartego w przesyłanej komendzie.

4. INTERFEJS UŻYTKOWNIKA I FUNKCJE PROGRAMU

Graficzny interfejs użytkownika programu przygotowany w środowisku LabVIEW zaprojektowano tak, aby swoim wyglądem jak najwierniej odtwarzał panel czołowy miernika (rys. 5). Ułatwia to korzystanie z programu operatorom, którzy już wcześniej używali tego miernika.

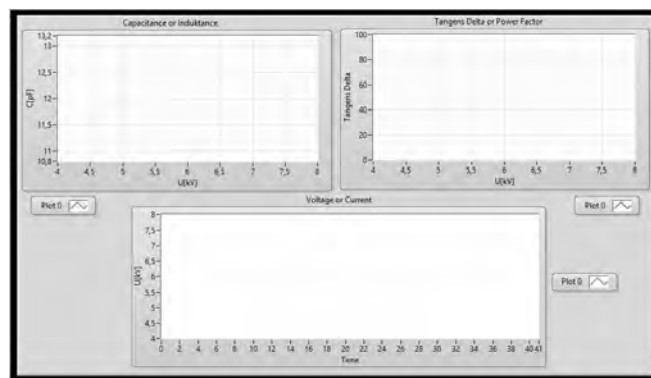


Rys 4. Graficzny interfejs użytkownika zaprojektowany w systemie programowania LabVIEW, odwzorowujący widok i funkcjonalność rzeczywistego przyrządu pomiarowego Tettex 2816/2818

Zaimplementowane w programie algorytmy obsługi przycisków wirtualnego panelu czołowego zachowały, w większości przypadków, wszystkie funkcje realizowane przez przyciski realnego przyrządu. Przykładowo, jeżeli wybrano przycisk "TEST MODE" wówczas aktywne będą jedynie przyciski, które działają w trybie pomiarowym (oznaczone kolorem czerwonym), natomiast pozostałe są zablokowane. Ponadto, rozszerzono funkcje pozostałych przycisków np. przyciski niebieskie służą zarówno do zmiany trybu wyświetlania danych jak i do wysyłania zapytania o wartości pewnych wybranych wielkości – w zależności od tego czy przycisk "DISP MODE" został wciśnięty czy też nie. W niektórych przypadkach dokonano zmiany pierwotnej funkcji przycisku, gdyż pewnymi funkcjami realnego przyrządu pomiarowego nie można sterować zdalnie. Przykładowo, funkcję przycisku "PRINT" zamieniono na funkcję "SAVE", pozwalającą na zapis zgromadzonych danych pomiarowych w pliku tekstowym, w określonym katalogu dyskowym.

Programowa obsługa miernika daje możliwość niestandardowego rozbudowania jego funkcji. Poza oknem obsługi podstawowej w programie zaimplementowano również okno dodatkowe pozwalające na tworzenie w trybie *on-line*, w czasie pomiaru, wykresów (rys. 5):

- zmienności napięcia probierczego w czasie $U_p(t)$;
- pojemności w funkcji napięcia $C(U)$ lub indukcyjności w funkcji napięcia $L(U)$, w zależności od typu badanego obiektu;
- współczynnika strat dielektrycznych w funkcji napięcia $\text{tg}\delta(U)$.



Rys 5. Dodatkowe okno panelu użytkownika programu zawierające wykresy $C(U)$, $\text{tg}\delta(U)$ i $U_p(t)$, zwiększające funkcjonalność wirtualnego systemu pomiarowego

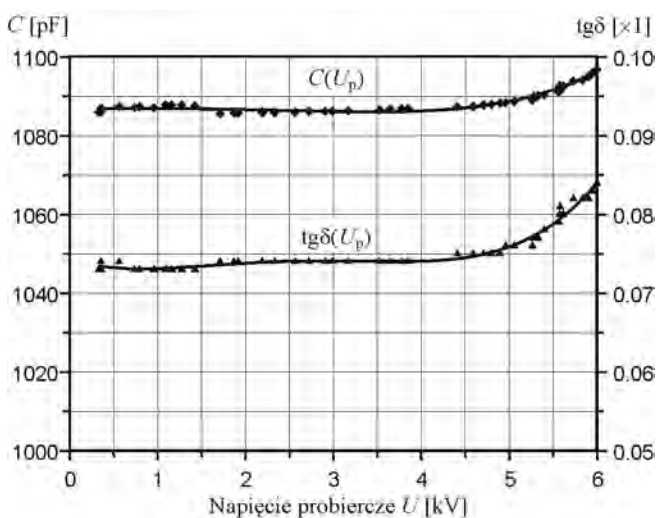
Skalowanie poszczególnych wykresów rysowanych w panelu dodatkowym odbywa się automatycznie, podobnie jak i skalowanie wyświetlaczy numerycznych na panelu podstawowym. Po uruchomieniu procedury pomiarowej program działa tak, że wysyłanie komend sterujących miernikiem i odczyt danych pomiarowych odbywają się cyklicznie, w stałych odstępach czasu. Działanie takie jest kontynuowane aż do końca zadanego czasu pomiaru lub do momentu przerwania sekwencji pomiarowej przez operatora. Wszystkie zebrane w czasie wykonywania sekwencji pomiarowej dane są automatycznie zapisywane w tymczasowym pliku tekstowym, a po zakończeniu procedury w pliku o nazwie podanej przez operatora. Możliwy jest również zapis poszczególnych wykresów w formie plików graficznych (np. w formatach jpg lub bmp), plików zgodnych z formatami programu Excel lub skopiowanie ich do schowka.

5. POMIARY TESTOWE

Przygotowane oprogramowanie testowano podczas serii pomiarów wykonywanych miernikiem Tettex 2816, na kilku obiektach. Poniżej przedstawiono wyniki badań dla jednej z żył odcinka trójfazowego kabła ŚN typu NAYYBY 3x240 mm² 3,6/6 kV (rys. 6). Wyniki pomiarów dla napięć do 6 kV przedstawiono na rysunku 7.



Rys. 6. Badany obiekt – kabel NAYYBY 3x240 mm² 3,6/6 kV



Rys. 7. Wyniki pomiarów pojemności C i współczynnika strat dielektrycznych $\text{tg}\delta$ dla jednej z faz odcinka kabla NAYYBY 3x240 mm² 3,6/6 kV, wykonanych dla zakresu napięć do 6 kV

Wartości współczynnika strat dielektrycznych zaczęły rosnąć dla napięć powyżej 4,5 kV, by przy napięciu 6 kV uzyskać wartość ok. 15% większą od wartości rejestrowanej przy znamionowym napięciu fazowym. Zauważalny był

również niewielki wzrost pojemności. Obserwowane efekty są powodowane występowaniem w kablu wyładowań niezupełnych powodujących wzrost strat dielektrycznych oraz wypadkowego prądu płynącego przez izolację, powyżej napięcia początkowego wyładowań niezupełnych.

6. PODSUMOWANIE

Opisany w artykule system pomiarowy, mający charakter wirtualnego przyrządu do pomiaru pojemności i współczynnika strat dielektrycznych zwiększa możliwości badawcze laboratorium wysokich napięć w zakresie badań układów izolacyjnych wysokiego napięcia. Oprogramowanie stworzone w środowisku programowania graficznego LabVIEW może współpracować z dwoma precyzyjnymi mostkami pomiarowymi firmy Tettex, typ 2816 i 2818. Pozwala ono na zdalne konfigurowanie urządzenia, sterowanie sekwencją pomiarową oraz akwizycję i archiwizację danych. Dostępna w trybie *on-line* wizualizacja wyników pomiarów ułatwia bieżącą ocenę i kontrolę ich przebiegu.

7. BIBLIOGRAFIA

1. Florkowska B.: Diagnostyka wysokonapięciowych układów izolacyjnych urządzeń elektroenergetycznych, UWND AGH, Kraków 2009, ISBN 978-83-7464-193-7.
2. Kuffel E., Zaaengl W. S., Kuffel J.: High voltage engineering – Fundamentals, ISBN 0-7506-3634-3, Newness Butterworth-Heinemann, 2000.
3. Zydroń P.: Sygnały probiercze i pomiarowe w technice wysokich napięć i diagnostyce wysokonapięciowych układów izolacyjnych. Rozprawy i Monografie nr 233, UWND AGH, Kraków, 2011, ISBN 978-83-7464-428-0
4. Moore W.J.M., Miljanic P.N.: The current comparator, IEE Electrical Measurement Series No. 4, Peter Peregrinus Ltd, London, United Kingdom, 1988, ISBN 0-86341-112-6
5. Fully automatic capacitance and loss factor $\text{tan}\delta$ precision measuring bridge. Operation manual type 2816 & type 2818 rev. 3, Tettex Test AG, 2002
6. Chruściel M.: LabVIEW w praktyce, Wydawnictwo BTC Legionowo 2008, ISBN 978-83-60233-32-0

APPLICATION OF CAPACITY AND DIELECTRIC LOSS FACTOR MEASURING SYSTEM IN RESEARCHES OF HIGH VOLTAGE INSULATING SYSTEMS

Key-words: insulating systems, measurements of C and $\text{tg}\delta$, virtual measuring instrument, LabVIEW

Measurements of the properties of dielectric materials and insulating system are one of the most common researches conducted in the high voltage laboratory. Important quantities measured in this group are the capacitance and dielectric loss factor. This paper describes project of measurement system built with automatic capacitance and loss factor precision measuring bridge and controlled HV source, containing an arbitrary waveform generator and HV amplifier. The system is supervised via IEEE-488 (GPIB) interface by a host computer with dedicated software, prepared in the LabVIEW environment, allowing you to create a virtual measuring instrument with extended capabilities. The article describes the first stage of practical realization of the project, in which control of instrument by host computer and data archiving have been implemented.

PTETiS ODDZIAŁ GDAŃSK

*Polskie Towarzystwo Elektrotechniki
Teoretycznej i Stosowanej
Oddział Gdańsk*

DYPLOM

*Przyznania nagrody zespołowej
za najlepszy referat w cyklu seminaryjnym*

*Zastosowanie Komputerów
w Nauce i Technice'2013*

pod tytułem:

*Śledzenie głowy użytkownika komputera
z użyciem kamery Time of Flight*

autorzy:

Piotr Bratoszewski, Andrzej Czyżewski

*Sekretarz
Oddziału Gdańskiego
PTETiS*

*Przewodniczący
Oddziału Gdańskiego
PTETiS*

Skaferski

Kazimierz Jakubiuk

Ludwik Referowski

Gdańsk 2014



PTETIS ODDZIAŁ GDAŃSK

*Polskie Towarzystwo Elektrotechniki
Teoretycznej i Stosowanej
Oddział Gdańsk*

DYPLOM

*Przyznania nagrody zespołowej
za najlepsze referaty w cyklu seminaryjnym
Zastosowanie Komputerów
w Nauce i Technice'2013*

pod tytułem:

*Monitoring odbieraków prądu pojazdów kolejowych
Ocena stanu technicznego odbieraków prądu
na podstawie monitoringu na linii kolejowej*

autorzy:

*Leszek Jarzębowicz, Sławomir Judek, Krzysztof Karwowski,
Dariusz Karkosiński, Mirosław Mizan*

*Sekretarz
Oddziału Gdańskiego
PTETIS*

*Przewodniczący
Oddziału Gdańskiego
PTETIS*

Stefanowski

Kazimierz Jakubiuk

Ludwik Referowski

Gdańsk 2014



INFORMACJA O XXV CYKLU SEMINARYJNYM ZASTOSOWANIE KOMPUTERÓW W NAUCE I TECHNICIE 2015

Oddział Gdański Polskiego Towarzystwa Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej zaprasza do udziału w kolejnym XXV cyklu seminaryjnym

ZASTOSOWANIE KOMPUTERÓW W NAUCE I TECHNICIE '2015

Celem seminarium jest wymiana doświadczeń i sposobów wykorzystania komputerów w nauce, technice i dydaktyce. Seminarium różni się od typowych konferencji, ponieważ przy jednym spotkaniu wygłaszane są najwyżej trzy referaty. Dzięki temu słuchacze przychodzący na dany odczyt są zainteresowani tematyką prezentowaną w referatach, a czasu na spokojną dyskusję jest znacznie więcej.

Komitet naukowy

Prof. dr hab. inż. Kazimierz Jakubiuk – przewodniczący
dr inż. Lech Hasse, dr hab. inż. Bogdan Kosmowski, prof. PG, dr hab. inż. Janusz Smulko, prof. PG,
dr inż. Ludwik Referowski, dr hab. inż. Dariusz Świsulski, prof. PG

Termin i lokalizacja seminarium

Seminarium będzie się odbywać we wtorki w okresie od marca do czerwca i od października do grudnia 2015 roku, dzięki czemu autorzy referatów mogą zaproponować najbardziej dogodny termin. Referaty będą wygłaszane w kolejne wtorki o godzinie 14:15 na terenie Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej w budynku imienia Profesora Kazimierza Kopeckiego, w sali Nr 27.

Dokładny harmonogram odczytów będzie ogłoszony w marcu 2015 roku.

Publikacje materiałów seminaryjnych

Wygłoszone referaty po uzyskaniu pozytywnej opinii dwóch niezależnych recenzentów i akceptacji Komitetu Naukowego zostaną wydane w kolejnym numerze Zeszytów Naukowych Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej - ISSN 2353-1290 w grudniu 2015 roku

Konkurs na najlepszy referat w ramach cyklu seminaryjnego "Zastosowanie Komputerów Nauce i Technice'2015"

W oparciu o opinię Komitetu Naukowego Seminarium autorom dwóch najlepszych, opublikowanych referatów zostanie przyznany dyplom i nagroda pieniężna. Wyniki konkursu zostaną ogłoszone na początku roku 2016.

Zgłoszenie udziału w seminarium

Streszczenie referatu o objętości pół strony formatu A4 napisane czcionką Times New Roman 10 pkt z pojedynczym odstępem między wierszami (około 450 słów) przy zachowaniu 2,5 centymetrowego górnego, dolnego, lewego i prawego marginesu winno być przesłane e-mailem do organizatorów do dnia 14 lutego 2015 na następujące dwa adresy:

ptetis@ely.pg.gda.pl oraz lmreferowski@wp.pl

Streszczenie powinno zawierać:

TYTUŁ REFERATU,

Imię i NAZWISKO autora (autorów)

Miejsce pracy, e-mail, Propozycję terminu wygłoszenia referatu.

Treść streszczenia

Koszty udziału w seminarium

Ewentualne koszty przejazdów do Gdańska, noclegu i wyżywienia uczestnicy seminariów pokrywają we własnym zakresie.

Autorzy referatów pokrywają koszty związane z wydaniem materiałów seminaryjnych, które wynoszą za każdy referat:

dla członków PTETiS - 150 PLN (opłata ulgowa),

dla pozostałych osób - 250 PLN.

W przypadku, gdy objętość referatu przekracza 4 strony, autorzy referatu pokrywają także koszty wydania dodatkowych stron w wysokości 100 PLN za każdą dodatkową stronę nieparzystą. Istnieje również możliwość zamieszczenia kolorowych rysunków w tekście po wniesieniu dodatkowej opłaty 120 PLN za stronę z rysunkami.

Opłaty za udział w seminarium należy wpłacać na konto:

Polskie Towarzystwo Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej - Oddział Gdańsk

Konto Nr 71 1020 1811 0000 0502 0078 5816

Terminarz

do 14.02.15 - nadsyłanie kart zgłoszeniowych oraz streszczeń referatów,

do 14.03.15 - informacje o akceptacji, wraz programem seminarium oraz wzorcem tekstu,

do 30.09.15 - nadsyłanie pełnego tekstu referatu za pośrednictwem poczty elektronicznej (doc lub zip + pdf).

Informacja w Internecie

Informacje o działalności Oddziału Gdańskiego Polskiego Towarzystwa Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej można znaleźć na stronie internetowej:

<http://eia.pg.gda.pl/ptetis>

Informacje o seminarium są dostępne również za pośrednictwem telefonu komórkowego:

501-678-006

lub za pośrednictwem poczty elektronicznej:

lmreferowski@wp.pl lub ptetis@ely.pg.gda.pl

INFORMATION FOR THE 25th SEMINAR APPLICATION OF COMPUTERS IN SCIENCE AND TECHNOLOGY'2015

The Gdańsk Section of Polish Society Theoretical and Applied Electrical Engineering (PTETiS) invites you to participate in the 25th Seminar

Application of Computers in Science and Technology 2015

The aim of this Seminar is to bring together researchers, engineers and users in order to exchange experiences in using computers in the fields of Science and Technology.

In this particular Seminar at every working meeting, only two papers will be presented, this will provide greater time for discussion at the end of the presentations.

Scientific Committee

Prof. dr hab. inż. Kazimierz Jakubiuk – president
dr inż. Lech Hasse, dr hab. inż. Bogdan Kosmowski, prof. PG, dr hab. inż. Janusz Smulko, prof. PG,
dr inż. Ludwik Referowski, dr hab. inż. Dariusz Świsulski, prof. PG

Dates and place of Seminar

The seminar meeting is to be held between March & June and between October & December 2015 on a Tuesday.

For this reason the authors can set the most convenient date of their presentation. The oral presentation of the paper will take place at the Electrical and Control Engineering Faculty, Building - of Prof. Kazimierz Kopecki at 14:15, room nr 27, the detailed of which will be announced in March 2015.

Conference Proceedings

The submitted and evaluated papers, each by two independent reviewers, will be published in the following number of periodical journal „The Scientific Papers of Faculty of Electrical and Control Engineering, Gdańsk University of Technology”, ISSN 2353-1290

Award for the Best Paper presented in the cycle of Seminars "Application of Computers in Science and Technology 2015"

Based on the judgement of the advisors and members of the Scientific Committee, the author(s) of the 'Best Paper presented in Seminar 2015 will be awarded a 'Certificate of Competition' and given a financial award for their efforts.

The results of competition will be announced by jury panel at the beginning of 2016.

Additional Information on the format of the submitted papers

The paper is to be written in 10-point Times New Roman Regular, single-spaced type, and may be up to 500-1000 words in length in A4 format with 2,5 cm top, bottom left and right margins.

The paper should be sent to organiser as doc or zip and PDF file.

lmreferowski@wp.pl and ptetis@ely.pg.gda.pl

Closing date of submittal: 14th February 2015

The summary should contain the following:

TITLE OF PAPER, Name and SURNAME of author(s)

Organisation, e-mail, Approximate date of presentation

Paper: 500-1000 words

Costs of participation in the Seminar

The participation in the Seminar is free of charge. The only expense to the author(s) will be the cost of publication in the periodical journal „The Scientific Papers of Faculty of Electrical and Control Engineering, Gdansk University of Technology”. For the 4 pages of A4 format paper:

40 € - for the Members of PTETiS (Polish Society of Theoretical and Applied Electrical Engineering),

65 € - for other participants.

If the paper exceeds 4 pages additional cost of 25 € per page will be included. It is possible to print color figures in the paper at additional cost 30 € per page. The costs of travel to Gdańsk and the cost of lodgings will be covered by the participant(s).

The payment of fees will be via international bank transfer to:

**PKOBP S.A. O/2 Gdańsk, ul. Marynarki Polskiej 59, PL 80-557 Gdansk, Poland, Swift: BPKOPLPW
Bank Account: PL 71 1020 1811 0000 0502 0078 5816**

Please ensure that the name of the participant(s) is included.

Important dates

February 14th, 2015 - participant(s) application with summary of paper
March 14th, 2015 - notification of acceptance with programme of seminar and template of paper for publication
September 30th, 2015 - submission of full papers by e-mail as doc. or zip and PDF file

Information on the website

Further information on the Polish Society of Theoretical and Applied Electrical Engineering can be found on the website:

<http://eia.pg.gda.pl/ptetis>

Further information regarding the Seminar is also available via the mobile number:

+48 501-678-006

or by e-mail:

lmreferowski@wp.pl and ptetis@ely.pg.gda.pl