

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

47



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

47



Wydawnictwo Wydziału Elektrotechniki i Automatyki
Politechniki Gdańskiej

Gdańsk, 2015

REDAKCJA
Dariusz Świsulski

RECENZENCI

- Wojciech Bąchorek, *Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie*
Andrzej Bień, *Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie*
Tomasz Binkowski, *Politechnika Rzeszowska*
Sebastian Broł, *Politechnika Opolska*
Marcin Chrzan, *Uniwersytet Technologiczno-Humanistyczny w Radomiu*
Anna Cysewska-Sobusiak, *Politechnika Poznańska*
Stanisław Czapp, *Politechnika Gdańska*
Ariel Dzwonkowski, *Politechnika Gdańska*
Anna Golijanek-Jędrzejczyk, *Politechnika Gdańska*
Zbigniew Goryca, *Politechnika Świętokrzyska*
Wanda Gryglewicz-Kacerka, *Politechnika Łódzka*
Jarosław Guziński, *Politechnika Gdańska*
Robert Jędrychowski, *Politechnika Lubelska*
Jacek Kabziński, *Politechnika Łódzka*
Janusz Kacerka, *Politechnika Łódzka*
Jarosław Kacerka, *Politechnika Łódzka*
Andrzej Kotyra, *Politechnika Lubelska*
Kazimierz Kuryło, *Politechnika Rzeszowska*
Piotr Lesiak, *Uniwersytet Technologiczno-Humanistyczny w Radomiu*
Zbigniew Lubośny, *Politechnika Gdańska*
Miroslaw Luft, *Uniwersytet Technologiczno-Humanistyczny w Radomiu*
Maciej Łuszczek, *Politechnika Gdańska*
Wiesława Małska, *Politechnika Rzeszowska*
Piotr Miller, *Politechnika Lubelska*
Andrzej Odon, *Politechnika Poznańska*
Artur Opaliński, *Politechnika Gdańska*
Przemysław Otomański, *Politechnika Poznańska*
Marek Pawełczyk, *Politechnika Świętokrzyska*
Ryszard Pawlak, *Politechnika Łódzka*
Eligiusz Pawłowski, *Politechnika Lubelska*
Grzegorz Redlarski, *Politechnika Gdańska*
Mariusz Rząsa, *Politechnika Opolska*
Dionizy Saniawa, *Uniwersytet Technologiczno-Humanistyczny w Radomiu*
Dariusz Sobczyński, *Politechnika Rzeszowska*
Tomasz Sobieraj, *Politechnika Łódzka*
Roman Śmierchalski, *Politechnika Gdańska*
Jarosław Tarnawski, *Politechnika Gdańska*
Miroslaw Tomera, *Akademia Morska w Gdyni*
Marek Wancerz, *Politechnika Lubelska*
Piotr Warda, *Politechnika Lubelska*
Jarosław Wątróbski, *Zachodniopomorski Uniwersytet Technologiczny w Szczecinie*
Mariusz Węglarski, *Politechnika Rzeszowska*
Jarosław Wiater, *Politechnika Białostocka*
Grzegorz Wiczyński, *Politechnika Poznańska*
Andrzej Wilk, *Politechnika Gdańska*
Anna Witkowska, *Politechnika Gdańska*
Jakub Wojturski, *Politechnika Rzeszowska*
Marek Wołoszyk, *Politechnika Gdańska*
Miroslaw Wołoszyn, *Politechnika Gdańska*
Piotr Woźniak, *Politechnika Łódzka*
Jacek Zawalich, *Politechnika Gdańska*
Paweł Zydroń, *Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie*
Tomasz Żabiński, *Politechnika Rzeszowska*
Arkadiusz Żak, *Politechnika Gdańska*

Wydano za zgodą
Dziekana Wydziału Elektrotechniki i Automatyki
Politechniki Gdańskiej
na podstawie materiałów dostarczonych przez autorów

Wydanie 1
Nakład 170 egzemplarzy

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

47



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

Gdańsk, 2015

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

<http://eia.pg.edu.pl/zn/>

Fotografia na okładce: Krzysztof Krzempek

SPIS TREŚCI

Indeks autorów	9
1. Marek Adamkiewicz, Paweł Damps, Karol Gryń, Robert Piotrowski Implementacja automatycznych metod strojenia nastaw regulatora PID w sterowniku programowalnym <i>PLC implementation of automatics tuning methods for PID controller</i>	11
2. Ryszard Arendt Dynamiczne wyznaczanie parametrów elektrycznego obwodu szeregowego <i>Dynamic evaluation of series electric circuit parameters</i>	15
3. Piotr Banach, Artur Cichowski Sterowanie wielopoziomowym filtrem aktywnym z selektywną kompensacją harmonicznych <i>Control of multilevel active power filter with selective harmonic compensation</i>	19
4. Mikołaj Bartłomiejczyk Uproszczona metoda oceny potencjału rekuperacji energii w trakcji miejskiej <i>Simplified method for assessing the potential of energy recovery in electric traction</i>	23
5. Artur Cichowski, Wojciech Śleszyński Precyzyjna kompensacja zniekształceń harmonicznych prądu przez równoległy filtr aktywny <i>The precise compensation of grid current distortion by shunt active power filters</i>	27
6. Piotr Czyż, Artur Cichowski, Wojciech Śleszyński Badania ewaluacyjne tranzystora 650 V E-HEMT GaN do zastosowań w wysokosprawnych przekształtnikach DC/DC <i>Evaluation of a 650 V E-HEMT GaN transistor for high-efficiency DC/DC converters</i>	31
7. Maciej Czyżak, Robert Smyk FPGA computation of magnitude of complex numbers using modified CORDIC algorithm <i>Obliczanie modułu liczb zespolonych w FPGA przy zastosowaniu algorytmu CORDIC</i>	35
8. Marcin Drzewiecki Modernizacja kaskadowego układu regulacji wywoływacza fal basenu modelowego <i>The modernizing of cascade control system of the wave generator for towing tank</i>	39
9. Krzysztof Duda, Szymon Barczentewicz, Andrzej Biń Zastosowanie okien o płaskiej charakterystyce widmowej do bezpośredniego obliczania fazora w sieciach elektroenergetycznych <i>Application of flat-top windows for direct phasor estimation in electric power systems</i>	43
10. Agata Dzionk, Robert Małkowski, Mirosław Włas Wykorzystanie baterii kondensatorów zainstalowanych w sieci SN do ograniczenia strat mocy w sieci <i>Activity coordination of capacitor banks and power transformer controllers in order to reduce power losses in the MV grid</i>	47
11. Ariel Dzwonkowski, Anna Golijanek-Jędrzejczyk, Leszek Rafiński Szacowanie niepewności rozszerzonej pomiaru temperatury skóry człowieka podczas próby wysiłkowej <i>Estimation of uncertainty of measurement of human skin temperature during the exercise stress test</i>	51
12. Zbigniew Goryca Energy-saving fan <i>Energooszczędny wentylator</i>	55

13.	Wanda Gryglewicz-Kacerka, Jarosław Kacerka Wpływ mechanizmu indeksowania danych na szybkość realizacji zapytań SQL <i>Impact of data indexing on the speed of execution of SQL queries</i>	59
14.	Arkadiusz Hulewicz Badania porównawcze wybranych źródeł światła <i>The comparative examination of some light sources</i>	63
15.	Maciej Huzarek, Tomasz A. Rutkowski Wykorzystanie sztucznych sieci neuronowych do wykrywania i rozpoznawania tablic rejestracyjnych na zdjęciach pojazdów <i>Detection and recognition of registration plates on pictures of vehicles using artificial neural network</i>	67
16.	Krzysztof Jaroś, Anna Witkowska Analiza nieliniowego obserwatora i filtru cząsteczkowego jako estymatorów pozycji statku <i>Enhancement of positioning estimation of vessel</i>	71
17.	Sławomir Judek, Jacek Skibicki Analiza niepewności pomiarów położenia realizowanych metodą wizyjną dla zastosowań elektrotrakcyjnych <i>Analysis of measurement uncertainty of position measuring performed by vision method for electric traction application</i>	75
18.	Tomasz Karła, Jarosław Tarnawski, Kazimierz Duzinkiewicz Hierarchiczny system sterowania siecią wodociągową z zastosowaniem radiowej infrastruktury komunikacyjnej <i>Hierarchical control of drinking water distribution system with wireless communication infrastructure</i>	79
19.	Anna Kobylarz, Kazimierz Duzinkiewicz, Michał Grochowski Analiza możliwości zastosowania sterowania predykcyjnego turbiną parową elektrowni jądrowej <i>Analysis of model predictive control applicability for control of nuclear power plant steam turbine</i>	83
20.	Piotr Kołodziejek Symptomy asymetrii wirnika w układach napędowych o zmiennej prędkości kątowej wału z silnikiem klatkowym <i>Rotor asymmetry symptoms in variable speed induction motor drive</i>	87
21.	Andrzej Kopczyński Generowanie modeli symulacyjnych na potrzeby systemu ekspertowego wspomagającego projektowanie układów automatyki statku <i>Generation of simulation models for aided design expert system environment of ship systems automation</i>	91
22.	Robert Kowalak, Ryszard Zajczyk, Artur Zbroński Poziom strat mocy w sieci elektroenergetycznej jako jeden z elementów oceny lokalizacji kompensatorów <i>Power losses level in transmission network as one of the elements of the location evaluation for static compensators</i>	95
23.	Albert Kowalczyk, Adrian Włodarczyk, Jarosław Tarnawski Sterownik mikrosieci elektroenergetycznej <i>Power microgrid controller</i>	99
24.	Łukasz Kuczkowski, Roman Śmierzchalski Optymalizacja nieciągłych funkcji wielomodalnych z wykorzystaniem kooperacyjnego algorytmu koewolucyjnego <i>Optimization of discontinuous and multimodal functions using cooperative coevolutionary algorithm</i>	103

25.	Karol Kulkowski, Michał Grochowski, Kazimierz Duzinkiewicz Badanie efektywności wykrywania anomalii procesowych w działaniu turbiny parowej elektrowni jądrowej przy pomocy metod wielowymiarowej analizy statystycznej <i>Efficiency of process abnormality detection in steam turbine of nuclear power plant using multivariate statistical analysis methods</i>	107
26.	Zbigniew Lubośny, Krzysztof Dobrzyński, Jacek Klucznik Projektowanie i efektywność stabilizatora systemowego minimalizującego normę H_∞ <i>Design and efficiency of the robust H_∞ PSS design</i>	111
27.	Maciej Łuszczek, Dariusz Świsulski Recent advances in graphene application for electronic sensing <i>Najnowsze osiągnięcia w zastosowaniu grafenu w czujnikach elektronicznych</i>	115
28.	Adrian Miller, Paweł Bućko Analiza wpływu generacji wiatrowej na Cenę Rozliczeniową Odchylenia na Rynku Bilansującym w Polsce <i>Analysis of the impact of wind generation in incremental clearing price in the Balancing Market in Poland</i>	119
29.	Marek Olesz Zastosowanie pomiarów prądów upływowych w diagnostyce ograniczników przepięć wysokiego napięcia <i>Leakage current measurements as a diagnostic tool for high voltage surge arresters</i>	123
30.	Artur Opaliński Active management of equipment cooling in hoteling data centers <i>Aktywne zarządzanie przepływem powietrza w centrach danych świadczących usługi kolokacji</i>	127
31.	Artur Opaliński Prediction of consumer electricity needs based on Internet weather forecasts <i>Przewidywanie zapotrzebowania na energię elektryczną na podstawie internetowych prognoz pogody</i>	131
32.	Przemysław Otomański, Przemysław Zazula Ocena wybranych właściwości metrologicznych liczników energii elektrycznej prądu stałego <i>The evaluation of selected metrological properties of direct current watt-hour meters</i>	135
33.	Eligiusz Pawłowski An experimental investigation into the positioning accuracy of low-cost GPS receivers in LabVIEW environment <i>Eksperymentalne badanie dokładności pozycjonowania tanich odbiorników GPS w środowisku LabVIEW</i>	139
34.	Emilian Piesik, Marcin Śliwiński Analiza niezawodności człowieka z uwzględnieniem aspektów zarządzania alarmami <i>Human reliability analysis with the alarm management aspects</i>	143
35.	Daniel Pietruszczak, Mirosław Luft, Piotr Lesiak Some applications of fractional calculus in modelling of accelerometer and pressure transducer <i>O pewnych zastosowaniach rachunku różniczkowego niecałkowitych rzędów w modelowaniu akcelerometru i przetwornika ciśnienia</i>	147
36.	Mieczysław Ronkowski, Michał Michna, Filip Kutt, Grzegorz Kostro Modelowanie nieliniowości obwodu magnetycznego na przykładzie transformatora I fazowego. Aspekty dydaktyczne <i>Modelling the magnetic circuit nonlinearity of the one phase transformer. Teaching aspects</i>	151
37.	Mariusz R. Rząsa, Joanna Boguniewicz-Zabłocka Koncepcja stanowiska do badania wpływu zanieczyszczeń z kanałów burzowych <i>Concept of an experimental stand for study the outflow of pollutants from combined sewer overflows</i>	155

38.	Mariusz R. Rząsa, Ewelina Podgórn	Metoda pomiaru gęstości osadu pokoagulacyjnego z zastosowaniem tomografii rentgenowskiej	
		<i>Measurement method of sediment densities after coagulation using X-ray tomography</i>	159
39.	Izabela Sadowska, Paweł Bućko	Ocena możliwości wykorzystania klasycznej analizy wskaźnikowej do bieżącego zarządzania energią elektryczną w wybranym zakładzie przemysłowym	
		<i>The possibility of using determined characteristics of processes to calculate comparative indicators for online energy consumption control</i>	163
40.	Marcin Sarnicki, Bartosz Tarakan, Krzysztof Tarakan, Ryszard Zajczyk	Symulacja pracy przesuwnika fazowego w sieci elektroenergetycznej przy połączeniu transformatora szeregowego w gwiazdę	
		<i>A computer simulation of the phase shifter effects in the power system with wye connection of the series transformer</i>	167
41.	Łukasz Sienkiewicz, Grzegorz Kostro, Mieczysław Ronkowski	Badania eksperymentalne rezonansowego przetwornika piezoelektrycznego typu "unimorph"	
		<i>Experimental analysis of unimorph resonant piezoelectric transducer</i>	171
42.	Przemysław Spychalski, Ryszard Arendt	Analiza wpływu transmisji danych na jakość działania rozproszonych systemów sterowania	
		<i>Impact analysis of data transmission on efficiency of distributed control systems</i>	175
43.	Alicja Stoltmann, Paweł Bućko, Marcin Jaskólski	Multi-criteria investment decision support model using fuzzy analytic hierarchy process (F-AHP) method for power industry	
		<i>Wielokryterialne wspomaganie decyzji inwestycyjnych w sektorze energetycznym z zastosowaniem rozmytej metody analizy hierarchicznej (F-AHP)</i>	179
44.	Dariusz Świsulski	Measurements of relative frequency instability	
		<i>Pomiary względnej niestalości częstotliwości</i>	183
45.	Jarosław Tarnawski, Tomasz Karla, Tomasz A. Rutkowski, Bartosz Puchalski, Kazimierz Duzinkiewicz	Adaptacyjny dobór kroku obliczeń dla symulatora czasu rzeczywistego o miękkich wymaganiach czasowych	
		<i>Soft real-time simulation with adaptive step of computation</i>	187
46.	Andrzej Wilk, Sławomir Judek, Krzysztof Karwowski, Michał Michna, Mirosław Mizan	Zastosowanie Modułu Symulacji Dynamicznej programu Autodesk Inventor do badań właściwości dynamicznych odbieraków prądu	
		<i>Application of Autodesk Inventor Dynamic Simulation Module in research of current collectors dynamics</i>	191
47.	Anna Witkowska	Stabilizacja pozycji i kierunku jednostki dynamicznie pozycjonowanej z niepewnościami parametrycznymi modelu i pomiarowymi	
		<i>Position and heading stabilization of DP vessel with parametric and measurement uncertainties</i>	195

INDEKS AUTORÓW

Marek Adamkiewicz	11
Ryszard Arendt	15, 175
Piotr Banach	19
Szymon Barczentewicz	43
Mikołaj Bartłomiejczyk	23
Andrzej Bień	43
Joanna Boguniewicz-Zabłocka	155
Paweł Bućko	119, 163, 179
Artur Cichowski	19, 27, 31
Piotr Czyż	31
Maciej Czyżak	35
Paweł Damps	11
Krzysztof Dobrzyński	111
Marcin Drzewiecki	39
Krzysztof Duda	43
Kazimierz Duzinkiewicz	79, 83, 107, 187
Agata Dzionk	47
Ariel Dzwonkowski	51
Anna Golijanek-Jędrzejczyk	51
Zbigniew Goryca	55
Michał Grochowski	83, 107
Wanda Gryglewicz-Kacerka	59
Karol Gryń	11
Arkadiusz Hulewicz	63
Maciej Huzarek	67
Krzysztof Jaroś	71
Marcin Jaskólski	179
Sławomir Judek	75, 191
Jarosław Kacerka	59
Tomasz Karla	79, 187
Krzysztof Karwowski	191
Jacek Klucznik	111
Anna Kobylarz	83
Piotr Kołodziejek	87
Andrzej Kopczyński	91
Grzegorz Kostro	151, 171
Robert Kowalak	95
Albert Kowalczyk	99
Łukasz Kuczkowski	103
Karol Kulkowski	107
Filip Kutt	151
Piotr Lesiak	147
Zbigniew Lubośny	111
Mirosław Luft	147
Maciej Łuszczek	115
Robert Małkowski	47
Michał Michna	151, 191
Adrian Miller	119
Mirosław Mizan	191
Marek Olesz	123
Artur Opaliński	127, 131
Przemysław Otomański	135

Eligiusz Pawłowski	139
Emilian Piesik	143
Daniel Pietruszczak	147
Robert Piotrowski	11
Ewelina Podgórná	159
Bartosz Puchalski	187
Leszek Rafiński	51
Mieczysław Ronkowski	151, 171
Tomasz A. Rutkowski	67, 187
Mariusz R. Rząsa	155, 159
Izabela Sadowska	163
Marcin Sarnicki	167
Łukasz Sienkiewicz	171
Jacek Skibicki	75
Robert Smyk	35
Przemysław Sychalski	175
Alicja Stoltmann	179
Wojciech Śleszyński	27, 31
Marcin Śliwiński	143
Roman Śmierzchalski	103
Dariusz Świsulski	115, 183
Bartosz Tarakan	167
Krzysztof Tarakan	167
Jarosław Tarnawski	79, 99, 187
Andrzej Wilk	191
Anna Witkowska	71, 195
Mirosław Włas	47
Adrian Włodarczyk	99
Ryszard Zajczyk	95, 167
Przemysław Zazula	135
Artur Zbroński	95

IMPLEMENTACJA AUTOMATYCZNYCH METOD STROJENIA NASTAW REGULATORA PID W STEROWNIKU PROGRAMOWALNYM

Marek ADAMKIEWICZ¹, Paweł DAMPS², Karol GRYN³, Robert PIOTROWSKI⁴

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki

1. e-mail: marek.adamkiewicz9@gmail.com

2. dampsp@gmail.com

3. kargryn@student.pg.gda.pl

4. robert.piotrowski@pg.gda.pl

Streszczenie: Zainteresowanie środowiska przemysłowego klasycznymi algorytmami regulacji, dającymi akceptowalne wyniki pracy i stabilność w odniesieniu do zmiennych warunków otoczenia, wciąż jest bardzo duże. W artykule opisano wybrane inżynierskie metody doboru nastaw regulatora PID. Przedstawiono implementację sprzętową jednej z nich (metoda Åströma-Hägglunda) w sterowniku programowalnym PLC, umożliwiającą automatyczny dobór nastaw regulatora. Na podstawie symulacji w pętli sprzętowej liniowego układu regulacji PID dokonano analizy porównawczej pracy tego układu dla nastaw regulatora obliczonych trzema metodami inżynierskimi.

Słowa kluczowe: regulator PID, inżynierskie metody strojenia, automatyczny dobór nastaw PID, sterownik PLC.

1. WSTĘP

Wśród licznych przemysłowych metod sterowania, w układach automatycznej regulacji, najczęściej stosowanym regulatorem jest regulator PID. Głównym czynnikiem mającym wpływ na jakość regulacji (statycznej i dynamicznej) są właściwie dobrane parametry (nastawy) regulatora: K_p - współczynnik wzmocnienia, T_i - stała czasowa całkowania, T_d - stała czasowa różniczkowania.

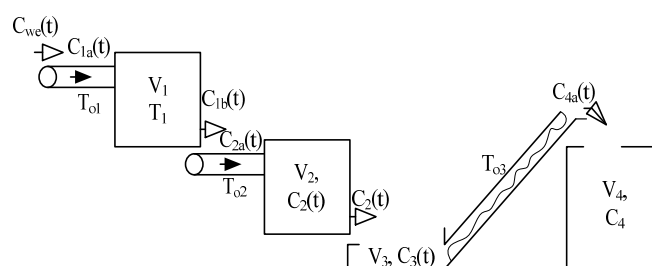
W 1942 roku J.R. Ziegler oraz N.B. Nichols jako pierwsi zaproponowali dwa sposoby doboru nastaw [1]. Od tego czasu opracowano bardzo wiele algorytmów strojenia regulatorów PID. Można je podzielić na metody optymalizacyjne i inżynierskie. W przypadku pierwszej grupy, rozwiązywane jest zadanie optymalizacji, w którym zmiennymi decyzyjnymi są K_p , T_i i T_d oraz minimalizowana jest funkcja celu, będąca najczęściej jednym z kryteriów całkowitych z uchybu regulacji [2, 3, 4]. Dobór nastaw metodami inżynierskimi opiera się na przeprowadzeniu eksperymentu identyfikacyjnego, którego zadaniem jest wyznaczenie parametrów zastępczych obiektu regulacji. W przemysłowych rozwiązaniach stosuje się trzy sposoby przeprowadzania eksperymentów identyfikacyjnych: badanie odpowiedzi skokowej obiektu [5]; badanie parametrów cyklu granicznego osiąganego przez doprowadzenie układu regulacji do granicy stabilności [6, 7]; badanie parametrów oscylacji układu regulacji o niewielkiej amplitudzie (metoda Åströma-Hägglunda, zwana przekąźnikową) [8].

Przemysłowe wykorzystanie cyfrowych urządzeń sterujących (np. sterowniki programowalne, komputery przemysłowe) wymusiło opracowanie oraz implementację sprzętową algorytmów umożliwiających automatyczne strojenie nastaw regulatorów PID. Ze względu na najmniejszą ingerencję w proces regulacji najszersze zastosowanie zyskała metoda Åströma-Hägglunda, [8, 9, 10]. Została ona zaimplementowana w wielu regulatorach przemysłowych, np. firmy Lumel, oraz sterownikach programowalnych, np. firmy Siemens. Należy podkreślić, że w większości przypadków, w dokumentacji technicznej regulatorów przemysłowych brakuje szczegółowych danych na temat zaimplementowanych metod strojenia regulatorów PID.

W artykule przedstawiono model matematyczny przykładowego procesu sterowania. Następnie opisano, zaimplementowano i przetestowano trzy metody strojenia: I i II metoda Zieglera-Nicholsa oraz metoda Åströma-Hägglunda (przekąźnikowa). Na koniec przedstawiono obliczone wartości nastaw regulatora PID i uzyskane przebiegi sterowania dla prostokątnej trajektorii zadanej.

2. OPIS I MODELOWANIE PROCESU STEROWANIA

Jako proces sterowania wybrano wydzieloną część linii technologicznej. Składa się ona z układu zbiorników połączonych taśmociągami (rys. 1). Produkty przejściowe są transportowane między kolejnymi etapami produkcji. Takie układy mają zastosowanie, np. w przemyśle spożywczym, chemicznym lub petrochemicznym.



Rys. 1. Schemat wydzielonej części linii technologicznej

gdzie: $C_{we}(t)$, $C_{1a}(t)$, $C_{1b}(t)$, $C_{2a}(t)$, $C_2(t)$, $C_3(t)$, $C_{4a}(t)$, $C_4(t)$ – stężenia molowe produktu [mol/dm³], T_{o1} , T_{o2} , T_{o3} , T_1 – czasy opóźnień wynikające z transportu lub łączenia substancji [s], V_1 , V_2 , V_3 , V_4 – pojemności kolejnych zbiorników [m³].

Proces sterowania zamodelowano w przestrzeni stanu jako układ inercyjny trzeciego rzędu z opóźnieniem. Wykorzystano trzy zmienne stanu odpowiadające stężeniom substancji w kolejnych zbiornikach: $x_1(t) = C_2(t)$, $x_2(t) = C_3(t)$, $x_3 = C_4(t)$. Wielkością wejściową jest stężenie substancji wprowadzanej do pierwszego ze zbiorników: $u(t) = C_{we}(t)$, natomiast wielkością wyjściową jest stężenie substancji w ostatnim zbiorniku: $y(t) = C_4(t)$. Opóźnienia związane są z czasem transportu substancji do kolejnych zbiorników. Równania stanu (1) oraz wyjścia (2) pozwalają na uzyskanie pełnej informacji o procesie sterowania.

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = -\frac{f}{V_2}x_1(t) + k_1\frac{f}{V_2}u(t - T_1 - T_{o1} - T_{o2}) \\ \dot{x}_2(t) = \frac{f}{V_3}x_1(t) - \frac{f}{V_3}x_2(t) \\ \dot{x}_3(t) = \frac{f}{V_4}x_2(t - T_{o3}) - \frac{f}{V_4}x_3(t) \end{cases} \quad (1)$$

$$y(t) = x_3(t) \quad (2)$$

Model zaimplementowano w środowisku Matlab. Przyjęto następujące wartości parametrów: natężenie przepływu $f = 1 \text{ m}^3/\text{s}$, pojemności $V_2 = V_3 = V_4 = 1 \text{ m}^3$, czasy opóźnień $T_1 = T_{o1} = 0,5$; $T_{o2} = 1 \text{ s}$, współczynnik proporcjonalności $k_1 = 1 [-]$.

3. IMPLEMENTACJA SPRZĘTOWA

3.1. Struktura pętli sprzętowej systemu sterowania

System sterowania oparto na technice symulacyjnej HIL (ang. Hardware In the Loop), która jest wykorzystywana podczas projektowania i weryfikacji zaproponowanych metod strojenia nastaw regulatora PID. Implementację zrealizowano na platformie modułowego sterownika GE Fanuc RX3I. Składa się on z jednostki centralnej, zasilacza, modułów wejść/wyjść dyskretnych i analogowych oraz z modułu komunikacyjnego.

Oprócz sterownika innymi niezbędnymi elementami składowymi infrastruktury sprzętowo-programowej są: komputer klasy PC z zainstalowanym środowiskiem symulacyjnym Matlab z dodatkiem Real-Time Windows Target (RTWT), umożliwiającym pracę modelu komputerowego procesu w czasie rzeczywistym; karta akwizycji danych PCI firmy Advantech (model PCI-1711U/U), umożliwiająca wymianę sygnałów między sterownikiem a komputerem; aplikacja wizualizacyjna SCADA (ang. Supervisory Control and Data Acquisition) wykonana w środowisku InTouch, która umożliwia interakcje operatora z modelem procesu; serwer OPC (ang. OLE for Process Control) stanowiący pomost pomiędzy aplikacją użytkownika a sterownikiem; zrealizowany przy użyciu KEPServerEX 5 w technologii DDE (ang. Dynamic Data Exchange) do wymiany informacji z aplikacją wizualizacyjną SCADA oraz OPC do komunikacji z modelem obiektu w Matlab RTWT; transmisja sieciowa TCP/IP Ethernet, wykorzystywana do komunikacji pomiędzy sterownikiem a serwerem OPC.

Po analizie licznych inżynierskich metod strojenia regulatora PID, ostatecznie zaimplementowano trzy z nich:

I i II metodę Zieglera-Nicholsa oraz metodę Åströma-Hägglunda. W dalszej części artykułu przedstawiono ostatnią z nich. Szczegóły dwóch pozostałych metod można znaleźć np. w [6].

Metoda Åströma-Hägglunda polega na wykorzystaniu przełącznika sterowanego w celu wzbudzenia drgań harmonicznym o niewielkiej amplitudzie w układzie regulacji. Pozwala to na badanie parametrów cyklu granicznego bez konieczności doprowadzenia obiektu do granicy stabilności. Badanie parametrów obiektu składa się z dwóch następujących po sobie etapów. W związku z pracą sterownika w cyklu, w każdym z algorytmów sprawdzane jest pierwsze wywołanie danego podprogramu w celu przypisania wartości początkowych do wybranych zmiennych.

3.2. Algorytm identyfikacji wstępnej parametrów modelu

Wykonanie identyfikacji wstępnej ma na celu wyznaczenie odpowiednich parametrów charakteryzujących wykorzystany w drugim etapie przełącznik sterowany.

Automatyczny algorytm identyfikacji wstępnej bazuje na badaniu odpowiedzi obiektu na skokową zmianę wymuszenia – bez wykorzystania regulatora. Wymuszenie jest w czasie tego procesu dopasowywane do wzmocnienia statycznego obiektu tak, aby wykorzystane było jak najszerze pasmo przetwornika analogowo-cyfrowego. W programie przyjęto, że odpowiednie wymuszenie jest osiągnięte dla odpowiedzi obiektu mieszczącej się między 1/3 a 2/3 zakresu przetwornika A/C.

Po spełnieniu warunku dotyczącego wykorzystania zakresu pomiarowego, otrzymana wartość wzmocnienia jest przesyłana do docelowego podprogramu identyfikacyjnego.

3.3. Algorytm identyfikacji parametrów modelu metodą przełącznikową

Schemat blokowy identyfikacji metodą Åströma-Hägglunda pokazano na rysunku 2. Algorytm wykonuje się automatycznie. W pierwszym wywołaniu podprogramu przypisywane są parametry opisujące regulator dwustanowy, zgodnie z założeniami autorów metody [8], które zostają obliczane na podstawie danych z podprogramu odpowiadającego za strojenie wstępne. Przyjęto następujące wartości:

- szerokość histerezy: $\pm \frac{\text{wymuszenie}}{32}$,
- amplituda sygnału sterującego: $\pm \frac{\text{wymuszenie}}{16}$,
- wartość zadana, równa aktualnej wartości wielkości regulowanej.

Tak dobrane parametry miały na celu wyeliminowanie ryzyka przekroczenia dopuszczalnych wartości sygnału sterującego lub sygnału sterowanego, który ze względu na wykorzystanie wejść i wyjść analogowych, zapisywanych w formacie liczb całkowitych, wynosi 32767.

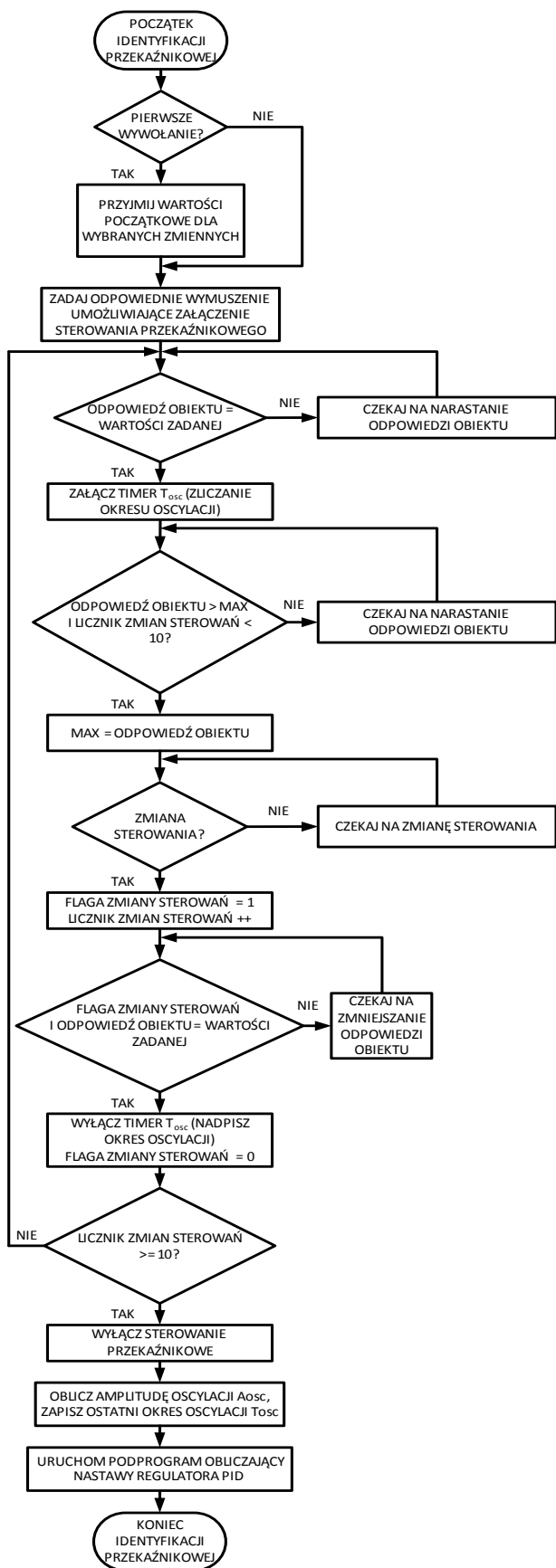
Następnie zadane zostaje wymuszenie skokowe, umożliwiające załączenie sterowania przełącznikowego.

Wyznaczanie okresu oscylacji bazuje na obliczeniu czasu, w którym sygnał sterujący jest niezmienny. Jest to realizowane z wykorzystaniem zegara, który włącza się w momencie zmiany sygnału sterującego. Po wykryciu kolejnej zmiany, wartość znajdująca się w odpowiednim rejestrze przyjmowana jest jako okres oscylacji T_{osc} .

Rejestrowanych jest pięć pełnych oscylacji wielkości sterowanej, czyli 10 zmian sygnału sterującego. Po ich wykonaniu przyjmuje się, że wyjście obiektu ma charakter oscylacji o stałej amplitudzie. W trakcie procesu

identyfikacyjnego szukana jest maksymalna wartość sygnału sterowanego.

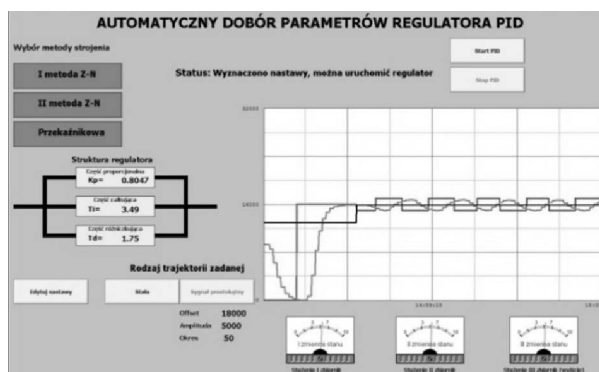
Po zakończeniu pracy algorytmu identyfikacji, załączany jest podprogram odpowiedzialny za wgranie nastaw, obliczanych z informacji o zmianie wartości sygnału sterującego, sterowanego i okresu oscylacji, do wykorzystanego typu regulatora PID.



Rys. 2. Schemat blokowy identyfikacji metodą Åströma-Hägglunda
Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki PG, ISSN 2353-1290, Nr 47/2015

4. BADANIA TESTOWE

W tej części artykułu, przedstawiono wyniki sterowania uzyskane po obliczeniu nastaw regulatora PID trzema różnymi metodami. Do prezentacji wyników sterowania wykorzystano autorski system SCADA. Ekran główny tego systemu pokazano na rysunku 3. Umożliwia on: wybór metody strojenia nastaw, konfigurację regulatora PID, ręczną edycję nastaw, ustawienie parametrów trajektorii zadanej, podgląd aktualnych wartości zmiennych stanu oraz załączenie lub wyłączenie regulatora. Wykres przedstawia przebieg rejestrowanych wielkości: wielkość zadana $C_{4,zad}(t)$ – kolor czarny, wielkość sterowana $C_4(t)$ – kolor jasno-szary, wielkość sterująca $C_{we}(t)$ – kolor ciemno-szary, w trakcie identyfikacji parametrów układu regulacji metodą przekąźnikową. W pierwszym etapie pracy zaprojektowanego systemu, badana jest odpowiedź obiektu sterowania na skokową zmianę wymuszenia. Następnie załączane jest sterowanie przekąźnikowe. Wartości na osi poziomej określają czas zgodnie z zegarem systemowym. Oś pionową przeskalowano do wielkości mierzonych w zakresie 0 – 32767 jednostek niemianowanych.



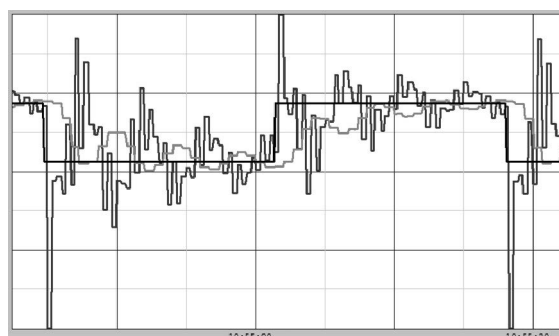
Rys. 3. Zrzut ekranu systemu SCADA

Obliczone wartości nastaw regulatora PID pokazano w tabelcy 1.

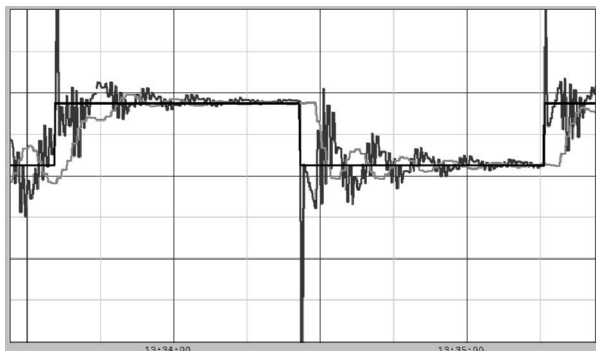
Tabelca 1. Wartości nastaw regulatora PID

Metoda strojenia Nastawy regulatora	I Zieglera-Nicholsa	II Zieglera-Nicholsa	Åströma-Hägglunda
K_p	1,30	0,92	0,81
T_i	11,49	7,01	3,50
T_d	2,87	1,75	1,75

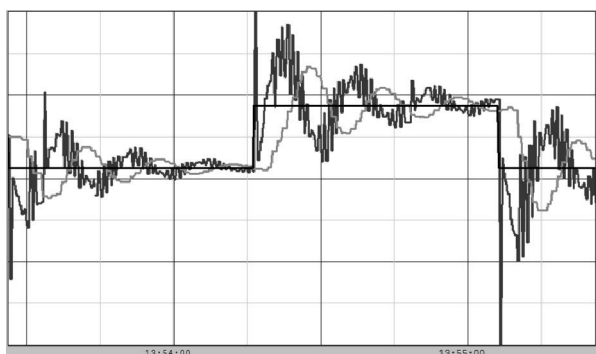
Wyniki sterowania, dla trzech metod strojenia, pokazano na rysunkach 4-6. W tabelcy 2 porównano wskaźniki jakości sterowania.



Rys. 4. Odpowiedź układu regulacji - I metoda Zieglera-Nicholsa



Rys. 5. Odpowiedź układu regulacji - II metoda Zieglera-Nicholsa



Rys. 6. Odpowiedź układu regulacji - metoda Åströma-Hägglunda

Tablica 2. Porównanie jakości regulacji

Metoda strojenia Parametr jakościowy	I Zieglera-Nicholsa	II Zieglera-Nicholsa	Åströma-Hägglunda
Czas regulacji [s]	50	40	>50
Czas narastania [s]	40	7	7
Przeregulowanie [%]	0	10	20
Uchyb ustalony [-]	0	0	0

Przeprowadzone testy pozwoliły na ocenę trafności wyboru każdego z algorytmów. Dla rozważanego modelu obiektu, najlepsze wyniki uzyskano dla II metody Zieglera-Nicholsa oraz metody Åströma-Hägglunda, przy czym pierwsza z nich zapewniła nieznacznie lepsze wskaźniki jakości dynamicznej. Zaletami drugiej metody jest szybszy proces identyfikacyjny oraz bezpieczniejszy jego przebieg. Z tego powodu jest ona obecnie najczęściej implementowana w rozwiązaniach przemysłowych. Nastawy wyznaczone metodami inżynierskimi nie gwarantują optymalnej pracy układu, stanowią jednak dobry punkt odniesienia do dalszej syntezy układu regulacji.

5. PODSUMOWANIE

W artykule przedstawiono implementację sprzętową przekąźnikowej metody strojenia regulatora PID, umożliwiającej automatyczne wyznaczenie jego parametrów. Przedstawiono wyniki samostrojenia dla trzech algorytmów (I i II metoda Zieglera-Nicholsa oraz metoda Åströma-Hägglunda). Przeprowadzono analizę ilościową uzyskanych wyników sterowania.

6. BIBLIOGRAFIA

1. Ziegler J.G., Nichols N. B.: Optimum settings for automatic controllers, ASME Transactions, Vol. 64, 1942, pp. 759–768.
2. Xu W., Lim K. W., Ho. W.K.: Optimal Gain and Phase Margin Tuning for PID Controllers, Automatica, Vol. 34, No. 8, 1998, pp. 1009-1014.
3. Padula F., Visioli A.: Optimal tuning rules for proportional-integral-derivative and fractional-order proportional-integral-derivative controllers for integral and unstable processes, IET Control Theory Appl., Vol. 6, Issue 6, 2012, pp. 776-786.
4. Dziendziel T., Gruk M., Piotrowski R.: Optymalizacja nastaw regulatorów PID do sterowania suwnicą 3D, Pomiary Automatyka Robotyka, Nr 6, 2014, s. 84-89.
5. Åström K. J., Hägglund T.: Revisiting the Ziegler-Nichols step response method for PID control, Journal of Process Control, Vol. 14, No. 6, 2004, pp. 635-650.
6. Das S., Chakraborty A., Ray J.K., Bhattacharjee S., Neogi B.: Study of Different Tuning Approach with Incorporation of Simulation Aspect for Z-N (Ziegler-Nichols) Rules, International Journal of Scientific and Research Publications, Vol. 2, No. 8, 2012, pp. 1-5.
7. Haugen F., Lie B.: Relaxed Ziegler-Nichols Closed Loop Tuning of PI Controllers, Modeling, Identification and Control, Vol. 34, No. 2, 2013, pp. 83-97.
8. Åström K.J., Hägglund T.: Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins, Automatica, Vol. 20, No. 5, 1984, pp. 645-651.
9. Świder Z., Trybus L., Stec A.: Automatyczne strojenie przekąźnikowe mikroregulatora temperatury, Pomiary Automatyka Robotyka, Nr 2, 2010, s. 588-597.
10. Kula K.: Automatyczne strojenie regulatora PID w układzie on-line na podstawie identyfikacji metodą przekąźnikową, Zeszyty Naukowe Akademii Morskiej w Gdyni, Nr 62, 2009, s. 37-50.

PLC IMPLEMENTATION OF AUTOMATICS TUNING METHODS FOR PID CONTROLLER

Industrial environments are still interested in classic control algorithms: providing acceptable results of the work and stability in relation to changing environmental conditions. This paper includes the description of heuristic tuning methods for the widely used PID. There's also shown Åström-Hägglund (relay) automatic tuning algorithm implemented in Programmable Logic Controller. Results of experiments were obtained from simulations using dynamic plant model in Hardware In the Loop technique. Simulation tests presents control results for the dynamic plant.

Keywords: PID controller, heuristic tuning methods, automatic tuning of PID, Programmable Logic Controller.

DYNAMICZNE WYZNACZANIE PARAMETRÓW ELEKTRYCZNEGO OBWODU SZEREGOWEGO

Ryszard ARENDT

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.: 58 347 2157 e-mail: ryszard.arendt@pg.gda.pl

Streszczenie: Po załączeniu napięcia na skutek istnienia inercji prąd w obwodzie zaczyna narastać od wartości zerowej do znamionowej. W tym czasie narastają spadki napięć na rezystancjach (impedancjach obwodu) bo zaczynają obowiązywać prawa Kirchhoffa. Można utworzyć układ ze sprzężeniem zwrotnym (układ regulacji stałowartościowej bądź nadążnej), który poszukuje parametrów obwodu spełniających prawa Kirchhoffa – elementy nie muszą być liniowe.

W artykule przedstawiono omówienie teoretyczne metodyki rozwiązywania obwodów z zastosowaniem programu Matlab-Simulink oraz przykłady: nieliniowego obwodu prądu stałego, nieliniowego obwodu dla wartości chwilowych prądu przemiennego oraz liniowych obwodów prądu przemiennego, obliczanych dla wartości wskazowych.

Słowa kluczowe: nieliniowe obwody elektryczne, obwód szeregowy, wartości chwilowe w obwodzie nieliniowym, opis wektorowy obwodu prądu przemiennego.

1. WYZNACZANIE PARAMETRÓW OBWODÓW ELEKTRYCZNYCH

1.1. Klasyczne metody wyznaczania parametrów obwodów elektrycznych

Zazwyczaj interesuje nas wyznaczenie wybranych wartości prądów płynących w danym obwodzie lub występujących spadków napięć. Stosuje się podstawowe prawa: Ohma, Kirchhoffa I i II, metodę potencjałów węzłowych, metodę prądów oczkowych, metodę Thevenina i Nortona i inne [1]. W obwodach nieliniowych znalazły zastosowanie prawa Kirchhoffa, zasada kompensacji i twierdzenia Thevenina oraz Nortona [2]. Nie można zastosować prawa Ohma, zasady superpozycji i wzajemności.

W artykule skupiono się na wybranych obwodach szeregowych prądu stałego i przemiennego, liniowych i nieliniowych rozwiązywanych przez dynamiczne przeszukiwanie parametrów. Pokazano przykłady: nieliniowego obwodu prądu stałego, nieliniowego obwodu dla wartości chwilowych prądu przemiennego oraz liniowych obwodów prądu przemiennego, obliczanych dla wartości wskazowych.

1.2. Podstawy dynamicznego wyznaczania parametrów obwodów elektrycznych

W świecie fizycznym obowiązuje zasada minimum energii Hamiltona, którą można zastosować do równań

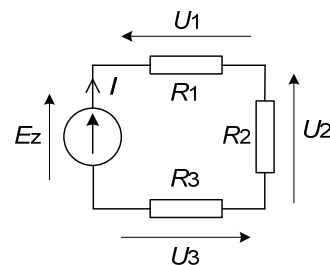
Maxwella, co przekłada się bezpośrednio na oba prawa Kirchhoffa. Dodatkowo oddziaływania fizyczne opisywane są inercyjnie (każdy element elektryczny ma właściwości indukcyjne), co umożliwia płynne przekazywanie energii.

Przyjmując zasadę minimum energii Hamiltona jako regułę sterowania i biorąc pod uwagę II prawo Kirchhoffa można założyć, że natura wyposażona jest w regulator, który ustawi prąd w obwodzie szeregowym w taki sposób, aby suma spadków napięć w obwodzie była równa wymuszeniu. Nie ma w tym przypadku znaczenia czy obwód jest liniowy czy nieliniowy. Dla prądu stałego należy rozważać działanie regulatora stałowartościowego, a dla obliczania wartości chwilowych prądu przemiennego działanie regulatora nadążnego. Przy stosowaniu opisu obwodu w postaci liczb zespolonych pojawiają się dwa parametry: moduł i argument liczby opisującej fizyczną wielkość. Przy rozwiązywaniu obwodu należy zastosować dwa regulatory i generować zmianę dwóch parametrów.

2. PRZYKŁADY DYNAMICZNEGO WYZNACZANIA PARAMETRÓW ELEKTRYCZNYCH OBWODÓW

2.1. Wybrany obwód nieliniowy prądu stałego

Rozważmy obwód szeregowy, w którym rezystancje mogą mieć nieliniowy charakter (rys. 1).



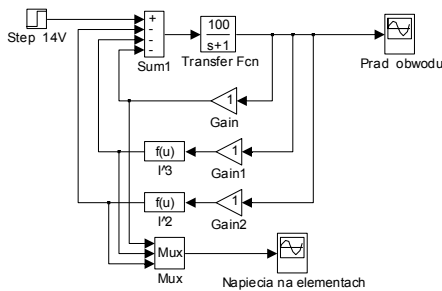
Rys. 1. Schemat ideowy rozważanego obwodu nieliniowego prądu stałego

W obwodzie przyjęto następujące wartości: napięcie zasilania $E_z = 14 \text{ V}$, rezystancje obciążenia $R_1 = 1 \Omega$, $R_2 = 1 \text{ } \Omega^2$, $R_3 = 1 \text{ } \Omega^3$.

Należy obliczyć prąd obwodu I oraz spadki napięć U_1 , U_2 i U_3 na rezystancjach. Równanie opisujące rozważany obwód ma postać:

$$E_z = 1 I + 1 I^2 + 1 I^3. \quad (1)$$

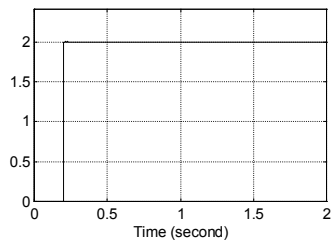
Rozwiązanie zadania sprowadza się do rozwiązania równania (1), co może sprawiać trudności. Jeszcze gorsza sytuacja wystąpi jak wprowadzimy inne funkcje nieliniowe [3]. Przy zastosowaniu programu Simulink [4] można zaproponować układ stabilizacji sumy spadków napięć do wielkości zadanej E_z (rys. 2).



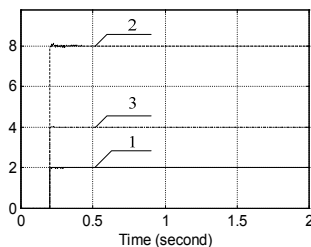
Rys. 2. Struktura modelu w programie Simulink rozwiązująca równanie (1)

W chwili $t = 0,2$ s napięcie zasilania narasta skokowo do wartości 14 V. W obwodzie całkującym narasta wartość prądu, która przemnożona przez wartości rezystancji daje kolejne spadki napięć. Narastanie wartości prądu kończy się, gdy zostanie spełnione II prawo Kirchhoffa. Spadki napięć modelowane są przez człon proporcjonalny o wzmacnieniu 1 i blok funkcyjny z funkcją kwadratową i funkcją trzeciego stopnia. Można zauważyć, że model stanowi układ regulacji stałowartościowej z regulatorem całkującym o wzmacnieniu 100.

Na rysunku 3 przedstawiono obliczony przebieg prądu obwodu, a na rysunku 4 kolejne spadki napięć. Łatwo zauważyć, że przyjęte napięcie zasilania 14 V wynika z sumowania spadków napięć równych $2\text{ V} + 2^2\text{ V} + 2^3\text{ V}$.



Rys. 3. Przebieg wartości symulowanego prądu w obwodzie nieliniowym wyrażony w amperach

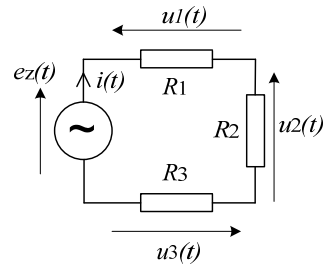


Rys. 4. Przebieg wartości symulowanych wartości spadków napięć w obwodzie nieliniowym w woltach; 1) dla rezystancji $R_1 = 1\ \Omega$, 2) $R_2 = 1\ I^2\ \Omega$, 3) $R_3 = 1\ I\ \Omega$

2.2. Nieliniowy obwód obliczany dla wartości chwilowych prądu przemiennego

Rozważmy szeregowy obwód prądu przemiennego z nieliniowymi rezystancjami (rys. 5). Interesują nas

chwilowe wartości prądu i spadków napięć dla pobudzenia harmonicznego o określonej amplitudzie i pulsacji.



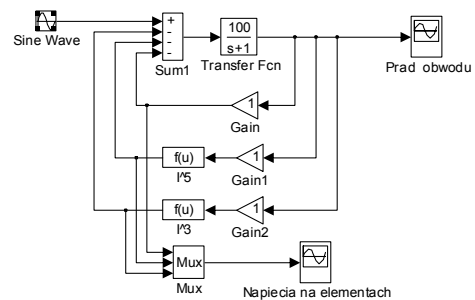
Rys. 5. Schemat ideowy rozważanego obwodu nieliniowego prądu przemiennego

W rozważanym obwodzie przyjęto źródło napięcia przemiennego $e_z(t) = 42 \sin 2t\text{ V}$, oraz rezystancje obciążenia: $R_1 = 1\ \Omega$, $R_2 = 1\ I^2(t)\ \Omega$, $R_3 = 1\ I^4(t)\ \Omega$.

Należy obliczyć wartości chwilowe prądu obwodu $i(t)$ oraz chwilowe spadki napięć $u_1(t)$, $u_2(t)$ i $u_3(t)$ na rezystancjach. Równanie opisujące rozważany obwód ma postać:

$$e_z(t) = 1\ i(t) + 1\ i^3(t) + 1\ i^5(t). \quad (2)$$

Rozwiązanie równania (2) metodami analitycznymi przysporzy dużych kłopotów. Przy zastosowaniu programu Simulink można zaproponować układ stabilizacji nadążnej sumy spadków napięć do wielkości zadanej $e_z(t)$ (rys. 6).



Rys. 6. Struktura modelu w programie Simulink rozwiązująca równanie (2)

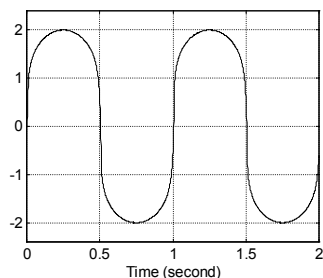
W chwili $t = 0$ s pojawia się napięcie zasilania w kształcie sinusoidy o amplitudzie 42 V i częstotliwości 2 Hz. W obwodzie całkującym generowana jest wartość prądu, która przemnożona przez wartości rezystancji daje kolejne spadki napięć – dla każdej wartości chwilowej napięcia należy spełnić II prawo Kirchhoffa. Rezystancje modelowane są podobnie jak w p. 2.1. Można zauważyć, że model stanowi układ regulacji nadążnej z regulatorem całkującym o wzmacnieniu 100.

Na rysunku 7 przedstawiono obliczony przebieg prądu chwilowego obwodu, a na rysunku 8 kolejne spadki chwilowych napięć. Można zauważyć, że suma amplitud spadków napięć równych $2\text{ V} + 2^3\text{ V} + 2^5\text{ V}$ jest zgodna z przyjętym napięciem zasilania 42 V.

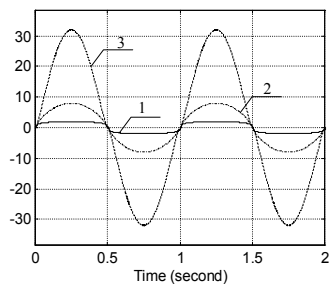
2.3. Liniowe obwody prądu przemiennego obliczane metodami wektorowymi

Zazwyczaj przy obliczaniu liniowych obwodów prądu przemiennego stosujemy opis w postaci liczb zespolonych. Rozważanymi elementami obwodu są: impedancje, reaktancje indukcyjne i pojemnościowe, źródła napięciowe i prądowe prądu przemiennego, a obliczane parametry

stanowią prądy i napięcia zespolone poszczególnych gałęzi oraz impedancje zastępcze.

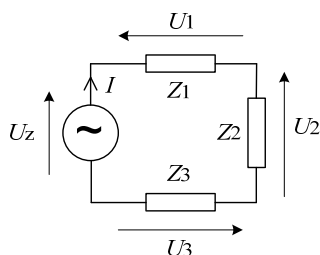


Rys. 7. Przebieg wartości chwilowych symulowanego prądu w amperach obwodu nieliniowego



Rys. 8. Przebieg wartości chwilowych symulowanych spadków napięć w obwodzie nieliniowym w voltach; 1) dla rezystancji $R_1 = 1 \Omega$, 2) $R_2 = 1 F^2 \Omega$, 3) $R_3 = 1 F^t \Omega$

Rozważmy szeregowy obwód dla prądu przemiennego (rys. 9).



Rys. 9. Schemat ideowy rozważanego obwodu prądu przemiennego

Na schemacie przyjęto wartości zespolone prądu, napięć i impedancji, określone następująco:

$$U_z = |U_z| e^{j\varphi_0} = 20 e^{j\varphi_0} \text{ V}, \quad (3)$$

$$Z_1 = R_1 + X_1 = 1 + 1j \Omega, \quad (4)$$

$$Z_2 = R_2 + X_2 = 1 + 5j \Omega, \quad (5)$$

$$Z_3 = R_3 + X_3 = 1 - 2j \Omega, \quad (6)$$

$$I = |I| e^{j\varphi_1}, \quad (7)$$

$$U_1 = |U_1| e^{j\varphi_1}, \quad (8)$$

$$U_2 = |U_2| e^{j\varphi_2}, \quad (9)$$

$$U_3 = |U_3| e^{j\varphi_3}. \quad (10)$$

Dla porównania wyników obwód został rozwiązany metodami tradycyjnymi, wyliczając impedancję zastępczą, zespolony prąd oraz zespolone spadki napięć:

$$Z_z = 3 + 4j = 5 e^{j53,1^\circ} \Omega, \quad (11)$$

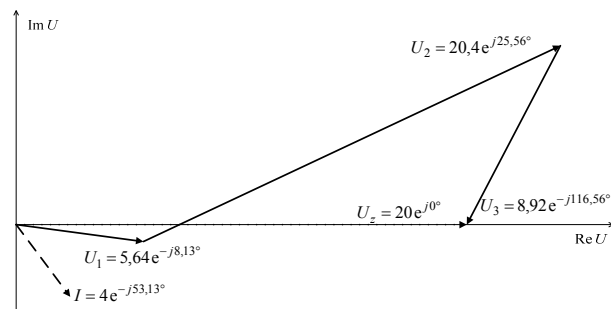
$$I = 4 e^{-j53,1^\circ} \text{ A}, \quad (12)$$

$$U_1 = 5,64 e^{j8,1^\circ} \text{ V}, \quad (13)$$

$$U_2 = 20,4 e^{j25,6^\circ} \text{ V}, \quad (14)$$

$$U_3 = 8,92 e^{-j116,6^\circ} \text{ V}. \quad (15)$$

Dla wyszukanych rozwiązań sporządzono wykres wektorowy (rys. 10) zachowując proporcje między wektorami i obliczone przesunięcia fazowe.



Rys. 10. Wykres wektorowy rozkładu napięć i prądów obwodu z rys. 9

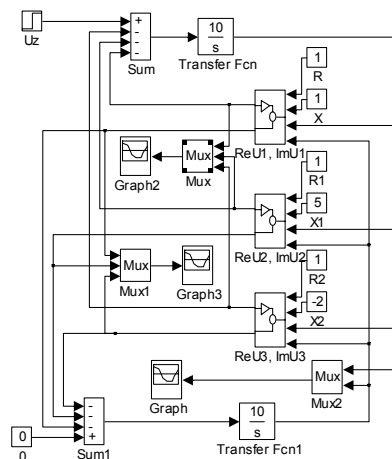
Na podstawie rysunku 10 możemy zauważyć, że suma składowych wartości rzeczywistych spadków napięć w obwodzie jest równa wartości rzeczywistej napięcia zasilania. Natomiast suma składowych wartości urojonych spadków napięć jest równa zero (równa wartości urojonej napięcia zasilania). W rozważanym przypadku możemy ułożyć następujące zależności:

$$|U_1| \cos \varphi_1 + |U_2| \cos \varphi_2 + |U_3| \cos \varphi_3 = U_z, \quad (16)$$

$$|U_1| \sin \varphi_1 + |U_2| \sin \varphi_2 + |U_3| \sin \varphi_3 = 0. \quad (17)$$

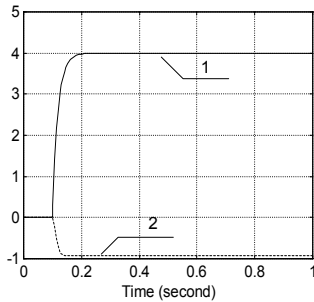
Rozważmy rozwiązanie równań (16 i 17) przez układy automatycznej regulacji, które dobierają wartość prądu i przesunięcia fazowego prądu. Są to dwa układy regulacji stałwartościowej z wewnętrznym powiązaniem dwóch zmiennych I i φ_1 . Strukturę modelu rozwiązującego omawiane równania w programie Simulink przedstawia rysunek 11.

W chwili czasu 0,5 s załączone zostaje napięcie zasilania. Przebieg ustalony (okno Graph) daje rozwiązanie. Otrzymane przebiegi ilustruje rys. 12.



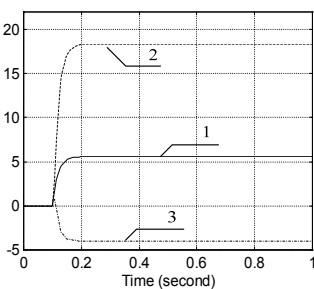
Rys. 11. Struktura modelu w programie Simulink rozwiązująca równania (16 i 17)

Wyświetlone przebiegi są zgodne z obliczoną wartością prądu (12). Dla ilustracji równań (16 i 17) zarejestrowano składowe rzeczywiste i urojone spadków napięć.



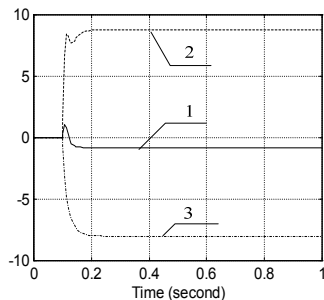
Rys. 12. Zarejestrowane przebiegi: 1) moduł prądu w amperach, 2) przesunięcie fazowe prądu w radianach

Na rysunkach 13 i 14 można zauważyć przebiegi spadków napięć w czasie.



Rys. 13. Zarejestrowane przebiegi rzeczywistej części spadków napięć w woltach: 1) na impedancji Z_1 , 2) na impedancji Z_2 , 3) na impedancji Z_3

Można zauważyć, że suma spadków napięć części rzeczywistych w stanie ustalonym wynosi 20 V, a suma spadków napięć części urojonych wynosi 0 V.



Rys. 14. Zarejestrowane przebiegi urojonej części spadków napięć w woltach: 1) na impedancji Z_1 , 2) na impedancji Z_2 , 3) na impedancji Z_3

3. WNIOSKI

Przy obliczeniach używana była procedura rk45 – metoda Runge-Kutta piątego rzędu, z krokiem minimalnym 0,0001, maksymalnym $0,01 \div 0,001$ i tolerancji $0,001 \div 0,0001$. Szybkość zbiegania się wyniku do zadanej wartości zależy też od wzmocnienia członu całkującego. Ze względu na własności astatyczne regulatora uchyb regulacji został wyeliminowany.

Badania przeprowadzono dla regulatora typu I. Interesujące możliwości kryją się przy zastosowaniu innych typów regulatorów i rozwiązywaniu obwodów przedstawionych w postaci układów równań.

Inną możliwością jest zastosowanie zaproponowanej metody do rozwiązywania nieliniowych równań matematycznych, w tym różniczkowych i całkowych. Stosowane metody numeryczne nie przewidują dynamicznego poszukiwania rozwiązania równania.

Przedstawiona metodyka zastosowana została przy opisie połączeń szeregowych kabla zasilającego i odbiornika energii elektrycznej w systemach statków [5]. Szczegółowe rozważania zasilania silnika indukcyjnego i obliczania spadków napięć na kablu zasilającym przedstawiono w [6]. Należy zauważyć, że praca silnika indukcyjnego może być traktowana jako nieliniowa ewentualnie model należy uznać za niestacjonarny.

4. BIBLIOGRAFIA

1. Chua L. O., Desoer C. A., Kuh E. S.: Linear and Nonlinear Circuits, McGraw-Hill 1987, 839 p.
2. Mikołajuk K., Trzaska Z.: Analiza i synteza elektrycznych obwodów nieliniowych, Warszawa, PWN 1987.
3. Kudrewicz J.: Nieliniowe obwody elektryczne, Podręczniki akademickie, WNT, 1996, 258 s.
4. SIMULINK User's Guide, The MathWorks, Inc. 1992
5. Arendt R. Hierarchiczne modele hybrydowe systemu energetycznego statku o definiowalnej strukturze Monografia, Wydawnictwa Politechniki Gdańskiej. 2006, 159 s.
6. Arendt R.: Modelowanie wpływu zasilania na pracę odbiorników systemu elektroenergetycznego statku. Przegląd Elektrotechniczny, 88 (2012), Nr04a, s. 141-146.

DYNAMIC EVALUATION OF SERIES ELECTRIC CIRCUIT PARAMETERS

After voltage switch on a current in circuit due to inertia existence start to grow from null to nominal value. Meanwhile grows the resistance (impedance) voltage drops to achieve Kirchhoff's rule. We can use a circuit with feedback (constant value control system or follow-up control system), which search for circuit parameters fulfilling Kirchhoff's rules – in such case elements can be nonlinear.

In the paper theoretic bases of circuit solutions using Matlab-Simulink program are discussed. Examples of nonlinear circuit of DC, nonlinear circuit for instantaneous values of AC supplied circuit and linear AC circuit evaluated for vector values are presented.

Keywords: nonlinear electric circuits, series circuit, instantaneous values in nonlinear circuit, vector description of AC circuit.

STEROWANIE WIELOPOZIOMOWYM FILTREM AKTYWNYM Z SELEKTYWNA KOMPENSACJĄ HARMONICZNYCH

Piotr BANACH¹, Artur CICHOWSKI²

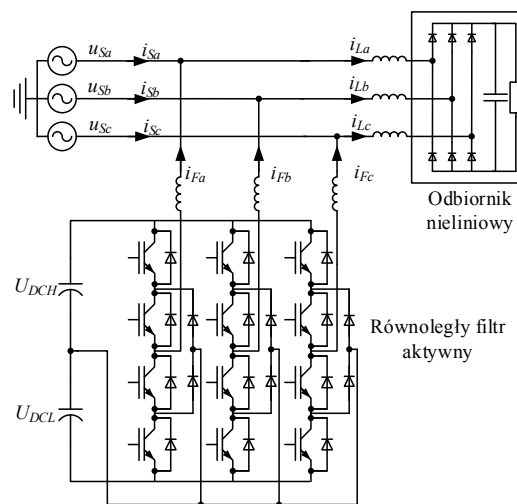
1. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.: 58-348-63-09 e-mail: piobanac@student.pg.gda.pl
2. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.: 58-348-63-09 e-mail: artur.cichowski@pg.gda.pl

Streszczenie: W artykule przedstawiono metodę sterowania wielopoziomowym równoległym filtrem aktywnym z możliwością selektywnej kompensacji wybranych harmonicznych prądu z uwzględnieniem ograniczeń prądowych przekształtnika. Falownik wielopoziomowy umożliwia dokładniejsze generowanie napięcia wyjściowego przy mniejszej częstotliwości modulacji oraz umożliwia zmniejszenie wymiarów filtrów sieciowych względem klasycznego falownika dwupoziomowego. Użycie algorytmu selektywnej kompensacji pozwala na zastosowanie przekształtnika o mniejszej mocy i skompensowanie tylko wybranych wyższych harmonicznych. Przedstawiono wyniki symulacji wykonanej w programie Matlab proponowanej metody sterowania, którą oparto na algorytmie adaptacyjnym na przykładzie wybranej harmonicznej.

Słowa kluczowe: filtr aktywny, selektywna kompensacja harmonicznych, falownik wielopoziomowy NPC.

1. WPROWADZENIE

Rosnąca liczba nieliniowych odbiorników energii elektrycznej podłączanych do systemu dystrybucyjnego powoduje szereg problemów związanych z pogorszeniem jakości energii elektrycznej. Doprowadziło to do opracowania standardów dopuszczających maksymalne poziomy zniekształceń harmonicznych [1]. Klasyczne rozwiązania oparte na filtrach pasywnych w wielu sytuacjach są już niewystraszające, szczególnie z powodu dużych rozmiarów, wagi czy problemu z występowaniem rezonansów. Przyczyniło się to do wzrostu zainteresowania energoelektronicznymi filtrami aktywnymi w różnych konfiguracjach i topologiach [2], w tym układami falowników wielopoziomowych [3], w szczególności z diodami poziomującymi (*ang. Neutral Point Clamped, NPC*). Cechują się one korzystnymi właściwościami takimi jak mniejsze tętnienia prądu przy tej samej częstotliwości modulacji, dokładniejsze odtwarzanie napięcia zadanego, możliwość stosowania półprzewodników na niższe napięcie, mniejsze straty przełączania, mniejsze wymiary filtrów sieciowych i filtrów przeciwzakłóceńowych. Obecnie równoległy filtr aktywny jest najczęściej stosowanym przekształtnikiem służącym do poprawy parametrów jakości energii. Podłączony jest równoległe poprzez dławiki sieciowe do tego samego przyłącza co odbiornik lub grupa odbiorników nieliniowych (rys. 1).



Rys. 1. Schemat ideowy podłączenia wielopoziomowego 3L-NPC równoległego filtra aktywnego

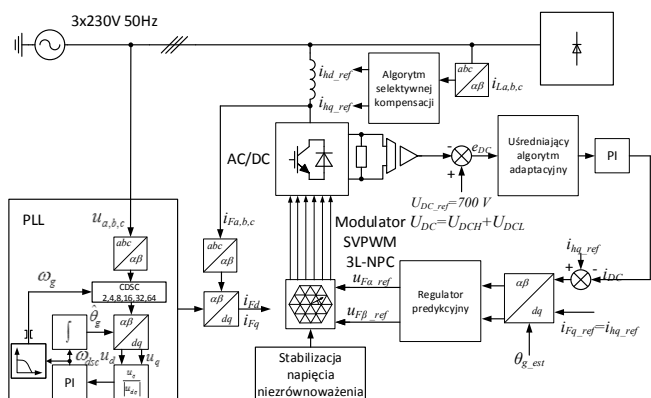
W zależności od przyjętej strategii sterowania w większości opracowań zakłada się, że przekształtnik posiada wystarczającą moc do skompensowania występujących parametrów jakości energii elektrycznej (harmoniczne prądu, moc bierna czy asymetria obciążenia). Obecnie istnieje niewiele prac poświęconych sterowaniu filtrami aktywnymi i zagadnieniu selektywnej kompensacji harmonicznych uwzględniających ograniczenia przekształtnika [4], [5], [6]. Metodę kompensacji opartą na priorytetach przydziału mocy przekształtnika przedstawiono w pracach [5] i [6], jednak nie uwzględnia ona kompensacji tylko wybranych harmonicznych. Natomiast w pracy [4] opisano kompleksowy optymalizacyjny algorytm selektywnej kompensacji zakładający ile mocy przekształtnika może zostać przeznaczona do skompensowania odpowiednio: harmonicznych prądu, mocy biernej czy symetryzacji obciążenia przy uwzględnieniu ograniczeń przekształtnika. Wadą tego rozwiązania jest wolna odpowiedź algorytmu optymalizacyjnego wynosząca około 1 s, która została spowodowana transmisją i przetworzeniem danych na komputerze PC w programie Matlab. Podejście to mimo dużego potencjału cechuje się niekorzystnym opóźnieniem w wyznaczaniu prądów w stanach przejściowych. W literaturze również obserwuje

się brak opracowań zakładających kompensację tylko wybranych harmonicznym do określonego poziomu.

W artykule przedstawiono adaptacyjną selektywną metodę kompensacji wybranych harmonicznym przy uwzględnieniu ograniczeń prądowych przekształtnika.

2. STRUKTURA STEROWANIA RÓWNOLEGLYM FILTREM AKTYWNYM

Na rysunku 2 przedstawiono schemat algorytmu sterowania wielopoziomowego falownika napięcia pracującego w konfiguracji filtra aktywnego, w którym można wyróżnić główne bloki odpowiedzialne za: synchronizację z siecią zasilającą, układ regulacji napięcia w obwodzie pośredniczącym, blok wyznaczania prądu kompensującego, bloki regulatorów prądowych, blok modulacji wektorowej falownika wielopoziomowego.



Rys. 2. Schemat blokowy zaimplementowanego algorytmu sterowania

2.1. Synchronizacja z siecią zasilającą

W algorytmie sterowania zastosowano pętlę synchronizacji fazowej (*ang. Phase Locked Loop, PLL*) do synchronizacji z siecią elektroenergetyczną. W przypadku, gdy napięcie zasilające jest odkształcone, wyznaczany kąt podstawowej harmonicznym kolejności zgodnej obciążony jest błędem. Dlatego dodatkowo zastosowano algorytm CDSC (*ang. Cascaded Delayed Signal Cancellation*) [7], który umożliwia w efektywny sposób wyznaczenie składowej podstawowej kolejności zgodnej napięcia sieci w ortogonalnym układzie odniesienia $\alpha\beta$. W pracy [8] autorzy przedstawili badania synchronizacji przy pomocy PLL z siecią elektroenergetyczną używając metodę CDSC i obniżając *THD* napięcia z poziomu 2,23 % do 0,006 %.

2.2. Wyznaczanie prądów referencyjnych

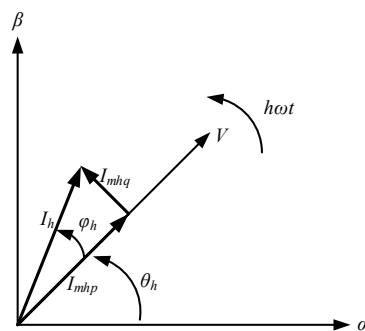
Do wyznaczania prądów kompensujących danych harmonicznym opracowano algorytm adaptacyjny najmniejszych kwadratów w prostokątnym układzie odniesienia $\alpha\beta$, który dostarcza amplitudę do poszukiwanej częstotliwości harmonicznym. Zasada działania algorytmu opiera się na wiedzy, że każdą harmoniczną można wyrazić zależnością:

$$i_h(t) = I_{mh} \sin(h\omega t + \varphi_h) \quad (1)$$

oraz przekształcając powyższe wyrażenie na podstawie tożsamości trygonometrycznych sumy kątów uzyskuje się:

$$i_h(t) = I_{mh} (\sin(h\omega t)\cos(\varphi_h) + \cos(h\omega t)\sin(\varphi_h)) \quad (2)$$

gdzie: $i_h(t)$ – wartość chwilowa harmonicznym h -tego rzędu, I_{mh} – amplituda h -tej harmonicznym, $h\omega t$ – prędkość kątowa h -tej harmonicznym, φ_h – faza h -tej harmonicznym.



Rys. 3. Wykres wskazowy składowych danej harmonicznym

W ten sposób uzyskujemy dwie amplitudy I_{mhp} oraz I_{mhq} przesuniętą względem pierwszej o 90° (rys. 3). Odpowiadają one wektorom wag w algorytmie adaptacyjnym dla poszczególnych składowych napięcia w układzie współrzędnych $\alpha\beta$. Algorytm adaptacyjny wyznacza wektor wag w następnym kroku na podstawie zależności:

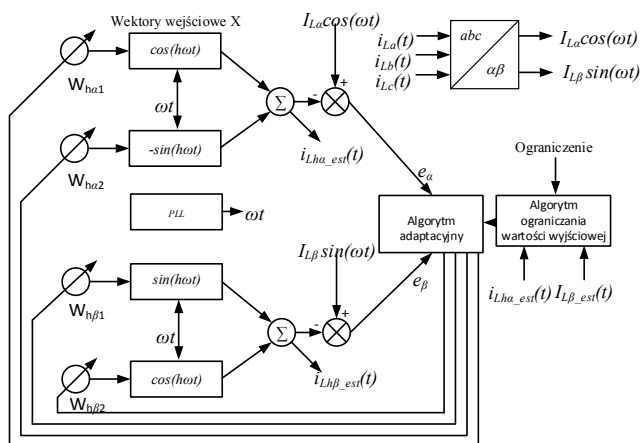
$$y_{est}[k] = W[k] \cdot X[k] \quad (3)$$

$$e[k] = y[k] - y_{est}[k] \quad (4)$$

$$W[k+1] = W[k] + \mu X[k]e[k] \quad (5)$$

gdzie: y_{est} – wartość estymowana, W – wektor wag, X – wektor wejściowy, e – błąd dopasowania, μ – stała określająca szybkość i stabilność adaptacji, y – wartość zmierzonego sygnału.

Wartość współczynnika μ dobrano symulacyjnie. Im jest on większy tym szybciej następuje proces uczenia się algorytmu, jednak przy przekroczeniu zbyt pewnej wartości algorytm staje się niestabilny. Wektor wejściowy X wyznaczany jest na podstawie kąta położenia wektora napięcia (lub jego wielokrotności zależnej od rzędu harmonicznym), który wyznaczany jest poprzez algorytm pętli synchronizacji fazowej.



Rys. 4. Algorytm adaptacyjny dostrajania pojedynczej harmonicznym

Wartość estymowanej harmonicznym skalowana jest do dopuszczalnego poziomu w następujący sposób [9]:

$$\begin{aligned} &\text{jeśli } |y_{h_est}[k+1]| > C \\ &\text{to} \\ &y_{h_est}[k+1] = y_{h_est}[k+1] \frac{C}{|y_{h_est}[k+1]|} \end{aligned} \quad (6)$$

gdzie: y_{h_est} – wartość chwilowa estymowanej harmonicznej, C – stała określająca dopuszczalną wartość maksymalną.

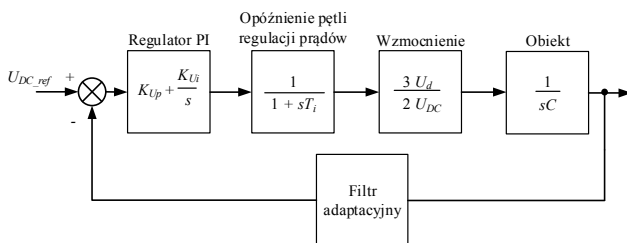
2.3. Regulacja napięcia w obwodzie pośredniczącym

Regulator PI umożliwi poprawną pracę filtra aktywnego w sposób samowystarczalny, bez konieczności podłączania zewnętrznego źródła napięcia do obwodu pośredniczącego. W przypadku występowania fluktuacji napięcia składowe wysokoczęstotliwościowe przenoszą się przez prąd referencyjny przekształtnika wprowadzając dodatkowe zniekształcenia w prądach kompensujących. W celu wyeliminowania oscylacji zastosowano uśredniający filtr adaptacyjny [3]. Nastawy regulatora dla schematu regulacji z rysunku 5 zostały dobrane na podstawie kryterium symetrii [10]:

$$K_{pUdc} = \frac{2u_d C}{3\alpha T_i U_{DC}} \quad (7)$$

$$K_{iUdc} = \frac{K_{pUdc}}{\alpha^2 T_i} \quad (8)$$

gdzie: K_{pUdc} , K_{iUdc} – człon proporcjonalny i całkujący regulatora, u_d – wartość składowej napięcia sieci w osi d , C – pojemność kondensatorów w obwodzie pośredniczącym, U_{DC} – napięcie w obwodzie pośredniczącym, T_i – opóźnienie pętli regulacji prądu, α – współczynnik korygujący zapas fazy regulatora.



Rys. 5. Uproszczony schemat blokowy układu regulacji napięcia w obwodzie pośredniczącym

2.4. Predykcyjny regulator prądów

W układzie sterowania filtra aktywnego zastosowano w regulator predykcyjny prądu w układzie odniesienia $\alpha\beta$ wyrażony zależnością [11]:

$$u_{F\alpha\beta}[k+1] = 2u_{\alpha\beta}[k] - u_{F\alpha\beta}[k] + \frac{L}{T_s} (i_{F\alpha\beta ref}[k] - i_{F\alpha\beta}[k]) \quad (9)$$

gdzie: $u_{F\alpha\beta}(t)$ – napięcie zadane na modulator SVPWM, $u_{\alpha\beta}(t)$ – składowe napięcia sieci, L – indukcyjność dławika sieciowego, T_s – okres próbkowania, $i_{F\alpha\beta ref}(t)$ – zadany prąd kompensujący, $i_{F\alpha\beta}(t)$ – wartość chwilowa prądu przekształtnika.

Regulator oparty jest na modelu falownika z filtrem sieciowym, którego zmiana parametrów może wpływać na dokładność. Mimo to charakteryzuje się lepszą dynamiką od klasycznych regulatorów PI i wartość zadaną osiąga z dwuokresowym opóźnieniem.

2.5. Wektorowa modulacja szerokości impulsów dla falownika wielopoziomowego

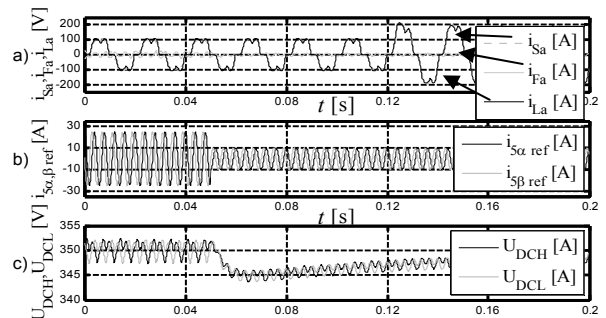
Do generowania napięć wyjściowych zastosowano wektorową modulację szerokości impulsów, w której poszczególne czasy impulsów wyznaczone są za pomocą funkcji kształtu [12]. Metoda ta została rozbudowana z modulacji dwufazowej do trójfazowej. W porównaniu do klasycznych rozwiązań nie wymaga ona stosowania funkcji trygonometrycznych, a dzięki temu jej czas wykonywania jest szybszy w realizacji na procesorach sygnałowych nieposiadających wbudowanego wsparcia sprzętowego do obliczania funkcji trygonometrycznych. Metodę tą cechuje również niezależność przy wyliczaniu czasów trwania impulsów od fluktuacji napięcia w punkcie neutralnym falownika wielopoziomowego z diodami poziomującymi oraz możliwość kompensacji napięcia niezrównoważenia na kondensatorach.

3. BADANIA SYMULACYJNE

Badania symulacyjne zostały wykonane w programie Matlab, natomiast algorytm sterowania został napisany w języku C w sposób umożliwiający łatwe przeniesienie na procesor sygnałowy.

Tablica 1. Parametry układu i symulacji

1	Parametr	Wartość	Jednostka
2	Pojemność kondensatorów	2350	[μ F]
3	Indukcyjność dławika	6	[mH]
4	Częstotliwość próbkowania	10	[kHz]
5	Napięcie pośredniczące	700	[V]
6	Ograniczenie harmonicznej	10	[A]

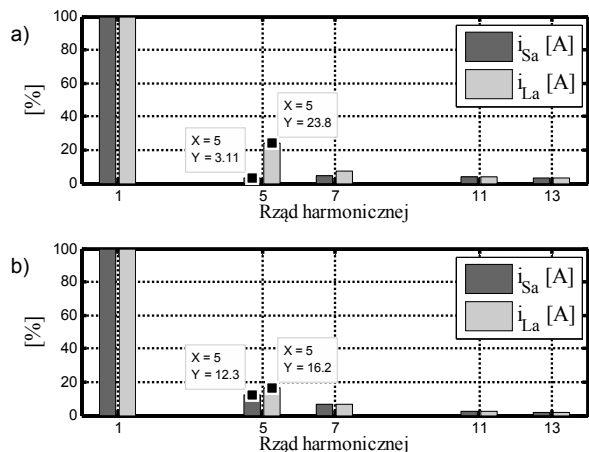


Rys. 6. a) Przebiegi prądu sieci, prądu odbiornika i prądu filtra; b) estymowana piąta harmoniczna, c) napięcie kondensatorach.

Na rysunku 6 a) przedstawiono przebiegi symulacji prądów. W chwili od 0 do 0,05 s występuje stan ustalony i kompensowana jest tylko piąta harmoniczna (bez ograniczeń), od 0,05 do 0,2 zostaje włączane ograniczanie piątej harmonicznej do 10 A w algorytmie adaptacyjnym. W chwili 0,12 następuje skok obciążenia o 100 %. Algorytm adaptacyjnym szybko dostraja się do wymuszonego ograniczenia oraz jest niewrażliwy na skok obciążenia. Na rysunku 6 b) przedstawiono estymowaną piątą harmoniczną, natomiast na rysunku 6 c) przebiegi na górnym i dolnym kondensatorze w obwodzie prądu stałego. THD prądu obciążenia wynosi 25,39 %, natomiast po kompensacji piątej

harmonicznej 10,40 %, po włączeniu ograniczenia prądu THD prądu sieci wynosi 14,3 %.

Na rysunku 7 a) przedstawiono widmo harmoniczných przed włączeniem algorytmu ograniczania poziomu kompensacji, natomiast rysunek 7 b) przedstawia wyłączone ograniczanie, które spowodowało wzrost piątej harmonicznej o około 9 % względem podstawowej.



Rys. 7. a) Widmo głównych harmoniczných a) przed włączeniem ograniczenia b) po włączeniu ograniczenia

4. WNIOSKI KOŃCOWE

W artykule przedstawiono metodę sterowania równoległym filtrem aktywnym z adaptacyjnym algorytmem selektywnej kompensacji harmoniczných na przykładzie kompensacji wybranej harmonicznej. Nałożenie ograniczeń na wybraną harmoniczną umożliwia jej kompensację tylko do przyjętego poziomu. Umożliwia to zaprojektowanie przekształtnika o ograniczonej mocy zastępującego filtry pasywne. W planach na dalsze badania selektywnej kompensacji jest uruchomienie algorytmu sterowania na procesorze sygnałowym na stanowisku badawczym z falownikiem trójpoziomowym z diodami poziomującymi.

5. BIBLIOGRAFIA

1. IEEE519-2014: IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems.

2. Akagi, H.: Active Harmonic Filters, Proceedings of the IEEE, Vol. 93, Issue 12, December 2005, s. 2128-2141.
3. He, Y., Liu, J., Tang, J., Wang, Z., Zou, Y.: Research on control system of DC voltage for active power filters with three-level NPC inverter, Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Austin 2008, s. 1173–1178.
4. Alfonso-Gil J.C., Perez E., Arino C., Beltran, H.: Optimization Algorithm for Selective Compensation in a Shunt Active Power Filter. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 62, No. 6, June 2015 s. 3351–3361.
5. Singh B., Verma V.: Solanki J.: Neural Network-Based Selective Compensation of Current Quality Problems in Distribution System, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 1, February 2007, s. 53–60.
6. Singh B., Verma V.: Selective Compensation of Power-Quality Problems Through Active Power Filter by Current Decomposition, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 23, No. 2, April 2008, s. 792–99.
7. Wang Y.F., Li, Y.W., Grid Synchronization PLL Based on Cascaded Delayed Signal Cancellation, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, 2011, s. 1987–1997.
8. Cichowski A., Banach P., Śleszyński W.: Formowanie napięć wyjściowych trójfazowego przekształtnika sieciowego, Przegląd Elektrotechniczny, Nr 6, 2014, s. 29-34.
9. Kozacki, W.J., Ogunfunmi, T.: An active noise control algorithm with gain and power constraints on the adaptive filter. EURASIP 2013.
10. Bajracharya C., Molinas M., Suul A. J., Undeland T.: Understanding of tuning techniques of converter controllers for VSC-HVDC, Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics, Finland 2008.
11. Wojciechowski D., Strzelecki R., Bałkowski B.: Równoległy filtr aktywny sterowany predykcją, Prace Instytutu Elektrotechniki 2007, Instytut Elektrotechniki Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2007
12. Szczepankowski P., Nieznański J., Śleszyński W.: Zastosowanie funkcji kształtu elementu skończonego w modulacji szerokości impulsów na przykładzie modulacji dwufazowej z kompensacją napięcia niezrównoważenia w trójpoziomym falowniku napięcia 3L-NPC, Przegląd Elektrotechniczny, Nr 5, 2011, s. 208-213.

CONTROL OF MULTILEVEL ACTIVE POWER FILTER WITH SELECTIVE HARMONIC COMPENSATION

In this paper a control method of multilevel active power filter (APF) with selective harmonic compensation (SHC) is presented. The parallel APF is one of the most popular topology of the power quality improvement devices and is connected between power coupling point and nonlinear load to compensate current harmonics. Nowadays multilevel converters become increasingly popular because of its advantages such as: low output voltage THD, lower current ripple, low grid filters size and weight, possibility of using lower voltage of semiconductors. There are a lot of papers concerning SHC, but most of them do not consider maximum current limit of the inverter.

The APF uses Phase Locked Loop to synchronise with the grid and to eliminate harmonics in the grid voltage a Cascaded Delayed Signal Cancellation is implemented. The reference current is estimated by adaptive filter using least means squares learning method with estimated value limitation. In order to generate compensation current a predictive controller is implemented. Output voltages generation and stabilization of neutral point voltage of the multilevel inverter is based on a shape-function space vector modulator. The simulation in Matlab is prepared.

Keywords: active power filter, selective compensation, multilevel inverter NPC.

UPROSZCZONA METODA OCENY POTENCJAŁU REKUPERACJI ENERGII W TRAKCJI MIEJSKIEJ

Mikołaj BARTŁOMIEJCZYK

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.: 58 347 14 16 e-mail: mikolaj.bartlomiejczyk@pg.gda.pl

Streszczenie: Zasobniki energii elektrycznej umożliwiające zwiększenie wykorzystania energii hamowania odzyskowego w trakcji elektrycznej są coraz częściej stosowane. Skuteczność ich działania zależy od struktury układu zasilania komunikacji miejskiej i charakterystyki ruchu, dlatego wprowadzenie ich do użytku powinno być poprzedzone analizą techniczną. Analiza taka może być wykonana w oparciu o symulację układu zasilania. Jednak taka procedura jest bardzo pracochłonna. W artykule przedstawiono uproszczoną metodę oceny potencjału rekuperacji w trakcji miejskiej opartą na łatwych do realizacji pomiarach.

Słowa kluczowe: trakcja elektryczna, trakcja miejska, zasobniki energii elektrycznej, superkondensatory.

1. REKUPERACJA ENERGII ELEKTRYCZNEJ

Każda maszyna elektryczna może być scharakteryzowana zdolnością do dwukierunkowego przepływu energii. W przypadku silników trakcyjnych oznacza to zdolność do rekuperacji energii hamowania, czyli zamiany energii kinetycznej pojazdu w elektryczną, podczas której wytwarzany jest moment hamujący [2].

W klasycznym układzie zasilania rekuperowana energia może być zużyta tylko przez inny pojazd znajdujący się w obszarze zasilania podstacji [8]. Jednak w licznych sytuacjach w obszarze zasilania podstacji nie ma innego pojazdu mogącego przyjąć tę energię. Wówczas rozpraszana jest ona w rezystorach hamowania pojazdu. Następstwem jest brak możliwości odzyskania energii hamowania. W celu uniknięcia takiej sytuacji mogą być zainstalowane układy zasobnikowe gromadzące energię. Jednak instalacja takich systemów wiąże się ze znacznymi nakładami finansowymi i koniecznością wykonania analizy stopnia wykorzystania energii rekuperacji. Może być ona zrealizowana za pomocą symulacji pracy układu zasilania, jednak, ze względu na wpływ wielu czynników zewnętrznych o charakterze losowym, taka symulacja jest złożona [1]. Alternatywą jest pomiar wartości energii rozpraszanej w rezystorach hamowania w pojazdach, co wiąże się z przeprowadzeniem skomplikowanych pomiarów [3]. Zaproponowana metoda oparta jest na łatwych do wykonania pomiarach prądu obciążenia podstacji trakcyjnych.

Pierwsza część analizy przeprowadzono w Przedsiębiorstwie Komunikacji Trolejbusowej w Gdyni w oparciu o dwie podstacje trakcyjne gdyńskiej sieci trolejbusowej, PT Grabówek i PT Sopot. PT Grabówek zasilą fragment sieci trolejbusowej o znacznej intensywności ruchu (interwał 3

minuty), natomiast PT Sopot zasilą linie podmiejską o niewielkim ruchu (interwał 30 minut). W dalszej części artykułu została zaprezentowana walidacja metody w oparciu o wszystkie podstacje trakcyjne znajdujące się w gdyńskiej sieci trolejbusowej.

Ruch pojazdów w komunikacji miejskiej charakteryzuje się dużym wpływem czynników zewnętrznych o losowym charakterze. Szczególnie dotyczy to trolejbusów, które poruszają się po wspólnych pasach ruchu innymi pojazdami drogowymi. Efektem tego obciążenie układu zasilania komunikacji miejskiej jest procesem stochastycznym. W związku z tym, do analizy pracy układu elektrotrakcyjnego predestynowane są metody statystyczne.

2. STATYSTYCZNA ANALIZA OBCIĄŻENIA PODSTACJI TRAKCYJNEJ

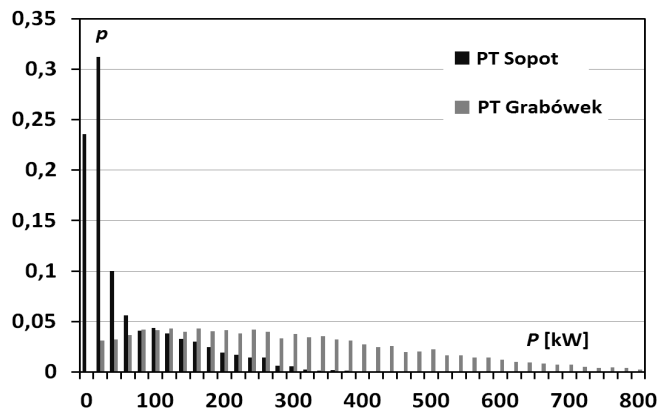
Aby możliwy był odzysk energii hamowania konieczne jest zapewnienie odbiorników dla generowanej energii [4, 8]. Klasyczny układ zasilania transportu miejskiego charakteryzuje się jednostronnym zasilaniem sieci trakcyjnej i brakiem zasobników energii. Przy pominięciu strat przesyłowych oznacza to, iż aby możliwe było pełne wykorzystanie energii rekuperacji moc chwilowa P_{PT} obciążenia podstacji trakcyjnej musi być większa od mocy chwilowej P_{rek} generowanej przez rekuperujące pojazdy znajdujące się w obszarze zasilania danej podstacji. Można to wyrazić relacją:

$$P_{PT} \geq P_{rek} \quad (1)$$

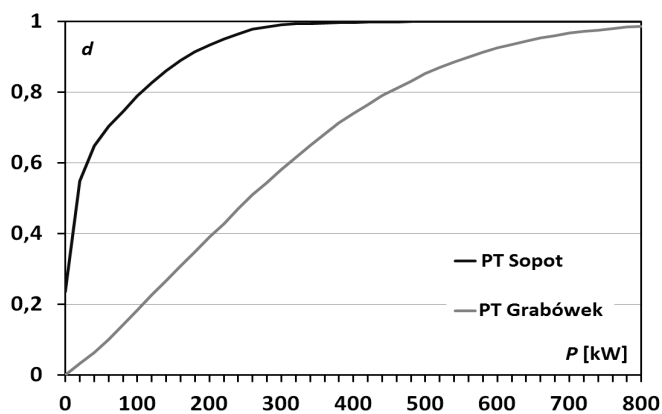
Na rysunku 1 zaprezentowano histogram obciążenia PT Grabówek i PT Sopot, który sporządzono na podstawie pomiarów. Różny charakter ruchu ma odzwierciedlenie w kształcie histogramów. W przypadku PT Sopot niewielkie natężenie ruchu skutkuje niewielkim obciążeniem podstacji i skupieniem wartości histogramu po jego lewej stronie, natomiast dla znacznie obciążonej PT Grabówek wartości są skupione po prawej stronie.

Spełnienie warunku (1) może być analizowane na podstawie przebiegu dystrybuanty obciążenia podstacji trakcyjnej (rys. 2). Wartość d dystrybuanty, odpowiadająca mocy P oznacza, iż obciążenie podstacji będzie mniejsze niż wartość P z prawdopodobieństwem d . Na podstawie warunku (1) można stwierdzić, że przekazanie rekuperowanej mocy o wartości chwilowej P do układu zasilania będzie możliwe z prawdopodobieństwem d . Średnia moc hamowania odzy-

skowego jest na poziomie 100 kW, więc w przypadku PT Grabówek będzie możliwe wykorzystanie 80% energii hamowania, a w PT Sopot będzie to 20%.



Rys. 1. Histogram obciążenia P podstacji PT Sopot i PT Grabówek, p - prawdopodobieństwo wystąpienia danej wartości obciążenia



Rys. 2. Dystrybuanta d obciążenia P podstacji PT Sopot i PT Grabówek

Jeśli warunek (1) nie jest spełniony, jedynie część generowanej mocy o wartości chwilowej równej aktualnemu obciążeniu podstacji P_{PT} będzie wykorzystana. Pozostała część mocy zostanie wytracona w rezystorach hamowania. Potencjał wykorzystania energii rekuperacji można określić na podstawie przebiegu $P_{PT}(t)$ obciążenia podstacji trakcyjnej. Zdefiniowana zostanie funkcja $e(P_{rek})$, która wyraża stosunek energii rekuperacji E_{ogr} możliwej absorpcji przy ograniczonej mocy chwilowej P_{PT} obciążenia podstacji do całkowitej energii E_{rek} możliwej do wygenerowania przez źródło o mocy P_{rek} :

$$e(P_{rek}) = \frac{E_{ogr}}{E_{rek}} \quad (2)$$

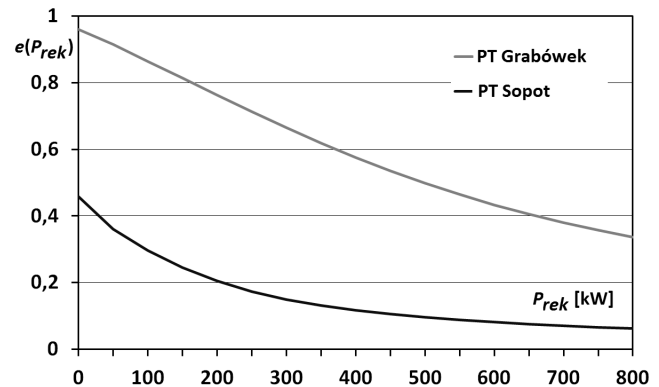
gdzie E_{rek} i E_{ogr} oznaczają energię możliwą do absorpcji i całkowitą energię do wytworzenia w czasie T .

$$e(P_{rek}) = \frac{\int_0^T P_{ogr}(P_{rek}, t) dt}{P_{rek} \cdot T} \quad (3)$$

gdzie $P_{ogr}(P_{rek}, t)$ wyraża ograniczenie absorpcji generowanej energii do poziomu mocy P_{PT} obciążenia podstacji:

$$P_{ogr} = \begin{cases} P_{rek} < P_{PT} \rightarrow P_{Ch} = P_{rek} \\ P_{rek} \geq P_{PT} \rightarrow P_{Ch} = P_{PT} \end{cases} \quad (4)$$

Rysunek 3 przedstawia wykres stopnia wykorzystania rekuperowanej energii w funkcji mocy rekuperacji. Przy założeniu mocy rekuperacji 100 kW w przypadku PT Grabówek może zostać wykorzystane 80 – 90% energii rekuperacji. Dla PT Sopot, ze względu na znacznie mniejszą intensywność ruchu, wykorzystanie rekuperacji jest na poziomie 20 – 30%.



Rys. 3. Porównanie funkcji $e(P_{gen})$ dla PT Grabówek i PT Sopot

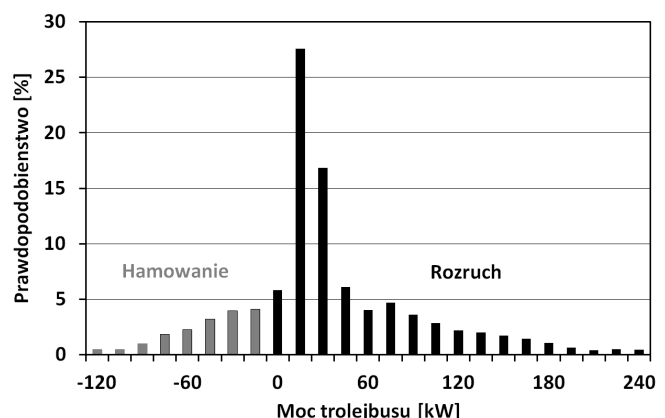
3. WYZNACZANIE POTENCJAŁU REKUPERACJI

W prezentowanej metodzie funkcja $e(P_{gen})$ stanowi podstawę wyznaczania potencjału rekuperacji. Wyznacza się ją na podstawie rejestracji prądu obciążenia podstacji trakcyjnej, pomiar taki jest stosunkowo łatwy do przeprowadzenia.

Stopień wykorzystania rekuperacji można wyznaczyć na dwa sposoby:

- wariant I: przy przyjęciu mocy rekuperacji pojazdu na stałym poziomie, równym średniej mocy generowanej podczas hamowania,
- wariant II: przy uwzględnieniu losowego charakteru hamowania odzyskowego.

W wariacie I konieczne jest określenie średniej mocy P_{rek_sr} rekuperacji w pojeździe. Stopień wykorzystania odzysku jest równy wartości funkcji $e(P_{rek_sr})$. Moc P_{rek_sr} może być wyznaczona na podstawie parametrów znamionowych układu napędowego.



Rys. 4. Histogram poboru mocy przez trolejbus

W wariancie II rezygnuje się z tego uproszczenia i uwzględnia się losowy charakter przebiegu hamowania. W rzeczywistym układzie moc generowana podczas hamowania odzyskowego nie ma stałej wartości, zależy ona od warunków zewnętrznych. Podobnie jak moc obciążenia podstacji, moc hamowania ma losowy charakter. Rysunek 4 przedstawia histogram mocy trolejbusu z zaznaczonym obszarem rozruchu i hamowania.

Przy uwzględnieniu, że wartość mocy rekuperacji jest opisana zmienną losową o rozkładzie gęstości $p_{rek}(P_{rek})$, gdzie P_{rek} oznacza moc rekuperacji, to stopień wykorzystania potencjału energii rekuperacji może być wyznaczony po opisaniu rozkładu $p_{rek}(P_{rek})$ na funkcji $e(P_{rek})$:

$$e_{PT} = \int_0^{P_{rek_max}} p_{rek}(P_{rek}) \cdot \left(\frac{\int_0^T P_{Ch}(P_{rek}, t) dt}{P_{rek} \cdot T} \right) dP_{rek} \quad (5)$$

gdzie P_{rek_max} oznacza maksymalną moc rekuperacji. Funkcja e_{PT} oznacza stopień wykorzystania potencjału rekuperacji dla danej podstacji obliczony na podstawie przebiegu obciążenia $P_{TS}(t)$. Można także zdefiniować stopień niewykorzystania potencjału rekuperacji e'_{PT} , zdefiniowany jako:

$$e'_{PT} = 1 - e_{PT} \quad (6)$$

Niesie on informację jaka część energii zwracanej przez układy napędowe jest wytracana w rezystorach hamowania, a zatem w jakim stopniu może wzrosnąć wykorzystanie rekuperacji po instalacji zasobników energii.

W obliczeniach przyjęto założenie, że w danym momencie hamuje odzyskowo tylko jeden pojazd. Jednak możliwa jest sytuacja równoczesnego hamowania większej liczby pojazdów. Na podstawie pomiarów przeprowadzonych w sieci trolejbusowej w Gdyni określono poziom prawdopodobieństwa znajdowania się pojazdu w trybie hamowania na 0,19. Prawdopodobieństwo wystąpienia równoczesnego hamowania dwóch pojazdów wynosi więc 0,0361. W przypadku, gdy w obszarze zasilania podstacji znajduje się wiele trolejbusów należy wyznaczyć sumaryczne prawdopodobieństwo hamowania dwóch pojazdów w tym samym czasie. Niech A oznacza zdarzenie losowe równoczesnego hamowania dwóch pojazdów. Zakładając, że w obszarze zasilania znajduje się N pojazdów i jeden z nich hamuje, równocześnie może hamować każdy z pozostałych pojazdów, czyli może wystąpić $N-1$ zdarzeń A . Należy więc rozpatrzyć prawdopodobieństwo wystąpienia sumy $N-1$ zdarzeń A . Na podstawie zasady włączeń i wyłączeń wartość sumy zdarzeń jest równa:

$$P\left(\bigcup_{i=1}^{N-1} A\right) = \sum_{i=1}^{N-1} (-1)^{i+1} \binom{N-1}{i} P\left(\bigcap_{k=j}^i A\right) \quad (7)$$

W Tabelicy 1 zaprezentowano wartości prawdopodobieństwa równoczesnego hamowania kilku pojazdów oraz bezwzględny błąd metody spowodowany przyjęciem założenia o braku wielokrotnych hamowań w przedstawianej metodzie. Dane oparto na pomiarach przeprowadzonych w gdyńskich podstacjach trolejbusowych i określonej na ich podstawie funkcji $e(P_{rek})$. Należy zauważyć, że o ile w przypadku znacznej liczby pojazdów znajdujących się w obszarze zasilania podstacji prawdopodobieństwo równoczesnego hamowania wielu pojazdów jest znaczne, to błąd tym spo-

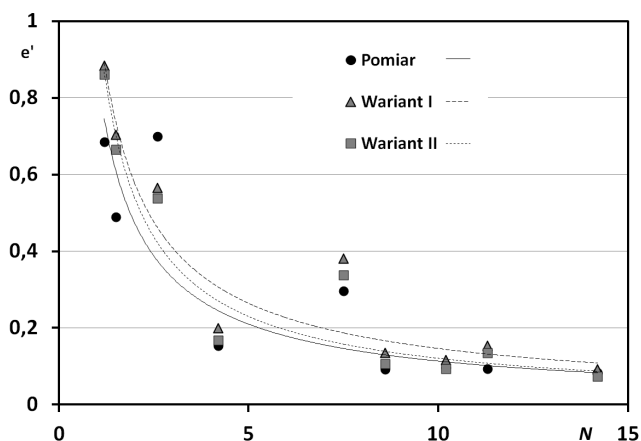
wodowany jest niewielki. W odniesieniu do całkowitego poziomu generowanej energii odzysku nie przekracza on 5%. W przypadku mniejszych podstacji, zarówno prawdopodobieństwo wystąpienia równoczesnego hamowania jak i błąd tym spowodowany są minimalne.

Tablica 1. Prawdopodobieństwo p_h wystąpienia równoczesnego hamowania wielu pojazdów i błąd Δe

Srednia liczba pojazdów	Prawdopodobieństwo p_h	Błąd bezwzględny Δe
1,2	0,04	0,0023
1,5	0,07	0,0036
2,6	0,10	0,0093
4,2	0,14	0,0089
7,5	0,17	0,0227
8,6	0,20	0,0231
10,2	0,23	0,0184
11,3	0,25	0,0358
14,2	0,28	0,0240

4. WALIDACJA METODY

Badania walidacyjne przeprowadzono w gdyńskiej sieci trolejbusowej. W trakcie nich przeprowadzono pomiary ilości energii wytracanej w rezystorach hamowania w pojazdach. Wyniki odniesiono do obszarów zasilania poszczególnych podstacji trakcyjnych. Przeprowadzono także pomiary prądów obciążenia podstacji trakcyjnych. Pozwoliło to na wyznaczenie stopnia niewykorzystania potencjału rekuperacji e'_{PT} w obszarach zasilania poszczególnych podstacji. Przeprowadzono także uproszczone obliczenia stopnia niewykorzystania potencjału rekuperacji e'_{PT} , w których przyjęto stałą wartość mocy rekuperacji pojazdu zamiast opisanej rozkładem prawdopodobieństwa $p_{rek}(P)$. Wyniki przedstawiono na rysunku 5, gdzie pokazane są poszczególne wartości w funkcji intensywności ruchu wyrażonej średnią liczbą pojazdów znajdujących się w obszarze zasilania danej podstacji, dla wariantów I i II obliczeń.



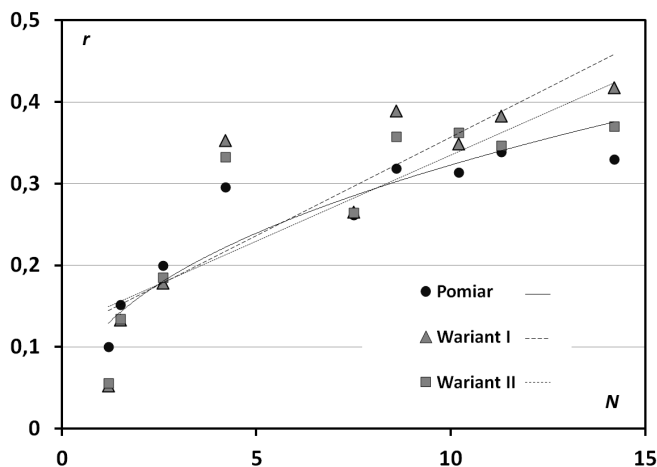
Rys. 5. Stopień niewykorzystania potencjału rekuperacji wyznaczony na podstawie pomiarów, obliczeń oraz uproszczonych obliczeń, N - średnia liczba pojazdów

W Tabelicy 2 przedstawiono porównanie wartości błędów bezwzględnego wyznaczania potencjału niewykorzystania rekuperacji dla metody pełnej i uproszczonej. Na rysunku 6 przedstawiona jest wartość odzysku energii (stosunek energii rekuperowanej do energii pobranej przez pojazdy) w funkcji intensywności ruchu. Obliczenia wykonano przy założeniu stopnia rekuperacji 0,45 w idealnych warunkach [1].

Tablica 2. Porównanie błędów bezwzględnych wyznaczenia

Średnia liczba pojazdów	Błąd metody wariant I	Błąd metody wariant II
1,2	0,18	0,20
1,5	0,17	0,21
2,6	0,16	0,14
4,2	0,01	0,04
7,5	0,04	0,08
8,6	0,01	0,04
10,2	0,00	0,02
11,3	0,04	0,06
14,2	0,01	0,01

Wzrost liczby pojazdów powoduje wzrost prawdopodobieństwa znalezienia odbiorcy dla energii rekuperacji. Efektywność wykorzystania odzysku energii rośnie więc wraz z intensywnością ruchu. Z tego powodu instalacja zasobników energii nie jest uzasadniona w podstacjach trakcyjnych zasilających rozległe obszary zasilania. W takich przypadkach wystarczająca jest rekuperacja pomiędzy pojazdami.



Rys. 6. Stopień odzysku r energii hamowania wyznaczony na podstawie pomiarów, obliczeń oraz uproszczonych obliczeń, N - średnia liczba pojazdów

5. WNIOSKI KOŃCOWE

Przedstawiona metoda umożliwia prostą analizę układu zasilania z punktu widzenia zwiększenia efektywności hamowania odzyskowego. Jest ona łatwa w stosowaniu, wymagany jest głównie pomiar prądu obciążenia podstacji trakcyjnej, który jest łatwy do zrealizowania. Co więcej, znaczna liczba współczesnych podstacji trakcyjnych fabrycznie wyposażona jest w rejestratory prądów obciążenia. Dla zwiększenia dokładności obliczenia mogą być też oparte o charakterystykę mocy hamowania odzyskowego pojazdu

(wariant II). Maksymalny błąd metody jest rzędu 15 - 20%, co jest wystarczające dla wstępnej oceny instalacji zasobników energii [5-7]. Opracowana metoda przeznaczona jest do zastosowania w przedsiębiorstwach komunikacji tramwajowej i trolejbusowej, które rozważają podjęcie kroków w celu zmniejszenia zużycia energii.

Podziękowania

Przedstawione badania pomiarowe zostały wykonane przy wsparciu projektu ELIPTIC finansowanego z programu Horizon 2020, umowa o grant nr 636012, realizowanego przez PKT Gdynia.

6. BIBLIOGRAFIA

- Hamacek, S., Bartłomiejczyk, M., Hrbac, R. Misak, S. Styskała, V.: Energy recovery effectiveness in trolleybus transport. *Electric Power Systems Research* 112, 1–11 (2014)
- Jarzewicz L.: Indirect measurement of motor current derivatives in PMSM sensorless drives. *Elektronika ir Elektrotechnika*, vol. 20, no 7, pp. 23–26 (2014)
- Bartłomiejczyk. M., Połom. M.: Spatial Aspects of Tram and Trolleybus Supply System. In: 8th International Scientific Symposium on Electrical Power Engineering (ELEKTROENERGETIKA), 2015, Technical Univ Kosice. pp. 223-227 (2015)
- Judek. S., Skibicki. J.: Wyznaczanie parametrów elektrycznych trakcyjnego układu zasilania dla złożonych warunków ruchu przy wykorzystaniu programu pspice. *Przegląd Elektrotechniczny*, no. 12, pp. 270-273 (2009)
- Bartłomiejczyk. M., Połom. M., Styskała. V.: Benchmark of the traffic congestion in electrical transport by means of multi criteria decision analysis. *Przegląd Elektrotechniczny*. no 11, pp.248-252 (2013)
- Korenčiak, D., Gutten, M.: Opportunities for integration of modern systems into control processes in intelligent buildings. *Przegląd Elektrotechniczny*, Vol. 88, no. 2 (2012).
- Figlus, T.: The application of a continuous wavelet transform for diagnosing damage to the timing chain tensioner in a motorcycle engine. *Journal of Vibroengineering*. Volume: 17 Issue: 3 Pages: 1286-1294 (2015)
- Czucha J., Karwowski K., Mizan M., Pazdro P.: Efektywność odzysku energii hamowania elektrodynamicznego w komunikacji miejskiej. *Przegląd Elektrotechniczny* 2004, Vol. 80, no. 10, pp. 1016-1019

SIMPLIFIED METHOD FOR ASSESSING THE POTENTIAL OF ENERGY RECOVERY IN ELECTRIC TRACTION

Electrical energy storage enable more efficient use of recuperation braking in electric traction are increasingly becoming more popular. Their effectiveness depends on the structure of the supply transport and traffic characteristics, thus putting them to use should be preceded by technical analysis. Such an analysis can be made based on the simulation of supply system. However, this procedure is very time-consuming. The article presents a simplified method of evaluating the potential recovery in urban traction based on easy to implement measurements.

Keywords: electric energy storage systems, supercapacitors, electric traction.

PRECYZYJNA KOMPENSACJA ZNIEKSZTAŁCEŃ HARMONICZNYCH PRĄDU PRZEZ RÓWNOLEGŁY FILTR AKTYWNY

Artur CICHOWSKI¹, Wojciech ŚLESZYŃSKI²

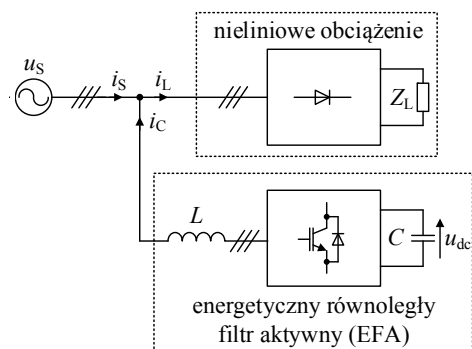
1. Politechnika Gdańska Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.: 58 348 63 09, e-mail: artur.cichowski@pg.gda.pl
2. Politechnika Gdańska Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.: 58 347 29 54, e-mail: wojciech.sleszynski@pg.gda.pl

Streszczenie: W artykule zaprezentowano cztery źródła niedokładnej kompensacji harmonicznego prądu przez filtr aktywny. Są nimi: niedokładna synchronizacja z napięciem sieci zasilającej, opóźnienia wprowadzane w układzie sterującym, fluktuacje napięcia w obwodzie pośredniczącym oraz zniekształcenia napięć generowanych przez przekształtnik energoelektroniczny spowodowane głównie czasem martwym. W artykule przedstawiono wpływ zaproponowanych udoskończeń algorytmu sterowania równoległym filtrem aktywnym na ograniczanie zniekształceń prądów sieciowych. Wszechstronne podejście do algorytmu sterowania równoległym filtrem aktywnym pozwoliło uzyskać unikalnie niską zawartość zniekształceń harmonicznego prądu pobieranego z sieci elektroenergetycznej.

Słowa kluczowe: przetwarzanie mocy, energetyczny równoległy filtr aktywny, kompensacja efektu czasu martwego.

1. WPROWADZENIE

Energetyczny, równoległy filtr aktywny (EFA) (ang. *Shunt Active Power Filter - SAPF*) jest urządzeniem energoelektronicznym służącym do poprawy jakości prądów w sieci zasilającej [1-2]. EFA są sterowanymi prądowo falownikami napięcia podłączonymi poprzez filtr reaktancyjny do tych samych zacisków co nieliniowe obciążenie (rys. 1). Celem prezentowanej w artykule kompensacji jest uzyskanie prądów sieciowych: sinusoidalnych, symetrycznych i w fazie z podstawową harmoniczną napięcia sieci. W celu uzyskania wysokiej precyzji kompensacji niezbędne jest dokładne wyodrębnienie zniekształceń harmonicznego prądu obciążenia i_L oraz zastosowanie regulatora prądu



Rys. 1. Schemat z równoległym filtrem aktywnym

kompensującego i_C o dużej szybkości i dokładności działania. Dokładność kompensacji zależy od kilku czynników [1-2] głównie:

- opóźnień w układzie sterującym,
- zniekształceń napięcia sieci,
- fluktuacji napięcia w obwodzie prądu stałego,
- zniekształceń napięć wyjściowych falownika.

W artykule przedstawiono wpływ poszczególnych udoskończeń algorytmu sterowania EFA na stopień ograniczenia zniekształceń prądów sieciowych.

2. STRUKTURA UKŁADU STEROWANIA EFA

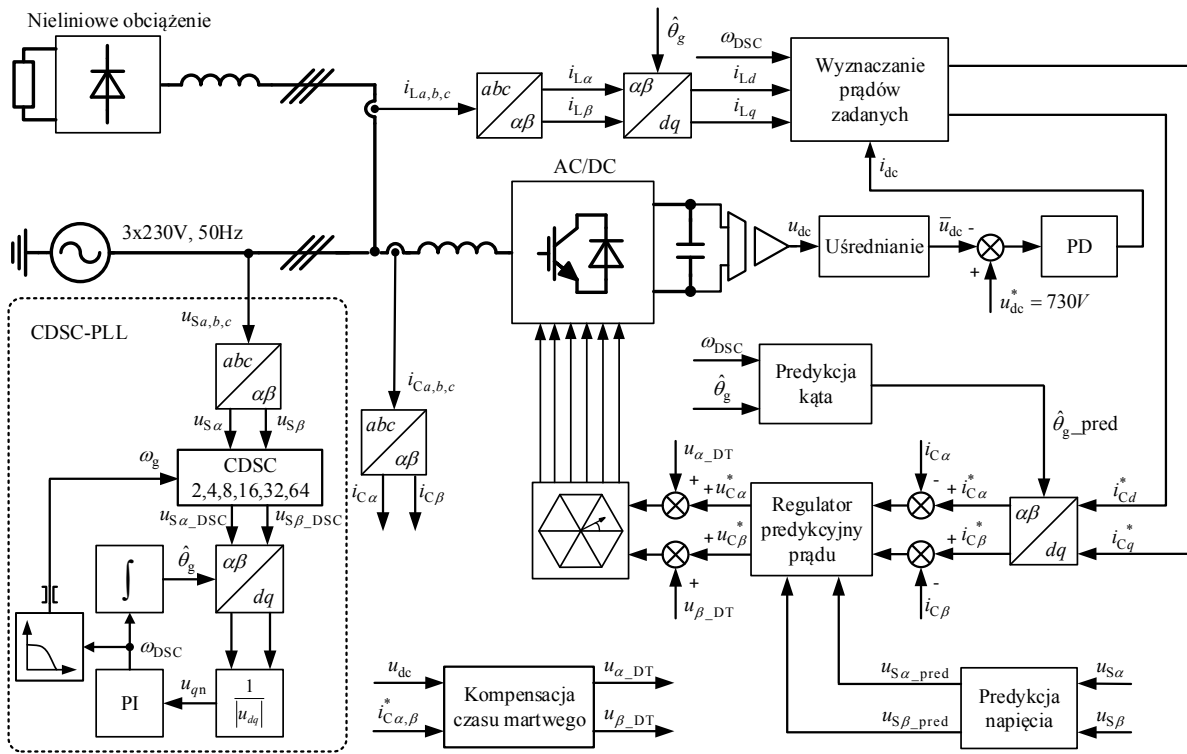
Schemat blokowy układu sterowania przedstawiono na rysunku 2. Zawiera on wszystkie proponowane udoskończenia wprowadzone w celu minimalizacji zniekształceń prądów sieciowych.

2.1. Synchronizacja z napięciem sieci

Zniekształcenia napięcia sieci wpływają na synchronizację EFA z siecią. Błędy w synchronizacji wpływają na modulację kąta wykorzystywanego do transformacji pomiędzy stacjonarnym ($\alpha\beta$) i synchronicznym (dq) układem odniesienia. Ze względu na bardzo dobrą jakość synchronizacji zarówno w stanie ustalonym jak i przejściowym wybrano metodę CDSC-PLL [3] (ang. *Cascaded Delayed Signal Cancellation Phase-Locked Loop*). Algorytm CDSC-PLL eliminuje zniekształcenia harmoniczne z przebiegów napięcia sieci pozostawiając praktycznie wyłącznie składowe ortogonalne ($\alpha\beta$) podstawowej harmonicznego kolejności zgodnej. W układzie laboratoryjnym częstotliwość odcięcia dla algorytmu CDSC-PLL ustawiono na 50 Hz. Algorytm ten został porównany z powszechnie stosowanym algorytmem PLL o paśmie 5 Hz.

2.2. Wyznaczanie zadanych prądów kompensujących

W literaturze przedstawiono dużą różnorodność metod estymacji harmonicznego prądu, ich przegląd można znaleźć w [1]. Wartość zadaną prądu kompensującego zrealizowano w układzie odniesienia wirującym synchronicznie (dq) z podstawową harmoniczną kolejności zgodnej napięcia sieci. Położenie osi d pokrywa się z położeniem wektora przestrzennego napięcia sieci. Schemat blokowy algorytmu



Rys. 2. Schemat blokowy zaproponowanego układu sterowania EFA

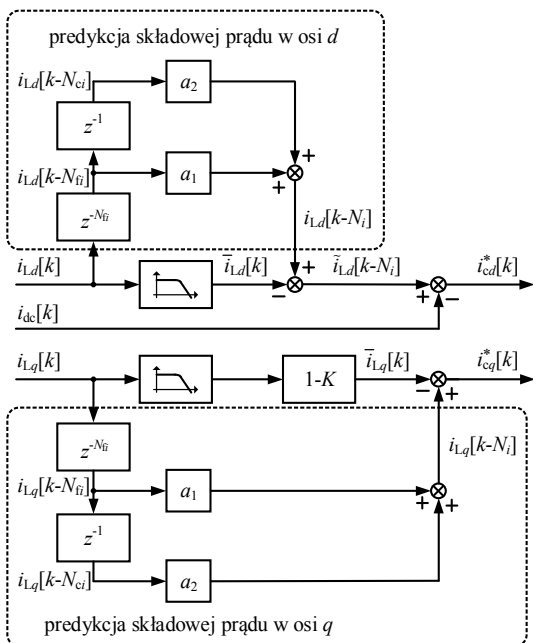
wyznaczania zadanych prądów kompensujących przedstawiono na rysunku 3. W wirującym układzie odniesienia (dq) podstawowa harmoniczna kolejności zgodnej jest składową stałą, natomiast pozostałe harmoniczne, przesunięte w dziedzinie częstotliwości, stanowią składową zmienną. W przypadku kompensacji przez EFA wyłącznie harmonicznych pobieranych przez nieliniowe obciążenie wartości zadane prądu kompensującego w osiach dq powinny zawierać wyłącznie składowe zmienne. W celu kompensacji mocy biernej składowa prądu zadanego w osi q powinna zawierać także odpowiadającą jej składową stałą, która może być skalowana poprzez współczynnik K (rys. 3). Składowa prądu zadanego w osi d zawiera prąd i_{dc} wypracowany przez regulator

napięcia obwodu prądu stałego. W artykule przedstawiono porównanie zniekształceń prądów sieciowych w przypadku stosowania obliczenia składowej stałej za pomocą zmodyfikowanego algorytmu średniej ruchomej oraz filtra Butterworth'a drugiego rzędu. Filtr Butterworth'a zaprojektowano na częstotliwość odcięcia 22 Hz, taką samą jak w przypadku realizacji uśredniania za 500 próbek.

W celu uzyskania dużej dokładności wartość średnia wyznaczana jest za okres podstawowej harmonicznej T_g - estymowanej przez CDSC-PLL. Okres próbkowania T_s jest stały, natomiast okres napięcia sieci zmienia się. Liczba okresów próbkowania w czasie okresu podstawowej harmonicznej także zmienia się ($N_g = T_g/T_s$) i może przyjmować wartości niecałkowite. W zależności od zmiany wartości N_g (w stosunku do poprzedniego kroku obliczeniowego) odpowiednia liczba próbek jest dodawana i odejmowana od wartości chwilowej sumy. Ponadto ze względu na niecałkowitą wartość N_g błąd jest redukowany poprzez zastosowanie interpolacji liniowej wartości próbek.

Predykcja prądu obciążenia realizowana jest na podstawie poprzednich wartości przechowywanych w buforze cyklicznym. Zakłada się, że prąd jest okresowy i jego wartości w przyszłości są takie same jak odpowiednio opóźnione [4]. Opóźnienie wprowadzane przez regulator predykcyjny wynosi dwie próbki ($N_{pi} = 2$). Predykcję prądu obciążenia wylicza się jako wartość prądu obciążenia $i_{Ldq}[k-N_i]$, gdzie $N_i = N_g - N_{pi}$. Ponieważ wartość N_i może przyjmować wartości niecałkowite, dlatego wartość przewidywana prądu wyznaczana jest na podstawie liniowej aproksymacji dwu sąsiednich wartości prądu, jednej opóźnionej o $N_{fi} = \lfloor N_g - N_{pi} \rfloor$ i drugiej opóźnionej o $N_{ci} = \lceil N_g - N_{pi} \rceil$. Współczynniki aproksymacji można wyznaczyć na podstawie następujących zależności: $a_1 = N_{ci} - N_i$, $a_2 = N_i - N_{fi}$.

Przewidywane składowe prądu w osiach dq są transformowane do składowych w stacjonarnym układzie



Rys. 3. Schemat blokowy wyznaczania prądów zadanych

odniesienia o osiach $\alpha\beta$ (rys. 2). Predykcję kąta transformacji wyznacza się za pomocą zależności:

$$\theta_{g_pred}[k] = \hat{\theta}_g[k] + N_{pi} T_s \omega_{DSC}[k] \quad (1)$$

gdzie $\theta_g[k]$ jest kątem, a $\omega_{DSC}[k]$ jest pulsacją, obie wielkości są wyznaczone przez algorytm pętli synchronizacji fazowej.

W artykule przedstawiono także wyniki badań uzyskanych w przypadku braku predykcji prądów obciążenia (pomijając fragmenty algorytmu zaznaczone linią przerywaną na rysunku 3). Predykcja kąta wykorzystywanego do odwrotnego przekształcenia Park'a także była wówczas nieaktywna.

2.3. Predykcyjny regulator prądu

Predykcyjny regulator prądu wykorzystany podczas badań opisany jest następująca zależnością:

$$\begin{aligned} \underline{u}_{C\alpha\beta}^*[k+1] = & \frac{L}{T_s} (\dot{\underline{i}}_{C\alpha\beta}^*[k] - \dot{\underline{i}}_{C\alpha\beta}[k]) \\ & + \underline{u}_{S\alpha\beta}^p[k] + \underline{u}_{S\alpha\beta}^p[k+1] - \underline{u}_{C\alpha\beta}^*[k] \end{aligned} \quad (2)$$

gdzie: $\underline{u}_{C\alpha\beta}^*[k]$ i $\underline{u}_{C\alpha\beta}^*[k+1]$ są zadanymi napięciami wyjściowymi EFA, pierwsza z nich dla przedziału czasu od kT_s do $[k+1]T_s$, natomiast druga od $[k+1]T_s$ do $[k+2]T_s$; $\dot{\underline{i}}_{C\alpha\beta}^*[k]$ jest zadanym prądem kompensującym, który powinien zostać osiągnięty w czasie $[k+2]T_s$; $\dot{\underline{i}}_{C\alpha\beta}[k]$ jest zmierzonym prądem kompensującym w chwili kT_s ; $\underline{u}_{S\alpha\beta}^p[k]$, $\underline{u}_{S\alpha\beta}^p[k+1]$ są średnimi napięciami sieci dla przedziałów czasu $(kT_s \div [k+1]T_s)$ i $([k+1]T_s \div [k+2]T_s)$ odpowiednio.

Zastosowany regulator predykcyjny opisany zależnością (2) różni się od powszechnie stosowanego opisu, w którym sumę napięć sieci $\underline{u}_{S\alpha\beta}^p[k] + \underline{u}_{S\alpha\beta}^p[k+1]$ zastępuje się podwojoną, ostatnio zmierzoną wartością $2\underline{u}_{S\alpha\beta}^p[k]$. Predykcję napięcia sieci zrealizowano w sposób analogiczny jak w przypadku predykcji prądu obciążenia.

2.4. Regulator napięcia obwodu prądu stałego

Prąd kompensujący oraz zniekształcenia napięcia sieci powodują fluktuacje napięcia w obwodzie prądu stałego. Fluktuacje te z kolei poprzez regulator napięcia w obwodzie prądu stałego powodują powstanie składowej zmiennej w prądzie zadanym i_{dc} . Składowa zmienna w prądzie i_{dc} powoduje natomiast zniekształcenia harmoniczne prądów sieciowych. W celu eliminacji wpływu fluktuacji napięcia w obwodzie prądu stałego na zniekształcenia harmoniczne prądów sieciowych zaproponowano uśrednianie napięcia obwodu prądu stałego. Uśrednianie zrealizowano na dwa sposoby. Pierwszym jest wyznaczanie średniej ruchomej, jak w przypadku uśredniania składowej stałej w składowych prądów obciążenia, natomiast drugim jest zastosowanie filtra Butterworth'a drugiego rzędu o częstotliwości odcięcia 22 Hz. Ze względu na opóźnienia jakie wprowadza w układzie regulacji uśrednianie zastosowano regulator typu PD zamiast powszechnie stosowanego regulatora typu P lub PI.

2.5. Kompensacja zniekształceń napięć wyjściowych falownika napięcia

W celu kompensacji zniekształceń napięć wyjściowych falownika zastosowano samo-strojącą się metodę kompensacji przedstawioną w [5]. Napięcie kompensujące jest ciągłą funkcją chwilowych wartości prądu fazowego.

Zawiera ona dwa strojone parametry: zastępczą pojemność pasozytniczą oraz błąd czasu trwania impulsu napięcia na wyjściu falownika. Wykorzystana metoda pozwala na precyzyjną kompensację napięcia zniekształceń. W przypadku jej zastosowania z dużą dokładnością można przyjąć, że napięcia wyjściowe są równe napięciom zadanym, a tym samym nie ma konieczności pomiaru napięć wyjściowych falownika. W artykule wykorzystano także klasyczną metodę kompensacji czasu martwego, dla której napięcie kompensujące przyjmuje wartość stała, a jego znak zależy wyłącznie od znaku prądu fazowego.

3. WYNIKI BADAŃ EKSPERYMENTALNYCH

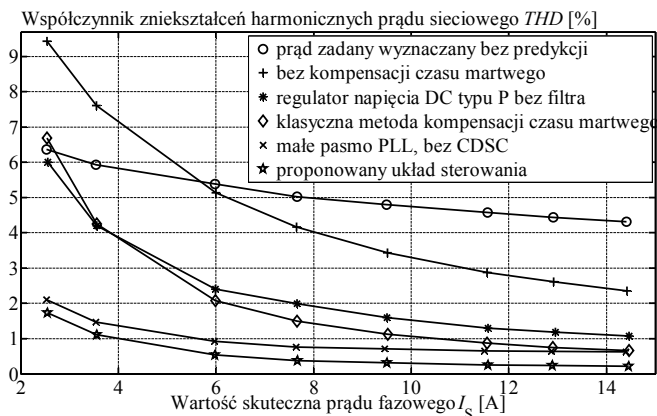
Badania laboratoryjne zostały przeprowadzone w następujących uwarunkowaniach: falownik został zbudowany z modułów tranzystorowych IGBT 100 A / 1200 V, napięcie obwodu pośredniczącego zadano na 730 V, czas martwy generowany w układzie sterowania ustawiono na 2,5 μ s, częstotliwość PWM ustawiono na 12,5 kHz, a częstotliwość próbkowania na 25 kHz. Współczynnik zniekształceń harmonicznych napięć sieciowych *THD* wynosił około 2,25 %, a współczynnik zniekształceń harmonicznych prądu nieliniowego obciążenia *THD* wynosił około 27 %. W badanym układzie utrzymywano zerowy przepływ mocy biernej. W sterowniku opracowanym w Katedrze Energoelektroniki i Maszyn Elektrycznych złożonym z: programowalnego układu logicznego EP3C40F484 firmy Altera oraz procesora sygnałowego TMS320C6713 firmy Texas Instruments zaimplementowano kilka wariantów układu sterowania. Jakość kompensacji została oceniana na podstawie pomiaru współczynnika zawartości harmonicznych *THD* przez precyzyjny analizator mocy LMG670 firmy ZES Zimmer.

Zaproponowany układ sterowania jest złożony z: algorytmu CDSC-PLL jako metody synchronizacji z siecią, wyznaczania prądów zadanych na podstawie średniej ruchomej i predykcji prądu obciążenia, predykcyjnego regulatora prądu wraz z predykcją napięcia sieci, regulatora napięcia w obwodzie prądu stałego typu PD z średnią ruchomą i zaawansowanego algorytmu kompensacji napięć wyjściowych falownika napięcia.

Zaproponowany układ sterowania został porównany z kilkoma innymi wariantami, w których zmodyfikowano wyłącznie jeden z elementów zaproponowanego pakietu algorytmów.

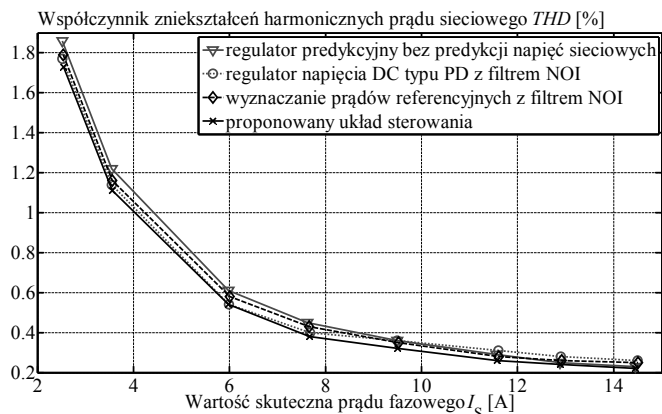
W wyniku analizy charakterystyk przedstawionych na rysunku 4 można stwierdzić, iż największe znaczenie odgrywa sposób kompensacji zniekształceń napięć wyjściowych falownika, a następnie predykcja prądów obciążenia. Kolejnymi istotnymi zmianami są: brak uśredniania napięcia obwodu prądu stałego oraz brak algorytmu CDSC w metodzie synchronizacji z napięciem sieci. Największe wartości *THD* uzyskano dla: braku kompensacji zniekształceń napięć wyjściowych falownika w przypadku małych wartości prądu sieciowego oraz dla braku predykcji prądów obciążenia w przypadku dużych wartości prądu sieciowego.

Mniej istotnymi zmianami w układzie sterowania okazały się (rys. 5): predykcja napięć sieciowych w regulatorze predykcyjnym prądu, wprowadzenie precyzyjnej metody uśredniania z średnią ruchomą zamiast filtra Butterworth'a w algorytmach regulacji napięcia obwodu prądu stałego i wyznaczania prądów referencyjnych.



Rys. 4. Zmierzony współczynnik zawartości harmonicznych w funkcji wartości skutecznej fazowego prądu sieciowego

Warto zwrócić uwagę, że różnice byłyby znacznie większe w przypadku mniejszej wartości częstotliwości próbkowania oraz większego poziomu zniekształceń harmonicznych napięć sieciowych.



Rys. 5. Zmierzony współczynnik zawartości harmonicznych w funkcji wartości skutecznej fazowego prądu sieciowego

4. WNIOSKI KOŃCOWE

W artykule przedstawiono główne przyczyny niedokładnej kompensacji zniekształceń harmonicznych przez energetyczny równoległy filtr aktywny oraz sposoby ich skutecznej eliminacji.

THE PRECISE COMPENSATION OF GRID CURRENT DISTORTION BY SHUNT ACTIVE POWER FILTERS

This paper addresses the main sources of grid current distortion in shunt active power filter applications and proposes efficient solutions to selected problems. This sources are: imperfect grid synchronization caused by the distortion in the grid voltages, time delays in the evaluation of grid voltages and computation of compensating currents, fluctuations of the dc bus voltage, and the distortion of inverter output voltages due to dead-time effects and related factors. The focus of the paper is on the assessment of the significance of the proposed improvements in the control algorithm for the reduction of harmonic distortion of grid currents. Experimental results show that in the investigated control system the most important algorithms are those concerning dead time compensation, load current prediction, suppression of dc voltage related distortions in reference currents and synchronization with the grid voltage. On the other hand less important variants are with a second-order Butterworth filter instead of the moving average and predictive current controller without voltage prediction. Comprehensive approach to the compensation of grid current distortion in shunt active power filter systems allowed to obtain an exceptionally low THD (0,23 % for high currents).

Keywords: power conditioning; shunt active power filter; dead time compensation.

Powszechnie stosowaną metodę wyznaczania wartości prądów zadanych w wirującym układzie odniesienia dq polepszo przez wprowadzenie predykcji prądów obciążenia oraz zastosowanie precyzyjnej średniej ruchomej do wyznaczania składowych stałych. W średniej ruchomej zniwelowano błąd wynikający z dyskretyzacji w dziedzinie czasu wykorzystując interpolację liniową dwu sąsiednich próbek. Usprawniono także predykcyjny regulator prądu przez wprowadzenie predykcji napięć sieciowych. W celu poprawnej synchronizacji z napięciem sieci zasilającej zaimplementowano algorytm CDSC-PLL. Chcąc wyeliminować wpływ fluktuacji napięcia w obwodzie prądu stałego na zniekształcenia prądów sieciowych zastosowano także precyzyjną średnią ruchomą. Po zastosowaniu jednoczesnym wszystkich opisanych udoskonaleń uzyskano w badaniach laboratoryjnych unikalnie niską zawartość wyższych harmonicznych THD w prądach sieciowych na poziomie 0,23 % dla dużych wartości prądów. W stosunku do braku zainstalowania EFA ($THD \approx 27\%$) uzyskano ponad stukrotną poprawę THD dla prądu sieciowego.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Asiminoaei L., Blaabjerg F., Hansen S.: Detection is key - Harmonic detection methods for active power filter applications, vol 13, no. 4, July 2007, s. 22-33.
2. Cichowski A., Śleszyński W., Nieznański J.: Comprehensive compensation of grid current distortion by shunt active power filter, XII International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation, ISNCC 2015, Łagów, s. 1-6.
3. Wang Y. F., Li Y. W.: Grid Synchronization PLL Based on Cascaded Delayed Signal Cancellation, IEEE Trans. Power Electron., vol. 26, no. 7, July 2011, s. 1987-1997.
4. Sozanski K.: Control circuit for active power filter with an instantaneous reactive power control algorithm modification, Przegląd Elektrotechniczny, nr 1, 2011, s. 96-100.
5. Cichowski A., Nieznański J.: Self-tuning dead-time compensation method for voltage-source inverters, IEEE Power Electron. Lett., vol. 3, no. 2, June 2005, s. 72-75.

BADANIA EWALUACYJNE TRANZYSTORA 650 V E-HEMT GAN DO ZASTOSOWAŃ W WYSOKOSPRAWNYCH PRZEKSZTAŁNIKACH DC/DC

Piotr CZYŻ¹, Artur CICHOWSKI², Wojciech ŚLESZYŃSKI³

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki

1. tel.: 58-347-25-47 e-mail: pioczzyz@student.pg.gda.pl
2. tel.: 58-348-63-09 e-mail: artur.cichowski@pg.gda.pl
3. tel.: 58-347-29-54 e-mail: wojciech.sleszynski@pg.gda.pl

Streszczenie: Tematem artykułu są badania wysokonapięciowego tranzystora z azotku galu typu E-HEMT w aplikacji przekształtnika obniżającego napięcie typu buck. W pracy przedstawiono krótką charakterystykę i zalety półprzewodników szerokoprzerwowych, a także opis tranzystora GS66508P-E03 w obudowie do montażu powierzchniowego (SMD). Następnie poruszono problem chłodzenia łącznika mocy SMD i przeprowadzono badanie porównawcze dwóch układów chłodzenia. Wykazano, że zaproponowany układ jest ponad dwa razy bardziej wydajny niż zalecany przez producenta. W głównej części opracowania zaprezentowano wyniki pomiarów sprawności przekształtnika. Osiągnięto sprawność > 92 % dla układu twardo przełączającego o częstotliwości pracy 200 kHz. Tym samym potwierdzono możliwość budowania wysokosprawnych przekształtników z tranzystorami GaN.

Słowa kluczowe: azotek galu (GaN), enhancement mode high electron mobility transistor (E-HEMT), przekształtnik obniżający napięcie, straty mocy.

1. WSTĘP

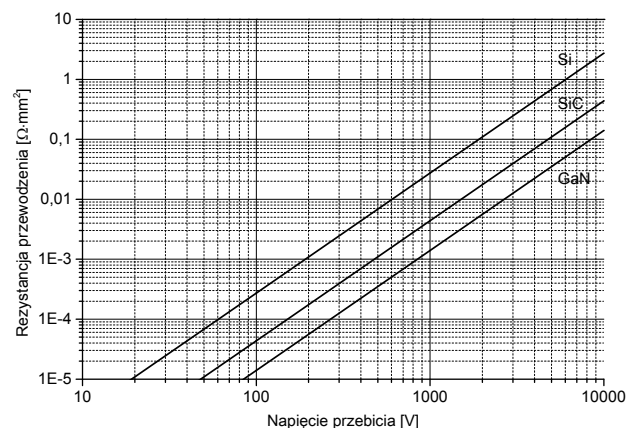
Postęp w technologii półprzewodników pozwala na wyprodukowanie tranzystorów o lepszych właściwościach niż tranzystory krzemowe. Do takich łączników zaliczamy elementy wykonane z półprzewodników szeroko-przerwowych, takich jak węgiel krzemu (SiC) oraz azotek galu (GaN).

Przerwą energetyczną półprzewodnika określamy siłę wiązań chemicznych pomiędzy atomami w jego sieci krystalicznej. Im silniejsze wiązania, tym trudniej elektronom przeskoczyć z jednego miejsca do innego. Energia potrzebna do pokonania przerwy może pochodzić od energii termicznej, pola elektrycznego lub fali świetlnej. W konsekwencji półprzewodniki o szerszej przerwie posiadają mniejszy wewnętrzny prąd upływu oraz wyższe dopuszczalne temperatury pracy.

Na rysunku 1 przedstawiono teoretyczne granice rezystancji przewodzenia w funkcji napięcia przebicia dla idealnej struktury wybranych półprzewodników. Porównując powyższe charakterystyki tranzystory GaN mogą osiągać mniejsze rezystancje przy tym samym napięciu przebicia, co czyni je potencjalną alternatywą dla Si, a nawet dla SiC w przetwarzaniu energii elektrycznej

Dodatkowo, tranzystory GaN charakteryzują krótsze czasy przełączeń, niska rezystancja przewodzenia oraz

mniejsze straty przełączeniowe w porównaniu do najbardziej zaawansowanych odpowiedników krzemowych.



Rys. 1. Teoretyczna rezystancja przewodzenia w funkcji napięcia przebicia dla przyrządów półprzewodnikowych z Si, GaN i SiC

Wysokonapięciowe tranzystory mocy GaN (> 600 V) są najnowszą technologią w tej klasie przyrządów półprzewodnikowych. Wykorzystując te tranzystory można zwiększyć częstotliwość pracy przekształtników, jednocześnie zachowując wysoką sprawność przetwarzania energii. Zwiększenie częstotliwości pozwala na zastosowanie mniejszych elementów pasywnych w filtrach. W rezultacie możliwa jest miniaturyzacja urządzeń i osiąganie wyższych gęstości mocy, co jest aktualnym trendem w energoelektronice [1].

Aktualnie na rynku producenci oferują serie przedprodukcyjne lub próbki tranzystorów mocy GaN. Często są one dostępne krótkoterminowo i nie posiadają szczegółowej dokumentacji. W związku z tym przeprowadzane są liczne badania mające na celu przetestowanie ich właściwości i ocenę przydatności do zastosowania.

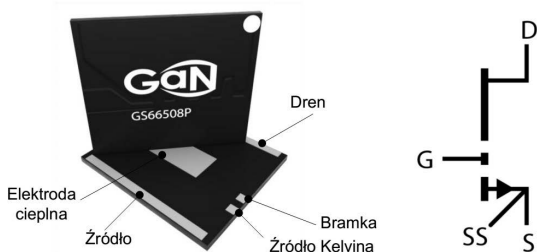
W pracy [2] przedstawiono wyniki badań nad przekształtnikiem obniżającym napięcie w konfiguracji półmostka z wykorzystaniem tranzystorów GaN GIT 600 V, 15 A firmy Panasonic. Prototyp przekształtnika podwyższającego napięcie i falownika jednofazowego został zbudowany z użyciem tranzystorów GaN HEMT firmy

Transphorm w pracy [3]. Te same tranzystory wykorzystano również w [4] w aplikacji przekształtnika LLC. Do tej pory, oprócz producenta, w literaturze przedstawiono całkowite straty mocy i charakterystyki statyczne tranzystora GaN E-HEMT GS66508P-E03 firmy GaN Systems tylko w [5].

Celem tej pracy jest przedstawienie wyników badań tranzystora GaN GS66508P-E03 do zastosowań w wysokosprawnych przekształtnikach DC/DC. W artykule zaprezentowano charakterystyki sprawności przekształtnika typu buck, pracującego z częstotliwością przełączeń do 200 kHz. Za istotny wkład uważa się także projekt układu chłodzenia tranzystora w obudowie GaNPX™ przeznaczonej do montażu powierzchniowego.

2. CHARAKTERYSTYKA TRANZYSTORA GAN E-HEMT GS66508P-E03

Tranzystor GS66508P-E03 jest normalnie wyłączonym tranzystorem typu *enhancement mode high electron mobility transistor* (E-HEMT). Na rysunku 2 przedstawiono jego poglądowe zdjęcie wraz z opisem elektrod oraz jego symbol zastępczy.



Rys. 2. Tranzystor GS66508P-E03 w obudowie GaNPX™ oraz jego symbol zastępczy

Strukturę E-HEMT charakteryzuje duża koncentracja elektronów o bardzo dużej ruchliwości. Struktura wzbogacenia bramki (*enhancement mode*) zapewnia, że przy zerowej polaryzacji bramki, przyrząd jest wyłączony. Pełne otwarcie kanału wymaga napięcia równego 7 V, natomiast maksymalne dopuszczalne napięcie bramki to 10 V. Pozostałe podstawowe parametry elektryczne tranzystora zestawiono w tablicy 1.

Tablica 1. Podstawowe parametry tranzystora

Parametr	Jednostka	Wartość
Napięcie dren-źródło V_{DS}	[V]	650
Prąd ciągły drenu $I_D @ 25^\circ C$	[A]	30
Prąd ciągły drenu $I_D @ 100^\circ C$	[A]	20
$R_{DS(on)max} @ 25^\circ C$	[mΩ]	52
$R_{DS(on)max} @ 150^\circ C$	[mΩ]	130

GS66508P-E03 nie posiada wbudowanej diody zwrotnej, ale dzięki jego strukturze możliwe jest przewodzenie prądu w obu kierunkach. Brak diody zwrotnej oznacza również brak strat mocy na przeładowanie (*reverse recovery*).

Omawiany tranzystor posiada bardzo małą rezystancję przewodzenia (52 mΩ w temperaturze 25 °C) oraz niewielki całkowity ładunek bramki (6,5 nC). Oba parametry przekładają się na bardzo korzystny współczynnik dobroci, definiowany jako ich iloczyn. Współczynnik ten jest nawet

10 razy lepszy niż w przypadku MOSFETów opartych na krzemie [6].

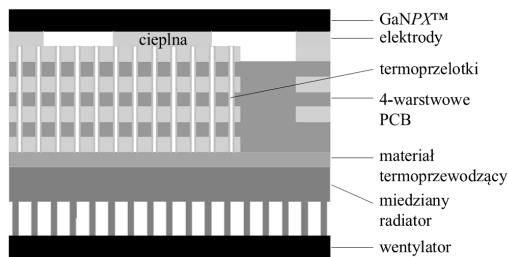
Technologia wykonania tranzystora znacznie się różni od standardowej obudowy TO-220/247. Jest to dyskretny łącznik wbudowany w konstrukcję z laminatu. Wykonany jest on z materiału epoksydowego podobnego do FR4 i montuje się go do obwodu drukowanego powierzchniowo. Dzięki płaskim elektrodom zminimalizowane są indukcijności doprowadzeń tranzystora.

3. PROJEKT UKŁADU CHŁODZENIA I BADANIA TERMICZNE

Nietypowa obudowa tranzystora wymaga dedykowanego projektu układu chłodzenia. Podstawowym układem dla GS66508P-E03 jest odprowadzanie ciepła od elektrody cieplnej przez PCB do radiatora. Niestety, osiągnięcie dużej przewodności cieplnej takiego układu chłodzenia wiąże się z dodatkowymi nakładami ze względu na niestandardowe wykonanie PCB (wiele warstw, grubsza warstwa miedzi, cienki laminat, dodatkowe otwory metalizowane). Wypadkowo o rezystancji termicznej i tak decydują słabe właściwości materiału rdzenia. Dla porównania najpopularniejszy materiał rdzenia FR-4 posiada ponad 100-krotnie gorszą przewodność cieplną niż miedź. Z tego powodu zdecydowano się wykonać, oprócz układu chłodzenia zalecanego przez producenta, układ z miedzianym przewodnikiem montowanym bezpośrednio do elektrody cieplnej. W tym celu wykonano 4-warstwową płytkę prototypową o standardowej grubości 1,6 mm i o grubości warstw miedzi 35 μm.

3.1. Zalecany układ z otworami metalizowanymi

Układ pól lutowniczych zaprojektowano na podstawie noty aplikacyjnej producenta [7]. Pola pod elektrodę cieplną i źródło zostały połączone, a na ich powierzchni wykonano 206 otworów metalizowanych. Przekrój poprzeczny układu przedstawiono na rysunku 3.



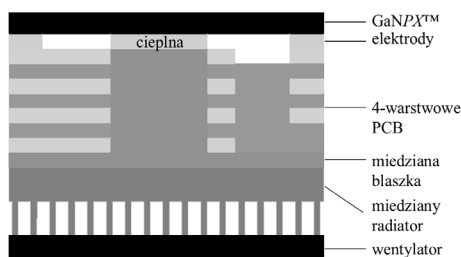
Rys. 3. Przekrój poprzeczny przez układ chłodzenia z dodatkowymi otworami metalizowanymi [8]

Miedziane pola dodano również w warstwach wewnętrznych PCB. Wymiary średnicy otworów metalizowanych oraz odległości między ich środkami, odpowiednio 0,2 mm i 0,8 mm, zostały podyktowane możliwościami technologicznymi wykonawcy płytki. Otwory posiadają standardową grubość metalizacji i nie zastosowano wypełnienia.

Aby zmniejszyć rezystancję przejścia między PCB i radiatorem użyto materiału termoprzewodzącego KU-EGF20 o grubości 0,2 mm i przewodności cieplnej 4,5 W/m·K. Dobór złego materiału termoprzewodzącego może znacznie pogorszyć warunki odprowadzania ciepła, ponieważ jego rezystancja może stanowić nawet do 30 % całkowitej rezystancji przejścia.

3.2. Zaproponowany układ z miedzianym przewodnikiem

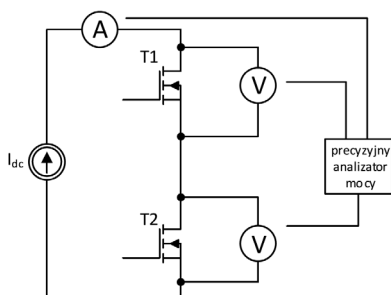
Alternatywnie wykonano drugi układ chłodzenia, którego przekrój przedstawiono na rysunku 4.



Rys. 4. Przekrój poprzeczny przez układ chłodzenia z miedzianym przewodnikiem [8]

W zaproponowanym rozwiązaniu zamiast otworów metalizowanych zamontowano bezpośrednio do elektrody ciepłej miedziany przewodnik. W tym celu wyfrezowano otwór w płytce, tak aby przewodnik dolegał do elektrody ciepłej. Z drugiej strony przewodnika zamontowano miedziany radiator i wentylator. Powierzchnie styku przewodnika pokryto pastą termoprzewodząca.

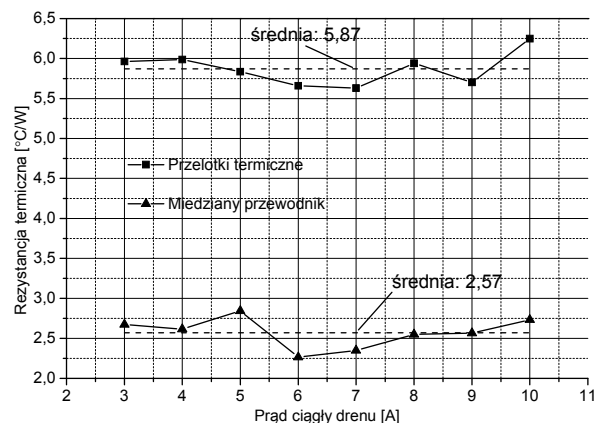
Na rysunku 5 przedstawiono układ pomiarowy do badań termicznych. Rezystancję termiczną obu układów wyznaczono na podstawie pomiaru strat mocy tranzystorów oraz różnicy temperatur między obudową a radiatorem.



Rys. 5. Schemat układu do badań termicznych [8]

Tranzystory połączone szeregowo przyłączono do źródła prądu DC. Pomiar przeprowadzono dla różnych wartości prądu w przedziale 3-10 A. W warunkach statycznych przez oba tranzystory płynie prąd o tej samej wartości, co pozwala na porównanie obu układów chłodzenia. Do pomiaru prądu tranzystorów oraz spadków napięć użyto precyzyjny analizator mocy firmy ZES Zimmer LMG670. Pomiar temperatury dokonano za pomocą szybkiej sondy powierzchniowej termometru Testo 845.

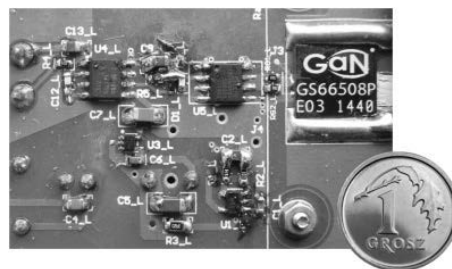
Obliczone wartości rezystancji termicznej zamieszczono na rysunku 6. Z przeprowadzonych badań wynika, że zaproponowany przez autorów układ ma ponad dwa razy mniejszą rezystancję termiczną (2,57 °C/W) w porównaniu do układu wykonanego w technologii zalecanej przez producenta (5,87 °C/W).



Rys. 6. Wyniki badań cieplnych: rezystancja termiczna dwóch układów chłodzenia

4. BADANIA EKSPERYMANTALNE

Ważną częścią przekształtnika jest obwód sterownika bramkowego. Do przełączania tranzystora z dużą częstotliwością (200 kHz) zaprojektowano sterownik z układem scalonym IXDN609SI. Krótki czas propagacji i krótkie czasy narastania i opadania napięcia pozwalają na użycie go w układach dużej mocy. Aby pokazać skalę integracji na rysunku 7 przedstawiono sterownik bramkowy i tranzystor na tle monety jednogroszowej.

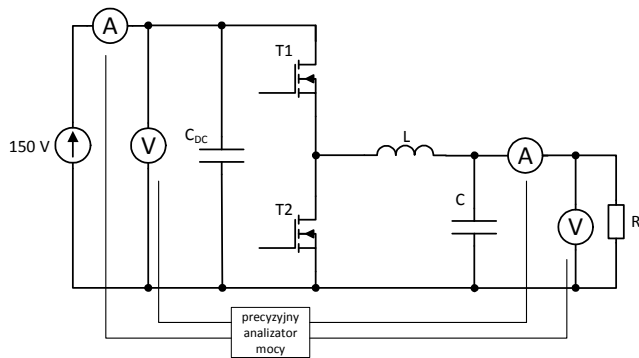


Rys. 7. Widok sterownika bramkowego i tranzystora GS66508P-E03 (w skali)

Do zbudowania przekształtnika obniżającego napięcie wykonano płytkę prototypową, w której można testować konfigurację synchroniczną. Oba tranzystory wyposażono w układ chłodzenia z miedzianym przewodnikiem. Na rysunku 8 zaprezentowano schemat przekształtnika wraz z aparaturą pomiarową do wyznaczenia sprawności.

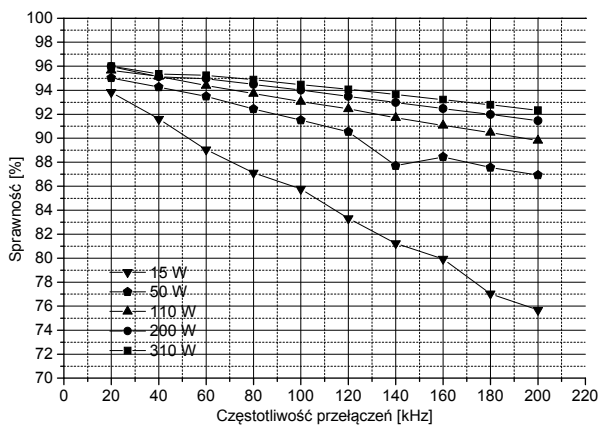
Precyzyjny analizator mocy posłużył do pomiaru mocy prądu stałego na wejściu i wyjściu układu. Do środka gałęzi fazowej przyłączono dławik o indukcyjności 17,76 mH oraz kondensator wyjściowy o pojemności 2,2 μF. Charakterystyki sprawności (rysunek 9) uzyskano poprzez pomiary mocy przekształtnika, pracującego z częstotliwością w zakresie 20-200 kHz oraz dla prądu wyjściowego w zakresie 1-5 A.

Największą sprawność osiągnięto dla częstotliwości 20 kHz: 96 % przy prądzie 5 A. Zgodnie z oczekiwaniami dla każdej częstotliwości przełączeń największa sprawność jest osiągnięta dla najwyższych obciążeń. Jest to spowodowane dużym udziałem strat przełączania w całkowitych stratach przy małym obciążeniu.



Rys. 8. Schemat przekształtnika obniżającego napięcie – układ do pomiaru sprawności

Z rysunku 9 można odczytać, że właśnie dla dużych obciążeń (5 A) straty na przełączanie stanowią mały procent strat całkowitych. Nawet dla częstotliwości 200 kHz osiągnięta została sprawność ponad 92 % przy mocy wyjściowej 310 W.



Rys. 9. Sprawność przekształtnika w funkcji częstotliwości dla różnej mocy wyjściowej

5. WNIOSKI KOŃCOWE

Z przeprowadzonych prac wynika, że tranzystory GaN E-HEMT nadają się do budowania wysokosprawnych przekształtników DC/DC. Efektem pracy jest przekształtnik obniżający napięcie o mocy 310 W i sprawności powyżej 92 % przy częstotliwości pracy 200 kHz. W wyniku badań

nad przekształtnikiem wyznaczono charakterystyki sprawności w funkcji częstotliwości oraz obciążenia. Warto nadmienić, iż wykorzystana technologia jest najnowszą technologią tranzystorów, co wiąże się z licznymi wyzwaniami projektowymi. Ważnym osiągnięciem autorów jest projekt układu chłodzenia tranzystora, dzięki któremu rezystancja termiczna na drodze chłodzenia tranzystora jest ponad dwa razy mniejsza niż w rozwiązaniu zalecanym przez producenta.

6. BIBLIOGRAFIA

1. Kolar J., Drofenik U., Biela J., Heldwein M., Ertl H., Friedli T. and Round S.: PWM converter power density barriers. Proc. Power Convers. Conf., Nagoya, Japan, Apr. 2007, s. 9–29.
2. Tuysuz A., Bosshard R. and J. Kolar: Performance comparison of a GaN GIT and a Si IGBT for high-speed drive applications. Proc. International Power Electronics Conf., Hiroshima, Japan, May 2014, s. 1904–1911.
3. Mitova R., Ghosh R., Mhaskar U., Klikic D., Wang M. and Dentella A.: Investigations of 600-V GaN HEMT and GaN diode for power converter applications. IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, s. 2441–2452, May 2014.
4. Huang X., Liu Z., Li Q. and Lee F.: Evaluation and application of 600V GaN HEMT in cascode structure. Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition, Long Beach, USA, Mar. 2013, s. 1279–1286.
5. Czyż P.: Performance Evaluation of a 650V E-HEMT GaN Power Switch. Proc. of IEEE Industrial Electronics Society Conference (IECON), Yokohama, Japan, Nov. 2015, s.7-12.
6. Roberts J., Klowak G., Yushyna L. and Renaud-Bezot N.: Thermal modeling of large embedded GaN transistors. Proc. International Symposium on Microelectronics, San Diego, USA, Oct. 2014.
7. Thermal Analysis and PCB Design Guidelines for GaN Enhancement Mode Power Switching Transistors, GaN Sytems Inc. GN005 Application Note, Rev. 2014-11-04.
8. Czyż P.: Zastosowanie tranzystorów GaN w wysokosprawnych przekształtnikach DC/DC. Praca dyplomowa, Politechnika Gdańska, Gdańsk 2015.

EVALUATION OF A 650 V E-HEMT GAN TRANSISTOR FOR HIGH-EFFICIENCY DC/DC CONVERTERS

In this paper a brief description of wide-bandgap semiconductors is given. Particularly, advantages of a 650 V GaN E-HEMT transistor GS66508P-E03 are shown. This power switch is experimentally evaluated in a synchronous buck with two transistors in a half bridge configuration. The experimental results show that GaN transistors have very low total losses even when operating at high frequencies. The efficiency over 92% is achieved at the frequency of 200 kHz with 5 A output current and output power at a rate of 310 W.

Additionally, in this work two different cooling systems for surface mounted transistor are compared. In a prototype for thermal evaluation one transistor has the cooling system with thermal vias through the PCB and alternatively the second one has the cooling system with the copper stud. The proposed cooling system with the copper stud is proven to have the twice smaller thermal resistance than the system with thermal vias. Another advantage is that in the same conditions the transistor is cooler and has lower on-resistance, what decreases the power losses.

Keywords: gallium nitride (GaN), enhancement mode high electron mobility transistor (E-HEMT), DC/DC converters, power losses.

FPGA COMPUTATION OF MAGNITUDE OF COMPLEX NUMBERS USING MODIFIED CORDIC ALGORITHM

Maciej CZYŻAK¹, Robert SMYK²

1. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.: 58 347-15-02 e-mail: maciej.czyzak@pg.gda.pl
2. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.: 58 347-13-32 e-mail: robert.smyk@pg.gda.pl

Abstract: In this work we present computation of the magnitude of complex numbers using a modified version of the CORDIC algorithm that uses only five iterations. The relationship between the computation error and the number of CORDIC iterations are presented for floating-point and integer arithmetics. The proposed modification of CORDIC for integer arithmetic relies upon the introduction of correction once basic computations are performed in order to reduce the maximum error. The correction value is derived using the coordinate and magnitude values obtained after the fifth iteration. The correction allows to reduce the maximum error by about 79%. The exemplary FPGA implementation of the modified algorithm is also presented.

Keywords: magnitude of complex number, CORDIC, FPGA.

1. INTRODUCTION

Computation of the magnitude of complex numbers is necessary in these algorithms of digital signal processing (DSP) which have the complex output signal. The important applications are fast Fourier transform (FFT) and complex finite impulse response (FIR) filters. Computation of the magnitude of complex samples at the output of an FFT processor requires squaring of real and imaginary parts with the successive square-rooting (SR). Generally, the square root belongs to the s.c. arithmetic standard functions. In general purpose computers for their calculation the relevant procedures from numerical libraries are used or arithmetic coprocessors that intercept arithmetic instructions from the code generated by compiler. However, in FFT processors and complex FIR filters such approaches does not allow to fulfill requirements with respect to the processing speed because of the required computation time. Moreover, the pipelining with frequencies on the order of hundreds of MHz required in certain applications, is not achievable.

The important factor that facilitates such tasks is a relatively small number range commonly limited to 12-16 bit. In this work we propose the computation of the magnitude of complex numbers using the CORDIC (Coordinate Rotation Digital Computer) with five iterations only and with the final correction. The exemplary FPGA architecture is also given.

In Section 2 we review selected methods of square rooting, in Section 3 the CORDIC algorithm is presented and in Section 4 results of numerical experiments are shown and

in Section 5 the CORDIC FPGA architecture is described. This work is an extended and modified version of [15]. The modifications pertain mainly to the new FPGA architecture, number range and results of numerical simulation.

2. REVIEW OF MAGNITUDE COMPUTATION METHODS

For computation of the magnitude of complex numbers one of the SR algorithms can be utilized. There exists several SR algorithms such as those based on expansion in Taylor series [1] and rough estimation [2]. However, these algorithms are not used in hardware implementations because of the excessive number of arithmetic operations.

The review of SR algorithms used for hardware implementations was given in [3]. Usually, in such implementations modified variants of non-restoring techniques are applied [4,5]. These algorithms can be implemented in a pipelined form, however, this form may introduce a substantial delay because of the required number of computational steps. The introduced delay can be sometimes longer than the acceptable computation time. In hardware implementations the computation results with a given accuracy can be obtained within the fixed number of clock cycles as opposed to iteration methods. Nevertheless, the iteration methods such as Newton-Raphson algorithm [6] can be transformed to the non-iterative form by loop-unrolling, i.e., by the realization of the chosen number of iterations in the sequential stages of the circuit with each one performing computation for one iteration. The substantial obstacle in the hardware implementation of this algorithm is the necessity to perform multiplication and division which not only slows down the algorithm execution but also substantially increases the hardware complexity. Moreover, the computation error for the fixed number of stages depends on the selected starting point. Thus the accuracy can vary.

If the radicand is a sum of squares as it is the case when computing the magnitude of complex numbers the alpha max and beta min algorithm can be applied [7]. In its original version this algorithm does not require neither division nor iterations and uses one or two approximation regions. For one approximation region the maximum error does not exceed 3.95% and 1% for two regions. The extended version of this algorithm was presented in [8]. This

version allows for a theoretically unlimited number of approximation regions and thus the reduction of approximation error to the acceptable level.

The other class of SR algorithms are those based on the CORDIC [9,10,11]. The CORDIC has been widely applied for computation of various arithmetic functions. Its basic advantage is the lack of multiplications which are replaced by binary shifts if coefficients are negative powers of 2. The development summary of CORDIC was presented in [12]. Typically one CORDIC stage calls for 2 adders and the same number of shift registers. In its direct form CORDIC requires minimum eight stages. After execution the division by a constant is needed because vector pseudorotations are used that increase the vector length. When implementing CORDIC the important problem is the choice of arithmetic. For FPGAs there exist s.c. CORDIC cores [13] that include the choice of arithmetic, number range and the type of architecture. For example, Xilinx LogiCORE IP CORDIC can implement vector rotation, translation, calculation of functions such as sin, cos, sinh, cosh, arctan and square root. For magnitude computation this core uses the simplified form of CORDIC because the radicand is not negative. The input X_{in} and output X_{out} numbers (coordinates) are represented as unsigned fractions or integers. For unsigned fractions the input number range is limited to $0 \leq X_{in} < 2$ and for unsigned integers to $0 \leq X_{in} < 2^l$.

3. CORDIC ALGORITHM

CORDIC performs vector rotations that with the suitable formulation allow to obtain the realization of the required function. Assume, that we have a vector $X=Re^{j\varphi}$ and we want to rotate it clockwise by the angle δ to obtain $X'=Re^{j\varphi+\delta}$. We receive the following relationship between the coordinates of these vectors

$$x' = x \cdot \cos \delta + y \cdot \sin \delta, \quad (1a)$$

$$y' = -x \cdot \sin \delta + y \cdot \cos \delta. \quad (1b)$$

For small δ we may adopt $\sin \delta \approx \delta$ and $\cos \delta \approx 1$. We then obtain the modified rotations of the following form

$$x' = x + y \cdot \delta, \quad (2a)$$

$$y' = y - x \cdot \delta. \quad (2b)$$

This transformation changes the vector length R and the rotation angle. We receive the new R' vector of the length

$$R' = R\sqrt{1 + \delta^2}. \quad (3)$$

The coordinates of the new vector $R' = (x_w, y_w)$ are as follows

$$x_w = \frac{x}{\sqrt{1 + \delta^2}} + \frac{y\delta}{\sqrt{1 + \delta^2}}, \quad (4a)$$

$$y_w = \frac{y}{\sqrt{1 + \delta^2}} - \frac{x\delta}{\sqrt{1 + \delta^2}}. \quad (4b)$$

Now we can determine the vector rotation angle α as the result of (2) as

$$\sin \alpha = \frac{\delta}{\sqrt{1 + \delta^2}}, \quad (5a)$$

$$\cos \alpha = \frac{1}{\sqrt{1 + \delta^2}}. \quad (5b)$$

so $\tan \alpha \approx \delta$ and $\alpha = \arctan \delta$.

Transformations as in (2) can be applied to compute $\sqrt{x^2 + y^2}$. This can be done by performing rotations in such a manner so as to bring down the y coordinate to zero. For this purpose we can use the following relationships

$$x_{i+1} = x_i + y_i \cdot \delta_i, \quad (6a)$$

$$y_{i+1} = y_i - x_i \cdot \delta_i, \quad (6b)$$

and $\delta_i = \pm 0.5^i$, $i = 0, 1, 2, 3, \dots, n$. The choice of δ_i as a negative power of 2 allows to perform multiplication in (6), as the binary right shift.

In order to obtain the reduction of the absolute value of y_i in each iteration step, the sign must be selected, in such a way that the product on the right-hand side had the opposite sign with respect to y_i . We then have for $y_i < 0$, $\delta_i = 0.5^i$, and for $y_i > 0$ $\delta_i = -0.5^i$. The final y_i has to be divided by the cumulation factor $\sqrt{1 + \delta^2}$.

4. NUMERICAL RESULTS OF CORDIC ERROR ANALYSIS

The aim of this work was the FPGA CORDIC hardware implementation using the modified form of CORDIC. Such implementation requires several assumptions with respect to the type of arithmetic, input word length, maximum absolute error and related number of iterations as well as the form of the circuit. In this implementation the number of iterations directly translates to the number of stages of the circuit, which should be as small as possible because this gives the smaller delay. 12-bit unsigned representations have been assumed for the input signal and 15-bit as the internal wordlength. These representation lengths result from the prospective application of the circuit to compute the magnitude of the complex samples at the output of the pipelined FFT processor.

The maximum magnitude error at the CORDIC output results from the number of required iterations and the type of arithmetic. Generally, for practical purposes it is enough to assume the maximum magnitude error as the maximum difference between the output of the floating-point arithmetic *sqrt* standard function and the value obtained for the assumed n CORDIC iterations for all possible pairs of integer arguments from the given number range. *sqrt* is usually computed using 64-bit floating-point double type and has 15-16 significant decimal digits.

The maximum absolute magnitude error, e_{max} , can be defined as

$$e_{max} = \max_{x,y \in [1, 2^{n-1} - 1]} |R_f(x,y) - R_{CORDIC(n)}|, \quad (7)$$

where the $R_f(x,y)$ - the magnitude for *sqrt* and $R_{CORDIC(n)}$ - the magnitude for n CORDIC iterations.

The designed circuit, because of speed requirements, will use integer arithmetic. For this reason (6) is modified to the form

$$x_{i+1} = x_i + \lfloor y_i 2^{-i} \rfloor, \quad (8a)$$

$$y_{i+1} = y_i - \lfloor x_i 2^{-i} \rfloor. \quad (8b)$$

The binary right-shift in (8) represents the integer division with a truncation of the fractional part of the result. This truncation may cause considerable errors, hence it is necessary to analyze the numerical behavior of the integer version of the algorithm.

A simple simulator has been written that allows to determine the magnitude error for floating-point and integer point arithmetics and the variable number of iteration steps. The magnitude errors have been calculated by searching the space of possible arguments.

It may be conjectured for the CORDIC algorithm with truncation that the magnitude error depends in general on the magnitude value and also on $|y_i|$, that can be treated as a form of a remainder. It was stated as the effect of simulation that the magnitude error generally depends on y_5 and the value of the calculated magnitude. The calculated magnitude is evidently smaller than that for floating-point because of truncation and the resulting difference should be compensated.

Initially the corrections have been chosen experimentally with the following form: if $R_{e1} = R^{(5)} + 2$ and if $|y_5| > 256$ then $R_{e2} = R_{e1} + 4$ $R_{e2} = R_{e1} + 4$ (v1 - correction). The results with and without correction are given in Table 1.

In order to reduce the maximum error an alternative correction method has been introduced that estimates the rotation angle α_{corr} and the additional rotation of R vector by that angle is performed. The important fact is that the approximate calculation of this angle can be carried out with the ROM addressed with arguments of the reduced length. The performed simulation indicated that the correction should be halved that results in its final form as follows

$$x_{corr} = x[n] + y[n] \cdot \alpha_{corr} / 2, \quad (9)$$

where $\alpha_{corr} = \arctan(y[n]/x[n])$.

Table 1. Results of CORDIC simulations

Algorithm version	No. of steps, n	Correction	Error max	P_{emax}	Q_{emax}
truncation	5	no	11,99	3371	4082
truncation	5	yes (v1)	5,99	3371	4082
truncation	6	no	4,56	3264	3961
truncation	6	yes (v1)	3,64	1203	1882
double	5	no	10,63	3382	4088
double	6	yes (v1)	2,57	3823	4075
truncation	5	yes (v2)	2,45	275	378
truncation	6	yes (v2)	2,84	663	814
double	5	yes (v2)	0,67	4057	4078
double	6	yes (v2)	1,17	4073	4091
truncation	5	yes (v3)	1,49	2587	4077
truncation	5	yes (v4)	2,49	82	444

v2 - angle correction using (9),

v3 - angle correction using 3 *msb* bits for *arctan* computation and multiplication by full-length (9 bit) $y[n]$ representation,

v4 - angle correction using 3 *msb* bits for *arctan* computation and multiplication by 3 bit *msb* bits of $y[n]$ representation.

For this correction e_{max} has been reduced to 2.49.

5. HARDWARE FPGA ARCHITECTURE FOR MODIFIED CORDIC

The elaborated system performs the following algorithm

Algorithm 1. (10)

$x_{k+1} = x_k + y_k$ *ls s* ,
 if $y_k \geq 0$
 then $y_{k+1} = (y_k - x_k)$ *shift-right-arithmetic*
 if $y_k < 0$
 then $y_{k+1} = (x_k - y_k)$ *shift-right-arithmetic*

for $k=1,2,3,4$. For $k=0$ there is no shift.

In Figure 1 the circuit architecture is depicted.

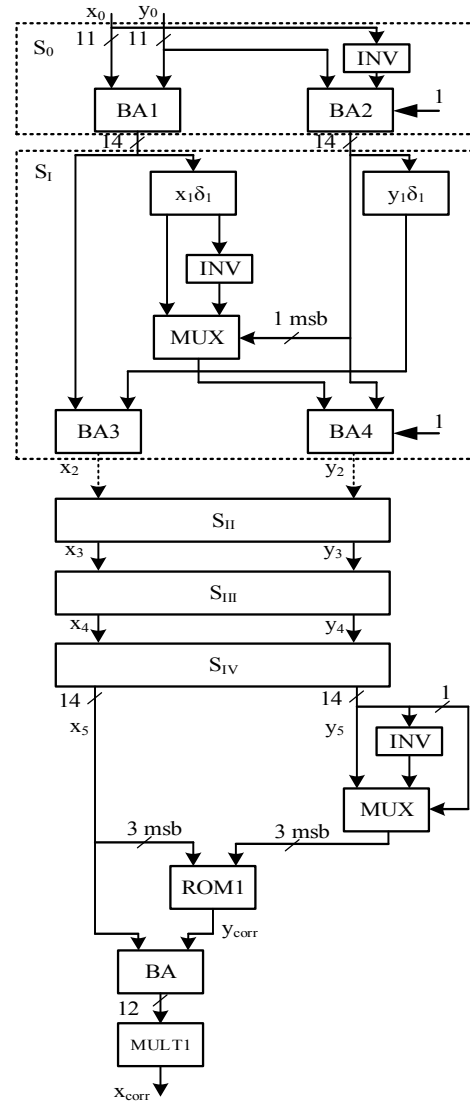


Fig. 1. Architecture of CORDIC magnitude calculator

For $k=0$ the addition in (10) is performed using 12-bit unsigned numbers by the BA1 adder. In order to implement subtraction, the two's complement representation of $-x_0$ is

formed by negation of x_0 and introduction of 1 as a carry to the *lsb* position of the BA2 adder. At the output of BA2 13-bit representation is extended by two 0-bits to obtain two's complement representation. The block denoted as " x_1 *ls 1*" shifts right x_1 representation by 1 bit and analogically the block " y_1 *ls 1*" shifts right arithmetically two's complement representation of y_1 (the sign bit is retained and the *msb* bit is set to 1 to preserve the value of the number).

At the output of INV1 one's complement representation of the shifted x_1 is formed. The MUX1 selects x_1 or $-x_1$ in dependence upon the sign of y_1 . BA3 performs addition for x_1 nonnegative and y_1 negative and BA4 inversely. 1 needed to obtain two's complement representation from one's complement is introduced as a 2^0 position of BA4 in order to form the proper $-x_1$ representation.

The final correction is implemented using ROM1 addressed by 3 *msb* bits of x_5 and y_5 . The use of only three bits for both operands allows to apply 6-bit address for the LUT block. Denote $x_3_msb = \{x[n]/512\} \cdot 512$ and $y_3_msb = \{y[n]/64\} \cdot 64$, where $\{.\}$ denotes rounding-off. The ROM1 using x_3_msb and y_3_msb computes $y_{corr} = \arctan\left(\frac{y_3_msb}{x_3_msb}\right) \cdot y_3_msb$. Finally y_3_msb is multiplied by the inverse of the cumulation factor $1/\sqrt{1+\delta^2} = 0.6076$ using MULT1. The architecture from Fig.1 has been implemented in the Xilinx FPGA. The elaborated FPGA implementation attains 100 MHz processing speed.

6. CONCLUSIONS

We have presented a modified CORDIC algorithm and its FPGA implementation. The algorithm uses unrolled five CORDIC iterations and a suitable correction after the fifth stage. It allows to limit the magnitude error to 2.47 for 12-bit integer range. The implementation uses only one multiplier by a constant in series. However, the use of the second multiplier would give the error reduction to 1.49.

7. REFERENCES

1. Kwon T., Sondeen J., Draper J.: Floating-point division and square root using a Taylor-series expansion algorithm, In 50th Midwest Symposium on Circuits and Systems, MWSCAS 2007, 2007, pp. 305 – 308.
2. Ercegovic M., D.: On Digit-by-Digit Methods for Computing Certain Functions, In Conference Record of the 41th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, ACSSC 2007, 2007, pp. 338 – 342.

3. Montuschi P., Mezzalama M.: Survey of square rooting algorithms, *Comput. Digit. Tech. IEE Proc. E*, Jan. 1990, vol. 137, no. 1, pp. 31–40.
4. Sutikno T.: An efficient implementation of the nonrestoring square root algorithm in gate level, *Int. Journal Comput. Theory Eng.*, 2011, vol. 3, no. 1, pp. 46 – 51.
5. Sajid Ahmed M., Ziaavras S. G.: Pipelined implementation of fixed point square root in FPGA using modified non-restoring algorithm, In 2010 2nd International Conference on Computer and Automation Engineering (ICCAE), 2010, vol. 3, pp. 226–230.
6. Kabuo H., Taniguchi T., Miyoshi A., Yamashita H., Urano M., Edamatsu H., Kuninobu S.: Accurate rounding scheme for the Newton-Raphson method using redundant binary representation, *IEEE Trans. Comput.*, Jan. 1994, vol. 43, no. 1, pp. 43–51.
7. Filip A. E.: Linear approximations to $\sqrt{x^2+y^2}$ having equiripple error characteristics, *IEEE Trans. Audio Electroacoustics*, Dec. 1973, vol. 21, no. 6, pp. 554–556.
8. Czyzak M., Smyk R.: FPGA realization of an improved alpha max plus beta min algorithm, *Poznan University of Technology Academic Journals Electrical Engineering*, 2014, vol. 80, pp.151 – 160.
9. Volder J.E.: The CORDIC Trigonometric Technique, *IRE Transactions on Electronic Computers*, Sept. 1959, pp. 330-334.
10. Walther J. S.: A unified algorithm for elementary functions, In Proc. of Sprint Joint Computer Conference, May 1971, pp. 379–385.
11. Ye M., Liu T., Ye Y., Xu G., Xu T.: FPGA Implementation of CORDIC-Based Square Root Operation for Parameter Extraction of Digital Pre-Distortion for Power Amplifiers, In 2010 6th International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM), 2010, pp. 1–4.
12. Meher P., K., Vallis J., Tso-Bing Juang, Sridharan K., Maharanta K.: 50 Years of CORDIC: Algorithms, Architectures, and Applications, *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 56, no. 9, pp. 1893 – 1907, Sept. 2009.
13. Xilinx: LogiCORE IP CORDIC v4.0. Product specification, www.xilinx.com, March 2011.
14. Xilinx: Virtex-6, www.xilinx.com/products/silicon-devices/fpga/virtex-6.html, Feb. 2015.
15. Czyzak M., Smyk R.: Obliczanie modułu liczby zespolonej w FPGA z użyciem algorytmu CORDIC, FPGA realization of an improved alpha max plus beta min algorithm. *Poznan University of Technology Academic Journals Electrical Engineering*, 2015, vol. 84, pp. 161 – 171.

OBLICZANIE MODUŁU LICZB ZESPOLONYCH W FPGA PRZY ZASTOSOWANIU ALGORYTMU CORDIC

W pracy zaprezentowano obliczanie modułu liczb zespolonych przy zastosowaniu zmodyfikowanego algorytmu CORDIC, który wykorzystuje tylko pięć iteracji. Podano związek między błędem aproksymacji a liczbą iteracji dla arytmetyki zmiennoprzecinkowej i całkowitej. Zaproponowana modyfikacja algorytmu CORDIC dla arytmetyki całkowitej polega na wprowadzeniu korekcji po zakończeniu podstawowych obliczeń w celu zmniejszenia błędu maksymalnego. Korekcja jest wprowadzana na podstawie współrzędnych otrzymanych po piątym stopniu algorytmu. Pokazano także przykładową implementację algorytmu w FPGA.

Słowa kluczowe: moduł liczby zespolonej, CORDIC, FPGA.

MODERNIZACJA KASKADOWEGO UKŁADU REGULACJI WYWOŁYWACZA FAL BASENU MODELOWEGO

Marcin DRZEWIECKI

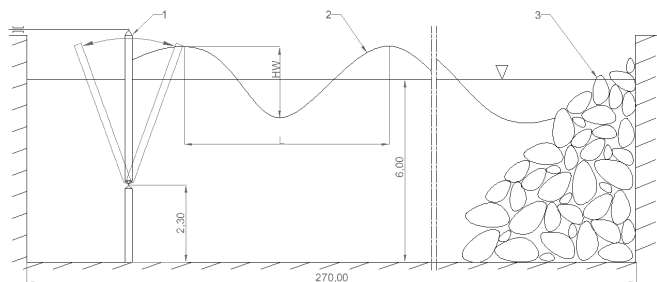
Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.: 662-047-014 e-mail: mardzew1@student.pg.gda.pl
Centrum Techniki Okrętowej S.A., Gdańsk
tel.: 662-047-014 e-mail: marcin.drzewiecki@cto.gda.pl

Streszczenie: Artykuł opisuje modernizację stanowiska badawczego w Centrum Techniki Okrętowej (CTO) S.A. – głębokowodnego basenu modelowego z płytowym wywoływaczem fal z płytą mocowaną powyżej dna basenu na pojedynczym przegubie. Modernizacja obejmowała zastąpienie oryginalnego analogowego układu regulacji nowoczesnym cyfrowym układem sterowania, opartym na 8-bitowym mikrokontrolerze AVR. Na podstawie dokonanej identyfikacji poprzedniego układu regulacji zrealizowany został nowy, bardziej przyjazny użytkownikowi układ, który – umożliwiając wdrażanie nowych rozwiązań wykorzystujących nowoczesną technikę cyfrową – zapewnia równocześnie oczekiwaną powtarzalność realizacji fal basenowych.

Słowa kluczowe: regulacja kaskadowa, regulator PID, wywoływacz fal, basen modelowy.

1. WSTĘP

Podczas prób przeprowadzanych w basenach holowniczych, polegających na badaniu właściwości morskich obiektów pływających, odtwarzane są warunki oddziaływania środowiska morskiego. Głębokowodny basen holowniczy o wymiarach 270 m × 12 m × 6 m, znajdujący się w Centrum Techniki Okrętowej (CTO) S.A., jest obiektem badawczym, gdzie falowanie morza modeluje się przy wykorzystaniu płytowego wywoływacza fal z płytą mocowaną powyżej dna basenu na pojedynczym przegubie, tak jak pokazano na rysunku 1.



Rys. 1. Profil podłużny głębokowodnego basenu modelowego z płytowym wywoływaczem fal (1), wytwarzającym fale basenową (2) o wysokości HW oraz sztuczną plażą (3) tłumiącą fale.

Właściwe sterowanie automatyczne wywoływaczem jest kluczowym elementem, pozwalającym na prawidłową realizację zaprojektowanych fal basenowych podczas prób właściwości morskich, gdy model obiektu pływającego jest badany na fali regularnej (tzn. sinusoidalnej) lub nieregularnej (tzn. o określonym widmie częstotliwościowym: np. ITTC – rys. 2).

Oryginalny układ regulacji wywoływacza fal, dostarczony do CTO S.A. w 1974 roku był układem o działaniu ciągłym, przetwarzającym sygnały w sposób analogowy. Z pewnymi modyfikacjami używano go aż do końca 2014 roku. W 2015 roku, w ramach modernizacji stanowiska badawczego, został zastąpiony układem regulacji dyskretny, zrealizowanym przez autora za pomocą cyfrowego układu opartego na 8-bitowym mikrokontrolerze AVR.

Przeprowadzona modernizacja poszerzyła znacząco możliwości realizacji fal basenowych, otwierając przy tym nowe możliwości rozwoju całego układu.



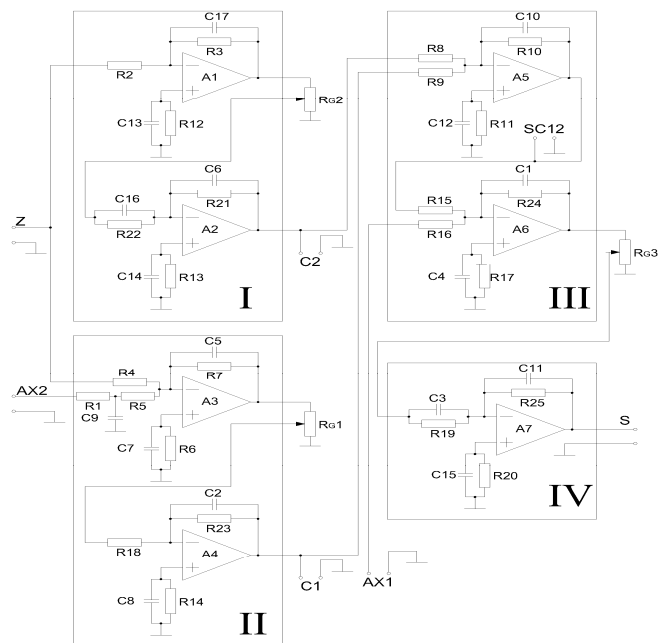
Rys. 2. Fotografia modelowych prób właściwości morskich w głębokowodnym basenie holowniczym dla fali nieregularnej

2. UKŁAD REGULACJI ANALOGOWEJ

2.1. Regulatory w układzie kaskadowym

W celu prawidłowej realizacji zadania konieczne było dokładne poznanie i zrozumienie oryginalnego układu regulacji. Wyłączenie basenu z normalnego użytkowania należało przy tym ograniczyć do koniecznego minimum. Analogowy układ regulacji ciągłej, którego schemat

przedstawiono na rysunku 3, był układem złożonym kaskadowo z dwóch regulatorów PID: z regulatora nadrzędnego, pracującego w pętli sprzężenia zwrotnego od sygnału położenia płyty *AX2* oraz regulatora podrzędnego, pracującego w pętli sprzężenia zwrotnego od sygnału położenia zaworu elektrohydraulicznego *AX1* [1]. Kaskadowa regulacja była realizowana przy wykorzystaniu wzmacniaczy operacyjnych pracujących w blokach: I, II, III, IV (rys. 3). Wykaz elementów tego układu zamieszczono w Tabelcy 1. Schemat został określony na podstawie [2] a parametry elementów zostały odtworzone na podstawie aktualnego stanu układu.



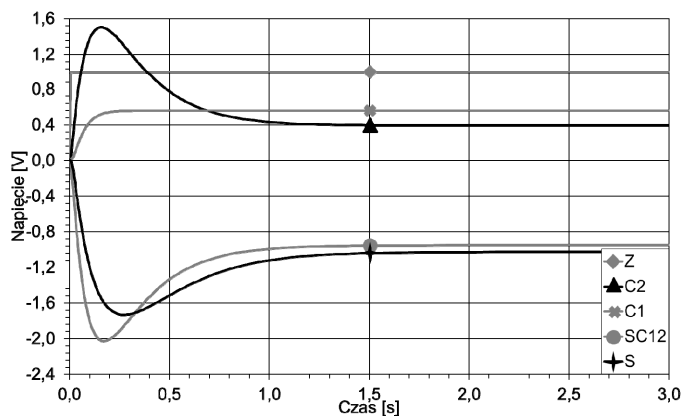
Rys. 3. Schemat analogowego, kaskadowego układu regulatorów PID sterowania wywoływanym fal [2]

Tabelca 1. Wykaz elementów kaskadowego układu regulacji

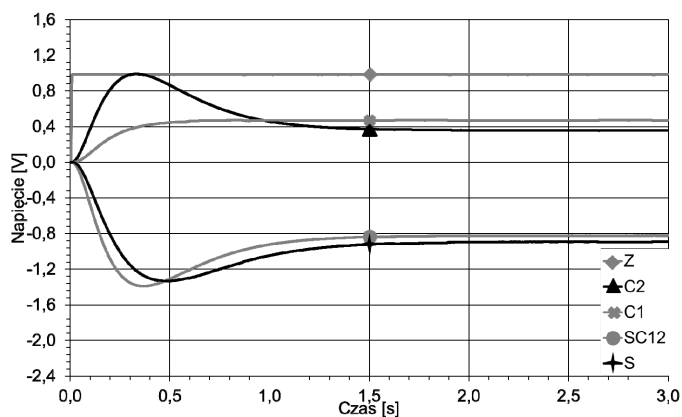
Rodzaj	Oznaczenie	Wartość
Rezystory	R1	94 Ω
	R2..11	91 kΩ
	R12..17	470 kΩ
	R18,19	220 kΩ
	R20	100 kΩ
	R21..25	1 MΩ
Kondensatory	C1	5,6 nF
	C2	49,2 nF
	C3	470 nF
	C4	47 nF
	C5	224,71 nF
	C6..8	220 nF
	C9	2,2 μF
	C10	2 nF
	C11	197 nF
	C12	100 nF
	C13..15	10 nF
	C16	1,47 μF
	C17	1 μF
Potencjometry	RG1	9,94 kΩ (1,23 kΩ)
	RG2	10,58 kΩ (4,15 kΩ)
	RG3	10,07 kΩ (1,13 kΩ)
Wzmacniacze operacyjne	A1..7	LM102
(wartości w nawiasach oznaczają nastawy potencjometrów)		

W celu identyfikacji układu regulacji przeprowadzono komputerowe symulacje jego odpowiedzi na skok jednostkowy napięcia. Charakterystyki skokowe uzyskane z symulacji przedstawiono na rysunku 4.

W celu poznania fizycznych właściwości układu, po jego odpowiednim przygotowaniu do badań, zmierzono odpowiedzi na skok jednostkowy napięcia. Pomiarzy zostały wykonane z częstotliwością próbkowania równą 1200 Hz, przy wykorzystaniu wzmacniacza pomiarowego HBM Spider8 4,8kHz i oprogramowania HBM Catman Professional 4.5. Charakterystyki skokowe uzyskane z pomiarów przedstawiono na rysunku 5. Podczas realizacji zadania uznano, że charakterystyki uzyskane z rzeczywistych pomiarów należy przyjąć jako wzorcowe, gdyż odpowiadały dotychczasowym wymaganiom.

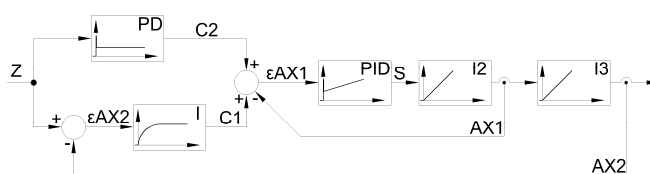


Rys. 4. Charakterystyki skokowe układu analogowego uzyskane z symulacji przeprowadzonych w programie LT Spice IV



Rys. 5. Charakterystyki skokowe układu analogowego uzyskane z pomiarów [1]

Zgodnie z przeprowadzoną identyfikacją, strukturę blokową układu regulacji określono tak, jak przedstawiono na rysunku 6. Parametry transmitancji operatorowych regulatorów, wyznaczone na podstawie charakterystyk skokowych (rys. 5) przedstawiono w Tabelcy 2.



Rys. 6. Struktura blokowa kaskadowego układu regulatorów (bloki: I2 i I3 oznaczają odpowiednio: zawór elektrohydrauliczny i płytę wywoływaną fal)

Tablica 2. Zestawienie parametrów bloków regulatorów

Blok regulatora	Parametry	
	Oznaczenie	Wartość
I	Kp	0,00
	Ki	0,48
	Ti	0,05 s
	Td	0,00 s
PD	Kp	0,35
	Ki	0,63
	Ti	0,37 s
	Td	0,59 s
PID	Kp	0,61
	Ki	0,45
	Ti	0,21 s
	Td	0,00 s

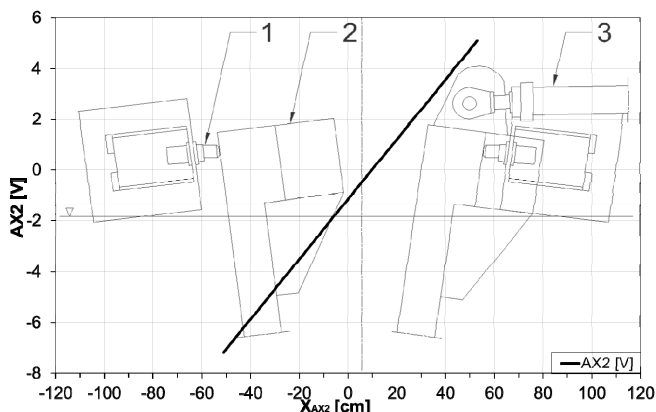
2.2. Pomiar położenia płyty wywoływacza

Układ regulacji, podczas realizacji nadrzędnej pętli, wykorzystuje sygnał $AX2$ z przetwornika elektromechanicznego, informujący o położeniu płyty. Przeprowadzone zostało wzorcowanie, które pozwoliło określić charakterystykę przetwarzania, daną wzorem (1).

$$AX2 = 0,118 \cdot XAX2 - 1,161 \quad (1)$$

gdzie: $AX2$ – napięcie sygnału położenia płyty w [V],
 $XAX2$ – przemieszczenie liniowe płyty w [cm].

Zależność elektromechaniczną napięcia sygnału od położenia płyty przedstawiono na rysunku 7.



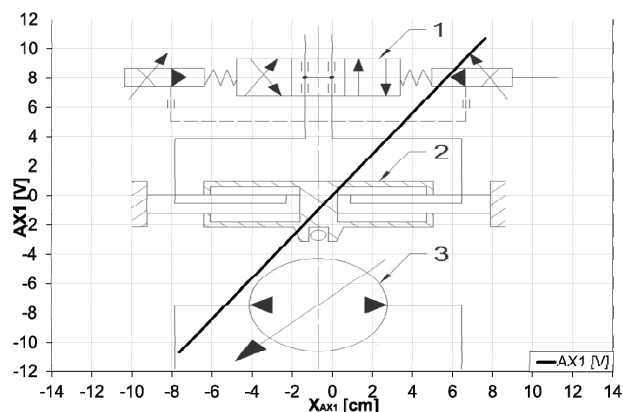
Rys. 7. Zależność elektromechaniczna napięcia $AX2$ od położenia płyty wywoływacza (2) znajdującej się pomiędzy odbojnikami (1) i poruszanej siłownikiem hydraulicznym (3)

2.3. Pomiar położenia suwaka hydraulicznego

Układ regulacji, podczas realizacji podrzędnej pętli, wykorzystuje sygnał $AX1$ z przetwornika elektromechanicznego, informujący o położeniu suwaka hydraulicznego. Na podstawie tabliczki znamionowej potencjometru określono charakterystykę przetwarzania, daną wzorem (2). Zależność elektromechaniczną napięcia sygnału od położenia płyty przedstawiono na rysunku 8.

$$AX1 = 1,404 \cdot XAX1 \quad (1)$$

gdzie: $AX1$ – napięcie sygnału położenia suwaka hydraulicznego w [V], $XAX1$ – przemieszczenie liniowe suwaka hydraulicznego w [cm].



Rys. 8. Zależność elektromechaniczna napięcia $AX1$ od położenia suwaka hydraulicznego (2) sterującego pompą zmiennej wydajności (3) przy zmiennej pozycji rozdzielacza (1) sterowanego napięciem sygnałem S

3. UKŁAD REGULACJI CYFROWEJ

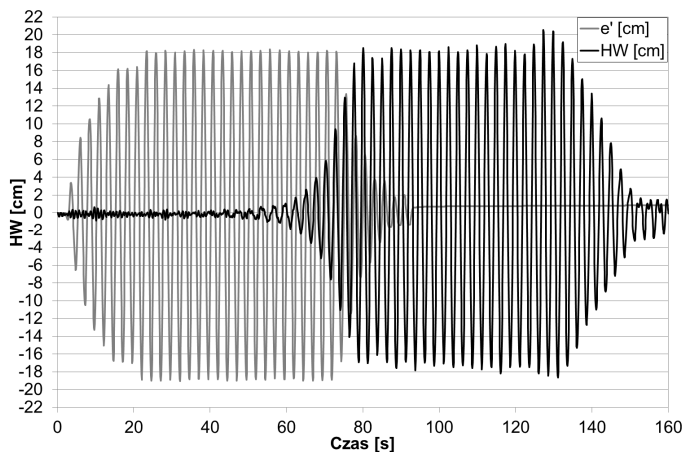
Zgodnie z identyfikacją przeprowadzoną w rozdziale 2, zaprojektowany został układ regulacji cyfrowej. Dyskretny algorytm każdego z bloków regulatorów został zrealizowany zgodnie z zależnością (3), przez podstawienie do niego wartości z tablicy 2. Wykorzystany algorytm, przedstawiony w (3), różnił się od teoretycznego algorytmu PID tym, że wprowadzono do niego dwa człony inercyjne: jeden zamiast członu całkującego a drugi jako filtr wejściowy członu różniczkującego. Taka realizacja algorytmu sprawiła, że działanie układu cyfrowych regulatorów było bliższe działaniu układu regulatorów analogowych, przyjętego jako wzorcowy.

$$u[k] = Kp \cdot e[k] + \frac{Tp}{Ti} \cdot \sum_{i=2}^{i=k} (Ki \cdot e[i-1] - u[i-2]) + \frac{Tp}{Ti} \cdot \sum_{i=2}^{i=k} (Ki \cdot e[i-1] - u[i-2]) \cdot \frac{Td}{Tp} \cdot (e[k] - e[k-1]) \quad (3)$$

Struktura układu regulatorów została implementowana do 8-bitowego mikrokontrolera AVR ATmega32A. Kolejne kroki dyskretnego algorytmu regulacji zrealizowano tak by odbywały się one z krokiem co $Tp=0,01778$ s w przerwaniach od przepełnienia licznika mikrokontrolera. Wymiana sygnałów cyfrowego układu regulacji z analogowymi układami: pomiarowym i wykonawczym odbywa się za pośrednictwem odpowiedniego układu dopasowującego opartego na wzmacniaczach operacyjnych [1].

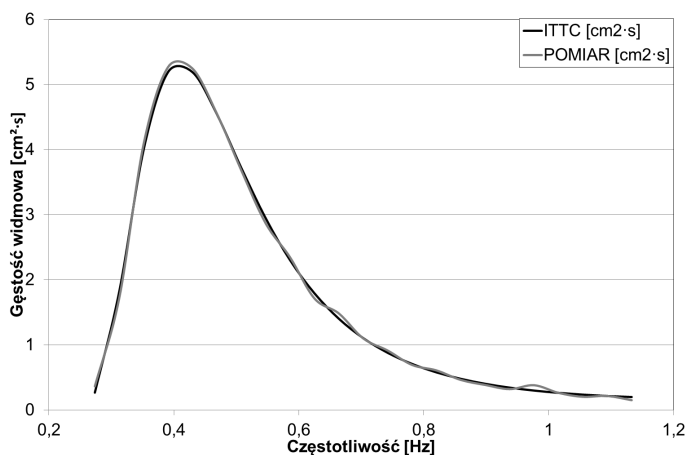
4. SPRAWDZENIE DZIAŁANIA

W celu sprawdzenia działania dyskretnego algorytmu regulacji zrealizowanego w układzie cyfrowym, wygenerowano szereg fal regularnych o częstotliwościach w zakresie od 0,4 Hz do 1,2 Hz i wysokościach od 3 cm do 40 cm. Wszystkie uzyskane przebiegi spełniały oczekiwania stawiane regularnym falom basenowym. Przykładowy przebieg fali regularnej o częstotliwości 0,4 Hz i o wysokości ok. 36 cm przedstawiono na rysunku 9.



Rys. 9. Przebieg fali regularnej o częstotliwości 0,4 Hz i wysokości $HW=36$ cm, przy liniowym przemieszczaniu tłoka siłownika hydraulicznego $e'=37$ cm

Sprawdzono też zdolność do realizacji zaprojektowanych fal nieregularnych. Wywoływacz z nowym układem regulacji był w stanie realizować przebiegi w sposób spełniający oczekiwania stawiane nieregularnym falom basenowym. Przykładowe widmo teoretyczne wraz z widmem uzyskanym z pomiarów fali nieregularnej przedstawiono na rysunku 10.



Rys. 10. Widma fali nieregularnej o wysokości znaczącej $H_{1/3}=2,0$ m i okresie powtarzalności $T_p=7,6$ s: teoretycznej ITTC oraz zmierzonej

5. WNIOSKI KOŃCOWE

Dotychczasowy układ analogowy został skutecznie zastąpiony przez układ cyfrowy. Nowy układ regulacji spełnia oczekiwania użytkownika.

Dzięki przeprowadzonej modernizacji udało się znacząco poszerzyć możliwości realizacji fal basenowych.

Przedstawione rozwiązanie umożliwiło rozpoczęcie prac nad komunikacją cyfrową układu regulacji z komputerem PC i opracowaniem oraz wdrożeniem nowego oprogramowania projektowania i zadawania fali basenowej.

6. BIBLIOGRAFIA

1. Drzewiecki M.: Kaskadowy układ regulacji wywoływacza fal basenu modelowego, Praca dyplomowa, Wydział Elektrotechniki i Automatyki, Politechnika Gdańska 2015.
2. Dokumentacja techniczno-ruchowa WYWOŁYWACZ FAL znajdująca się w Ośrodku Hydromechaniki Okrętu w Centrum Techniki Okrętowej S.A., dostarczona wraz z wywoływaczem fal w 1974 roku.

THE MODERNIZING OF CASCADE CONTROL SYSTEM OF THE WAVE GENERATOR FOR TOWING TANK

The paper describes the problem of modernizing a test bench – a deepwater towing tank with a wave maker with a rigid flap articulated above channel bed in the Ship Design and Research Centre (*Centrum Techniki Okrętowej S.A.*).

The modernization was based on the replacement of an analog control system from the 1974 by a modern digital control system based on a 8-bit microcontroller AVR. The scope of this paper includes: identification of the analog control system with a measuring system and an actuating system, design of the digital control system based on the identified analog control system, implementation of the digital controller, start-up and checking of the new control system.

The new digital control system meets user expectations, offering extended functionality together with required repeatability. The modernizing of the cascade control system was contribution to start of work on the implementations of new solutions using a modern digital technology.

Keywords: cascade closed-loop control system, PID controller, wave generator, towing tank.

ZASTOSOWANIE OKIEN O PŁASKIEJ CHARAKTERYSTYCE WIDMOWEJ DO BEZPOŚREDNIEGO OBLICZANIA FAZORA W SIECIACH ELEKTROENERGETYCZNYCH

Krzysztof DUDA¹, Szymon BARCZENTEWICZ², Andrzej BIENIŃSKI³

1. AGH Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie,
Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Inżynierii Biomedycznej
tel.: 12 617 28 41, e-mail: kduda@agh.edu.pl
2. AGH Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie,
Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Inżynierii Biomedycznej
tel.: 12 617 28 57, e-mail: barczent@agh.edu.pl
3. AGH Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie,
Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Inżynierii Biomedycznej
tel.: 12 617 28 57, e-mail: abien@agh.edu.pl

Streszczenie: W artykule przedstawiono wyniki zastosowania okna czasowego o płaskiej charakterystyce amplitudowej do obliczania fazora w sieciach elektroenergetycznych. Otrzymane wyniki porównano do wyników uzyskanych dla okna prostokątnego i okna Hanna. Do określenia właściwości porównywanych metod obliczeniowych wykorzystano niektóre z testów zgodności standardu IEEE *Standard for Synchrophasor Measurements for Power Systems*, oraz zdefiniowane tam błędy TVE (*total vector error*) i FE (*frequency error*). Otrzymane wyniki wskazują, że okna o płaskiej charakterystyce widmowej pozwalają istotnie poprawić dokładność estymacji fazora zwłaszcza w stanie ustalonym.

Słowa kluczowe: fazor, okno czasowe, dyskretne przekształcenie Fouriera DFT.

1. WSTĘP

Standard IEEE [1, 2] definiuje pojęcie fazora, synchrofazora (czyli fazora obliczanego względem czasu referencyjnego) oraz testy zgodności dla pomiarów tych wielkości w systemach elektroenergetycznych. Synchrofazory mierzone są za pomocą PMU (*phasor measurement unit*). Synchrofazory stosuje się do nadzoru sieci elektroenergetycznej oraz do sterowania siecią elektroenergetyczną [3, 4]. Spośród wielu dostępnych metod estymacji częstotliwości [5, 6] do obliczania fazora wykorzystuje się głównie metody bazujące na dyskretnym przekształceniu Fouriera DFT (*Discrete Fourier Transform*) [7-10]. Niestety, w przypadku gdy sygnał dyskretny nie jest okresowy analiza DFT jest obciążona przeciekami widmowym oraz błędami estymacji fazy, częstotliwości i amplitudy spowodowanymi próbkowaniem ciągłego widma sygnału dyskretnego przez DFT [11-12]. W celu zmniejszenia tych błędów estymacji stosowane są odpowiednie okna czasowe oraz algorytmy interpolowanego DFT [9, 10]. Wiąże się to jednak z dodatkowym nakładem obliczeniowym, np. w algorytmach interpolowanego DFT konieczne jest obliczenie trzech, lub więcej, prążków DFT.

W niniejszej pracy przedstawiono możliwość zastosowania okien o płaskiej charakterystyce widmowej (*flat-top windows*) do bezpośredniego obliczania fazora. Okna takie zostały ostatnio zdefiniowane w [13]. Dzięki płaskiej charakterystyce widmowej możliwa jest dokładna estymacja amplitudy sygnału nawet w przypadku niesynchronicznej rejestracji, tj. niecałkowitej liczby okresów, co w praktyce jest typowym zjawiskiem spowodowanym naturalną fluktuacją częstotliwości podstawowej w sieci elektroenergetycznej.

1.1. Definicja fazora

Dla sygnału $x(t)$ z czasem ciągłym:

$$x(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \varphi) = A \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (1)$$

fazor jest zdefiniowany jako [1]:

$$X = (A/\sqrt{2})e^{j\varphi} = A_r + jA_i \quad (2)$$

gdzie: f_0 – częstotliwość nominalna systemu [Hz],

φ – faza [rad],

A – amplituda w jednostkach mierzonych, np. [V].

Jeżeli amplituda i faza sygnału (1) zmieniają się w czasie, co można zapisać następująco:

$$x(t) = A(t) \cos(2\pi f_0 t + 2\pi \int g(t) dt + \varphi) \quad (3)$$

to fazor wyraża się zależnością:

$$X(t) = (A(t)/\sqrt{2})e^{j(2\pi \int g(t) dt + \varphi)} \quad (4)$$

gdzie: $g(t) = f_{in}(t) - f_0$ – różnica pomiędzy aktualną a nominalną częstotliwością systemu.

Dla częstotliwości nominalnej 50 Hz standard [1] zaleca obliczanie fazora 50, 25 lub 10 razy na sekundę.

1.2. Analiza DFT i okna czasowe

Fazor obliczany jest na podstawie dyskretnej wersji sygnału (3):

$$x[n] = A \cos(2\pi f_{in} n\Delta t + \varphi) \quad (5)$$

gdzie: n – numer próbki (indeks czasu) $n=0, \dots, N-1$
 Δt – okres próbkowania [s].

DFT dyskretnego sygnału $x[n]$ jest następujące:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}, \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (6)$$

gdzie: k – numer prążka DFT (indeks częstotliwości).

Częstotliwość f_k [Hz] odpowiadająca indeksowi k wynosi:

$$f_k = \frac{k}{N\Delta t} = k \frac{f_s}{N} = k\Delta f \quad (7)$$

gdzie: f_s – częstotliwość próbkowania [Hz],
 $\Delta f = f_s/L$ – krok częstotliwości DFT [Hz].

W praktyce na podstawie (7) dobiera się taką częstotliwość próbkowania, aby w jednym okresie częstotliwości nominalnej, tj. 50 Hz, mieściła się całkowita liczba próbek. Np. dla $f_s=6450$ Hz i $f_{k=1}=f_0=50$ Hz w jednym okresie 50 Hz mieści się $N=129$ próbek, a częstotliwość sygnału jest równa częstotliwości prążka DFT z indeksem $k=1$. Dla pięciu okresów 50 Hz $N=645$ i $f_{k=5}=f_0=50$ Hz.

W celu poprawy dokładności estymacji częstotliwości i amplitudy za pomocą DFT stosuje się okna czasowe $w[n]$ inne niż prostokątne [11, 12]

$$v[n] = w[n]x[n]. \quad (8)$$

Okna o płaskiej charakterystyce amplitudowej [13] są oknami kosinusowymi w postaci

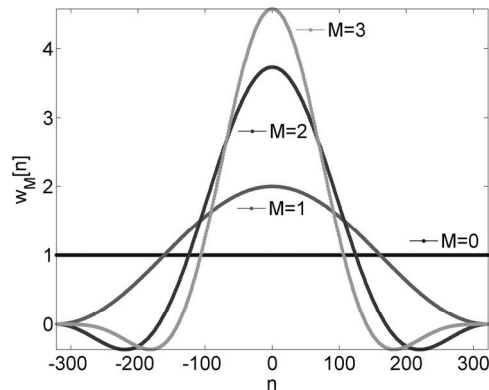
$$w_M[n] = \sum_{m=0}^M a_M[m] \cos(m \frac{\pi}{L} n), \quad n = -L, \dots, L \quad (9)$$

gdzie: M – rząd okna, $a_M[m]$ – współczynniki okna.

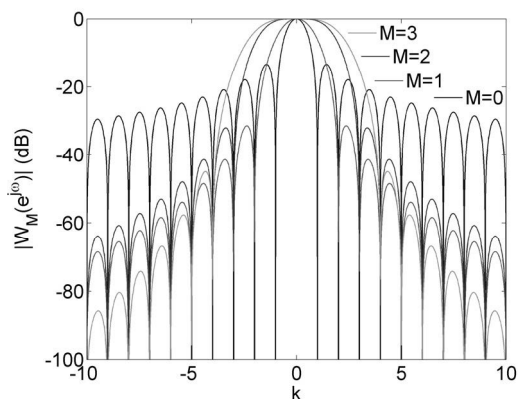
Długość okna (9) wynosi $N=2L+1$ próbek. Jest ono zdefiniowane dla indeksów ujemnych i dodatnich, jednak po obliczeniu okna wg (9) można je stosować do analizy DFT z indeksowaniem od 0 do $N-1$, takim jak w definicji (6).

Poprzez dobór współczynników okna $a_M[m]$ z definicji (9) można otrzymać m.in.: okno Hanna, okno Hamminga, okno Blackmana, okno Nuttala, okna Rifea-Vincenta oraz okna MSD (*maximum sidelobe decay*). Dla $M=0$ i $a_0=1$ (9) definiuje okno prostokątne, a dla $M=1$ i $a_1=[1 \ 1]$ okno Hanna. Rysunek 1 przedstawia okno prostokątne i okno Hanna o długości $N=645$ próbek. Na tym samym rysunku przedstawione są okna o płaskiej charakterystyce amplitudowej zdefiniowane w [13]. Współczynniki tych okien są następujące $a_2=[1,001552795031 \ 1,862800151461 \ 0,861247356430]$ i $a_3=[1,001552795031 \ 1,928724704465$

1,283164496089 \ 0,355992586654]. Charakterystyki amplitudowe powyższych okien pokazane są na rysunku 2. Okno prostokątne ($M=0$) ma najwyższy listek główny, Zwiększanie rzędu okna M powoduje poszerzenie listka głównego. Okno Hanna ($M=1$) oraz okno $M=2$ mają takie same tłumienia pierwszego listka bocznego, ale okno $M=2$ ma płaski listek główny.



Rys. 1. Przebiegi czasowe okien: $M=0$ okno prostokątne, $M=1$ okno Hanna, $M=2$ i $M=3$ okna o płaskiej charakterystyce amplitudowej



Rys. 2. Charakterystyki amplitudowe okien z rysunku 1

1.3. Obliczanie fazora za pomocą DFT

Moduł fazora liczony jest jako moduł prążka DFT okienkowanego sygnału, a faza jako faza tego prążka:

$$A = 2 |V[k]| / N, \quad \varphi = \angle V[k] \quad (10)$$

gdzie: $V[k]$ – prążek DFT okienkowanego sygnału (8) odpowiadający częstotliwości nominalnej f_0 .

Aktualna częstotliwość obliczana jest jako pochodna fazy po czasie (przybliżana różnicą wstecz):

$$f_{in}[m] = f_0 + f_f \frac{\varphi[m] - \varphi[m-1]}{2\pi} \quad (11)$$

gdzie: m – indeks czasu określający częstość obliczania fazora, f_f – częstotliwość obliczania fazora.

Jeżeli fazor obliczany jest w oknie o długości N próbek przesuwającym po sygnale o całą długość okna, tzn. kolejne fragmenty analizowanego sygnału nie zachodzą na siebie, to $f_f = f_s/N$. Jeżeli fazor obliczany jest w oknie przesuwającym po sygnale o jedną próbkę, to $f_f = f_s$.

W przypadku, gdy $f_{in}=f_0$, tj. aktualna, obserwowana częstotliwość systemu równa jest częstotliwości nominalnej, fazor reprezentowany jest dokładnie przez prążek DFT, którego częstotliwość odpowiada częstotliwości nominalnej systemu elektroenergetycznego. W przypadku ustalonym, gdy aktualna częstotliwość f_{in} jest stała, ale różna od częstotliwości nominalnej, tj. $f_{in} \neq f_0$, fazor wiruje na płaszczyźnie zespolonej, np. standard [1, tabela 2] podaje wartości fazora dla częstotliwości 51 Hz obliczanego 10 razy na sekundę.

Jeżeli $f_{in} \neq f_0$, to różnica $f_{in} - f_0$ wpływa na obliczenia fazora zgodnie z (4). W takim przypadku należy skorygować fazę obliczoną wg (10) w następujący sposób:

$$\varphi_k[m] = \varphi[m] - \frac{\varphi[m-1] - \varphi[m-2]}{2} \quad (12)$$

gdzie: $\varphi_k[m]$ – skorygowana wartość fazy.

3. WYNIKI BADAŃ

Wpływ rodzaju okna na wyniki estymacji fazora został określony poprzez TVE (*total vector error*) i FE (*frequency error*) dla 10 sekundowej obserwacji sygnału. Błędy te zdefiniowane są w standardzie [1] następująco:

$$TVE = 100 \frac{|X_{measured} - X_{true}|}{|X_{true}|} \quad (\%) \quad (13)$$

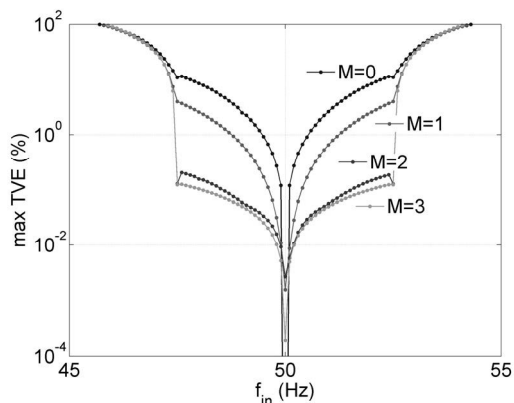
$$FE = |f_{true} - f_{measured}| \quad (Hz) \quad (14)$$

gdzie: *measured* – oznacza wartość estymowaną,
true – zadaną wartość prawdziwą.

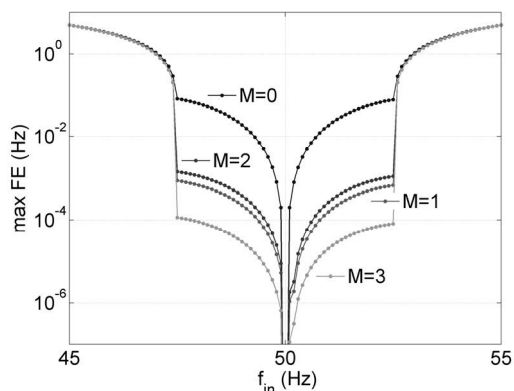
Przyjęto częstotliwość próbkowania $f_s=6450$ Hz oraz długość okna $N=645$ próbek, tj. 5 okresów częstotliwości 50 Hz. Okno przesuwano wzdłuż sygnału o $N=645$ próbek, tzn. obliczano fazor 10 razy na sekundę. Wykresy na rysunkach 3-6 przedstawiają błędy maksymalne uzyskane w trakcie 10 sekundowych pomiarów.

3.1. Stan ustalony

W stanie ustalonym (*steady-state compliance* [1]) zmieniano aktualną częstotliwość f_{in} sygnału testowego w zakresie od 45 Hz do 50 Hz. Podczas 10 sekundowego pomiaru częstotliwość ta nie zmieniała się. Maksymalny, procentowy błąd TVE przedstawiony jest na rysunku 3.



Rys. 3. Maksymalny błąd TVE w zależności od aktualnej częstotliwości



Rys. 4. Maksymalny błąd FE w zależności od aktualnej częstotliwości

Zastosowanie okien o płaskiej charakterystyce amplitudowej owocuje znaczącą poprawą dokładności estymacji fazora. Dla $f_{in}=50 \pm 2,5$ Hz uzyskano ok. 30-krotne zmniejszenie błędu TVE z 3,67 % w przypadku okna Hanna do 0,12 % dla okna $M=3$.

Rysunek 4 przedstawia błąd pomiaru częstotliwości. Również w tym przypadku zdecydowanie najlepsze wyniki uzyskano dla okna $M=3$.

3.2. Stan dynamiczny

W stanie dynamicznym (*dynamic compliance* [1]) wygenerowano 10 sekundowy sygnał testowy z jednoczesną modulacją amplitudy i fazy zdefiniowany w [1]:

$$x(t) = X_m(1 + k_x \cos(\omega_m t)) \cos(\omega_0 t + k_a \cos(\omega_m t - \pi)) \quad (15)$$

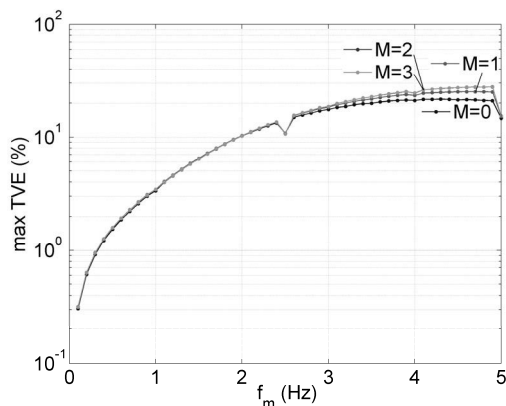
gdzie: k_x – współczynnik głębokości modulacji amplitudowej,
 k_a – współczynnik głębokości modulacji fazowej,
 ω_m – pulsacja modulacji [rad/s], $\omega_m = 2\pi f_m$.

Błąd TVE w stanie dynamicznym przedstawiony jest na rysunku 5, a błąd FE na rysunku 6. W obu przypadkach $k_x=0,1$ i $k_a=0,1$. Wpływ rodzaju okna na błędy estymacji fazora nie jest tak zauważalny jak w przypadku stanu ustalonego. Zastosowanie okna $M=3$ pozwala nieznacznie zmniejszyć błędy estymacji częstotliwości.

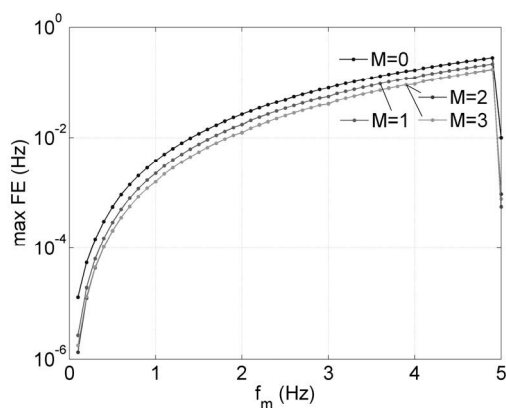
4. WNIOSKI KOŃCOWE

Przeprowadzone badania wskazują, że okna z płaską charakterystyką amplitudową są odpowiednie dla bezpośredniego obliczania fazora za pomocą DFT. Pozwalają one znacznie poprawić dokładność estymacji w porównaniu do okna prostokątnego i Hanna, szczególnie w stanie ustalonym, tzn. gdy częstotliwość systemu jest różna od znamionowej i praktycznie nie zmienia się w oknie obserwacji.

Bezpośrednie wyznaczanie fazora na podstawie jednego prążka DFT ma złożoność obliczeniową rzędu N , ale złożoność ta może być zredukowana za pomocą rekursywnych metod obliczania DFT. Stosowanie algorytmów FFT, do obliczania fazora, jest bezzasadne ponieważ wymagany jest tylko jeden prążek. Obliczanie fazora z próbki na próbkę można przeprowadzić za pomocą splotu dyskretnego z wykorzystaniem filtra FIR. Wówczas częstotliwość raportowania [1] jest taka sama jak częstotliwość próbkowania sygnału.



Rys. 5. Maksymalny błąd TVE w zależności od częstotliwości modulacji



Rys. 6. Maksymalny błąd FE w zależności od częstotliwości modulacji

5. BIBLIOGRAFIA

1. Synchrophasor Measurements for Power Systems, IEEE Standard C37.118.1-2011, Dec. 2011.
2. Synchrophasor Measurements for Power Systems—Amendment 1: Modification of Selected Performance Requirements, IEEE Standard C37.118.1a, Apr. 2014.
3. Phadke A. G., Thorp J. S.: Synchronized Phasor Measurements and Their Applications, Springer, 2008.

4. Phadke A. G., Thorp J. S.: Computer Relaying For Power Systems, John Wiley and Sons, 2009.
5. Zieliński T. P., Duda K.: Frequency and damping estimation methods – an overview, Metrology and Measurement Systems, Nr 4 (18), 2011, s. 505–528.
6. Duda K., Zieliński T. P.: Efficacy of the Frequency and Damping Estimation of Real-value Sinusoid, IEEE Instrumentation & Measurement Magazine, April 2013 s. 48–58.
7. Premerlani W., Kasztenny B., Adamiak M.: Development and implementation of a synchrophasor estimator capable of measurements under dynamic conditions, IEEE Trans. Power Del., Nr 1 (23), Jan. 2008, s. 109–123.
8. Macii D., Petri D., Zorat A.: Accuracy Analysis and Enhancement of DFT-based Synchrophasor Estimators in Off-nominal Conditions, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, Nr 10 (61), Oct. 2012, s. 2653-2664.
9. Belega D., Petri D.: Accuracy Analysis of the Multicycle Synchrophasor Estimator Provided by the Interpolated DFT Algorithm, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, Nr 5 (62), May 2013, s. 942-953.
10. Barcentewicz Sz., Borkowski D., Duda K.: Compliance Verification of the Phasor Estimation Based on Bertocco-Yoshida Interpolated DFT with Leakage Correction, Signal Processing: Algorithms, Architectures, Arrangements, and Applications (SPA), 2013, 26-28 Sept. 2013, s. 61-64.
11. Oppenheim A.V., Schafer R.W., Buck J.R.: Discrete-Time Signal Processing, 2nd Edition, Prentice-Hall, 1999.
12. Harris F. J.: On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform, Proc. IEEE, vol. 66, s. 51–83, 1978.
13. Duda K., Zieliński T. P., Barcentewicz Sz.: Perfectly Flat-Top and Equiripple Flat-Top Cosine Windows, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, przyjęte do publikacji.

Praca finansowana ze środków Narodowego Centrum Badań i Rozwoju NCBIR PBS1/A4/6/2012.

APPLICATION OF FLAT-TOP WINDOWS FOR DIRECT PHASOR ESTIMATION IN ELECTRIC POWER SYSTEMS

This paper presents results of direct phasor estimation by DFT with application of flat-top windows. Results obtained with rectangular window and Hann window are also presented for comparison. The quality of the phasor estimation is evaluated by TVE (total vector error) and FE (frequency error) as defined in the IEEE Standard for Synchrophasor Measurements for Power Systems. The application of flat-top windows resulted in significant reduction of TVE in steady-state compliance tests. For actual frequency $f_{in}=50\pm 2,5$ Hz maximum TVE was reduced about 30 times as compare to Hann window. The smallest maximum FE errors were also obtained for flat-top window. In dynamic compliance tests flat-top windows performed only slightly better than Hann window and rectangular window in frequency estimation, and maximum TVE error is even slightly higher than for rectangular window for modulating frequency above 2,5 Hz. Straightforward computation of the phasor based on one DFT bin has computational complexity N . Application of FFT algorithms is not advised, because only one DFT bin is required. The phasor may be computed on sample by sample basis by discrete time convolution with FIR filter. In that case reporting frequency is the same as the sampling frequency of the signal.

Keywords: phasor, time window, Discrete Fourier Transform.

WYKORZYSTANIE BATERII KONDENSATORÓW ZAINSTALOWANYCH W SIECI SN DO OGRANICZENIA STRAT MOCY W SIECI

Agata DZIONK¹, Robert MAŁKOWSKI², Mirosław WŁAS³

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki

1. e-mail: agata.dzionk@pg.gda.pl
2. tel.: 58 347 1798, e-mail: robert.malkowski@pg.gda.pl
3. tel.: 58 347 1798, e-mail: miroslaw.wlas@pg.gda.pl

Streszczenie: W artykule przedstawiono wyniki badań pokazujące możliwości wykorzystania baterii kondensatorów zainstalowanych wewnątrz sieci SN (w odbiorców przemysłowych), w celu zminimalizowania strat mocy w sieci elektroenergetycznej. Wyniki analizy pozwoliły określić, które ze stosowanych obecnie kryteriów regulacji jest najbardziej korzystne. Wskazywano również na konieczność koordynacji działań regulatorów transformatora i baterii kondensatorów.

Słowa kluczowe: regulacja napięcia, regulacja mocy biernej, straty mocy, regulator transformatora, regulator baterii kondensatorów.

1. WPROWADZENIE

Jednym z głównych zagadnień związanych z optymalizacją pracy sieci SN, jest ograniczenie strat mocy czynnej i biernej. Praca powstała jako jeden z etapów projektu badawczo-rozwojowego pt: *System optymalizacji zużycia, zakupu i dystrybucji energii elektrycznej oraz bilansowania energii elektrycznej na obszarze OSD i w przedsiębiorstwach (MSP) na tym obszarze*, w ramach Działania POIG 1.4 Wsparcie projektów celowych, Programu Innowacyjna Gospodarka, prowadzonym przez NCBiR. W ramach realizacji prac badawczych autorzy analizowali możliwość wykorzystania baterii kondensatorów zainstalowanych w głębi sieci SN do celu ograniczenia strat mocy w sieci. W niniejszym artykule porównano wyniki badań symulacyjnych wybranych kryteriów sterowania baterii kondensatorów. Opisano sposób koordynacji działania regulatorów transformatora zasilającego sieć MV i regulatorów baterii kondensatorów. Zaproponowane rozwiązania przyczyniają się do ograniczenia strat w sieci SN oraz zmienności napięć w sieci SN.

2. OPIS ANALIZOWANEJ SIECI

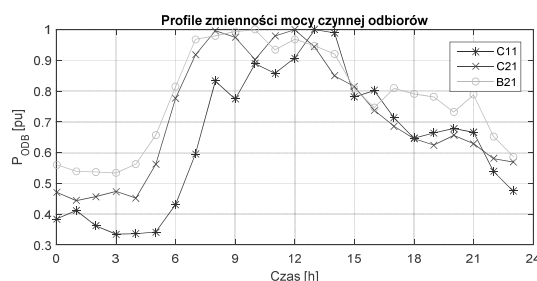
Badania przeprowadzono z wykorzystaniem danych rzeczywistej sieci SN. Analizowana sieć jest siecią kablową, która zasilą obszar przemysłowy. Sieć jest słabo obciążona, co skutkuje znaczną generacją mocy biernej przez linie elektroenergetyczne. Znaczną część odbiorów stanowią silniki asynchroniczne – które są głównymi odbiorcami mocy biernej w sieci. Sieć jest podzielona na dwa podobszary o zbliżonej charakterystyce obciążenia. Oba obszary połączone są długim ciągiem kablowym.

Urządzeniami umożliwiającymi regulację napięcia i/lub mocy biernej w analizowanej sieci są transformator zasilający zainstalowany w stacji GPZ i baterie kondensatorów zainstalowane u odbiorców instytucjonalnych.

3. METODYKA PRZEPROWADZONYCH BADAŃ

W celu przeprowadzenia wielowariantowych symulacji badaną sieć zamodelowano w programie Power Factory. Parametry elementów schematu zastępczego odzwierciedlają właściwości rzeczywistych urządzeń. Zmienność obciążenia odtworzono w oparciu o dane pomiarowe oraz typy obciążenia (profil taryfowy). Po gruntownej analizie uzyskanych danych przyjęto następujące założenia:

- Miesiąc bazowy – sierpień. W miesiącu tym zaobserwowano największą zmienność obciążenia sieci.
- Charakterystyka zmienności dobowej mocy czynnej odpowiada charakterystyce z dnia o największej zmienności rys.1. Do porównań przyjęto 4 typy charakterystyk zmienności (C11, C21, B21, B23 – do takich grup taryfowych byli przyporządkowani poszczególni odbiorcy w analizowanej sieci).
- W węzłach z odbiorami potrzeb własnych (PW) założono niezmienną moc odbioru.



Rys. 1. Krzywe zmienności dobowej przyjęte do badań [6]

Zmienność mocy biernej modelowano w następujący sposób:

- Węzły bez kondensatorów – założono pewną, różną dla poszczególnych węzłów, zmienną w czasie wartość współczynnika tgφ w zakresie 0,1÷0,3.

- Węzły z bateriami kondensatorów – charakterystykę zmienności dobowej stworzono w taki sposób, aby przy założeniu pracy regulatora baterii kondensatorów z kryterium zadanej wartości współczynnika $\text{tg}\varphi = 0,3$ pracowało, co najmniej 70% zainstalowanych baterii.

W modelach odbiorów uwzględniono podatność napięciową mocy czynnej i bierniej zgodnie z zależnościami.

$$P_i(U) = 0,45 + 0,55 \cdot U_i \quad (1)$$

$$Q_i(U) = 6,8 \cdot U_i^2 - 10,6 \cdot U_i + 4,8 \quad (2)$$

gdzie:

- P_i – moc czynna odbioru w węzle „i”,
- Q_i – moc bierna odbioru w węzle „i”,
- U_i – napięcie w węzle „i”.

Zgodnie z [7] zależności (1) i (2) opisują podatność napięciową mocy odbiorów charakterystyczną dla drobnego przemysłu. Przyjęto ponadto, że:

- regulator transformatora zasilającego utrzymuje zadaną wartość napięcia na szynach SN,
- regulatory baterii kondensatorów działają według kryterium (zależnie od analizowanego wariantu):
 - utrzymania napięcia na zadanym poziomie w węzle przyłączenia,
 - utrzymania stałej wartości współczynnika $\text{tg}\varphi$.

W dalszej części artykułu przedstawiono wybrane wyniki badań. Syntetyczny opis analizowanych przypadków zawarto w tabeli 1.

Tabela 1. Opis założeń do prezentowanych wyników

Etap 1	Cel – analiza wzajemnej relacji pomiędzy wartością zadaną regulatora napięcia transformatora w stacji GPZ, a wartością zadaną regulatorów baterii kondensatorów.		
	Objekt regulowany	Kryterium regulacji	Wartość zadana
	Transformator	Napięcie	U_T^a
Kondensator	Napięcie	U_C^b	
Etap 2	Cel – porównanie skuteczności regulacji baterii kondensatorów dla dwóch kryteriów.		
	Objekt regulowany	Kryterium regulacji	Wartość zadana
	Transformator	Napięcie	U_T
Kondensator	Napięcie	$U_C = U_T$	
		$\text{tg}\varphi$	tg^c

^a Rozważano trzy wartości zadane napięć dla regulatora transformatora: $U_T=1,1$, $U_T=1,0$, $U_T=0,9$

^b Rozważano trzy wartości zadane napięć dla regulatora baterii kond.: $U_C=1,1$, $U_C=1,0$, $U_C=0,9$

^c Wartość zadana $\text{tg}\varphi=0,3$ – Wartość maksymalna zawarta w przepisach [6]

Ponieważ rozważanym kryterium optymalizacji było ograniczenie strat mocy, analizowano dwa przypadki:

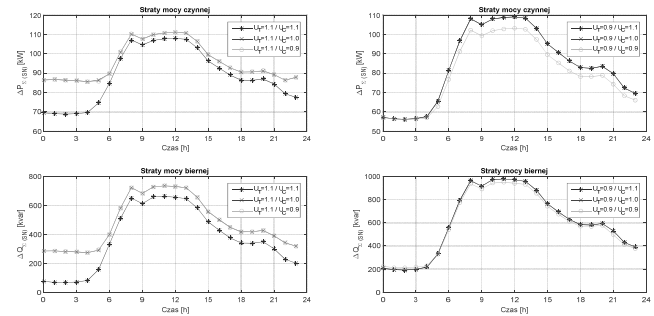
- Przypadek 1 (oznaczony jako $P_{\Sigma(SN)}$, $Q_{\Sigma(SN)}$) – założono, że koszty strat mocy w transformatorach u odbiorców SN/0.4 kV nie obciążają operatora sieci dystrybucyjnej. Najczęstszy przypadek,
- Przypadek 2 (oznaczony jako $P_{\Sigma(nn)}$, $Q_{\Sigma(nn)}$) – założono, że koszty strat mocy w transformatorach u odbiorców SN/0.4 kV pokrywa operator sieci dystrybucyjnej.

4. WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH

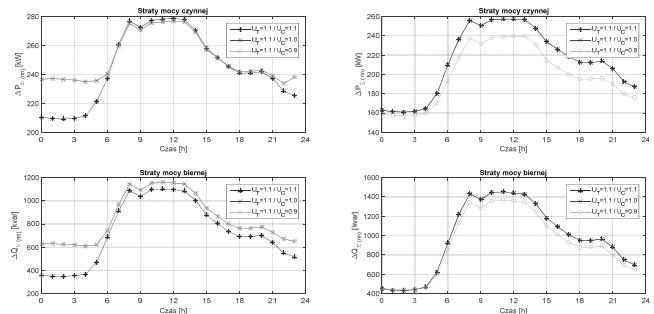
4.1. Etap 1

Na rysunku 2 i 3 pokazano wybrane wyniki z pierwszego etapu badań. Zestawiono dwa skrajne

przypadki wartości zadanej napięcia transformatora $U_T = 1,1$ oraz $U_T = 0,9$. Przedstawione wyniki pozwalają zaobserwować pewną zależność pomiędzy wartością zadaną napięcia transformatora zasilającego a wartością zadaną regulatorów baterii kondensatorów zainstalowanych wewnątrz sieci SN.



Rys. 2. Przebieg zmienności sumarycznych strat mocy przy założeniu rozliczeń na poziomie napięcia SN. Wartość zadana napięcia transformatora a) $U_T = 1,1$; b) $U_T = 0,9$



Rys. 3. Przebieg zmienności sumarycznych strat mocy przy założeniu rozliczeń na poziomie napięcia nn. Wartość zadana napięcia transformatora a) $U_T = 1,1$; b) $U_T = 0,9$

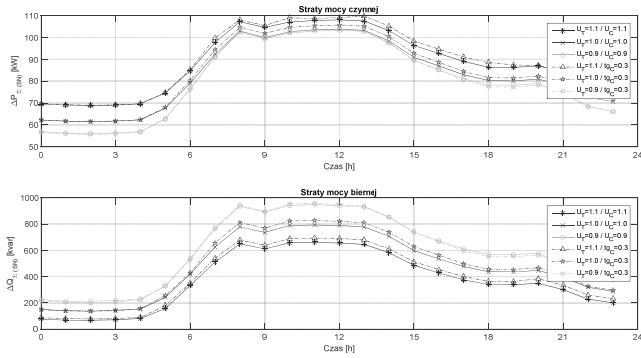
Podstawowym celem tego etapu badań było określenie wzajemnej relacji pomiędzy poziomem napięcia w stacji zasilającej a wartością napięcia utrzymywaną w węzłach, w których zainstalowano baterie kondensatorów. Analiza wyników pokazanych na rysunku 2 i 3 pozwala sformułować następujące wytyczne:

- $U_C = U_T$ – tzn. zadana wartość napięcia U_C baterii kondensatorów pracujących z kryterium napięciowym powinna być równa zadanej wartości napięcia U regulatora transformatora pracującego w stacji GPZ.
- Wskazaniem jest utrzymywanie możliwie niskiego poziomu napięcia w sieci.

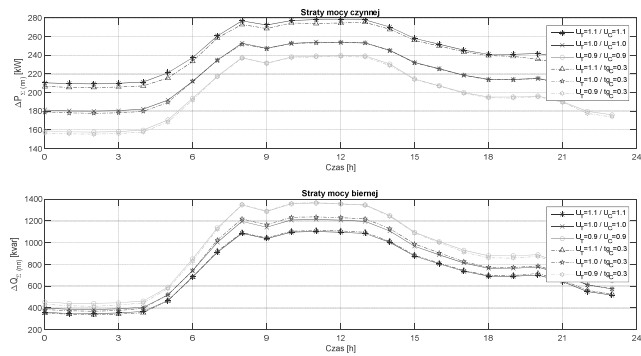
4.2. Etap 2

Na rysunkach 4...7 zestawiono wybrane wyniki dla drugiego etapu badań. Na podstawie wniosków z etapu 1 przyjęto założenie równości napięć zadanych regulatora transformatora i regulatora baterii kondensatorów $U_C = U_T$.

Analiza wyników przedstawionych na rysunkach 4...7 pozwala porównać skutki działania dwóch kryteriów regulacji baterii kondensatorów. Mając na uwadze skuteczność ograniczenia strat należałoby uznać, że oba rozważane kryteria dają porównywalne rezultaty.

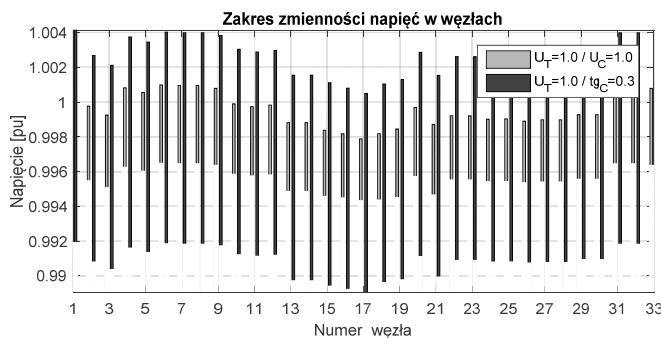


Rys. 4. Porównanie przebiegów zmienności sumarycznych strat mocy dla wybranych kryteriów regulacji. Założono, rozliczenia na poziomie napięcia SN



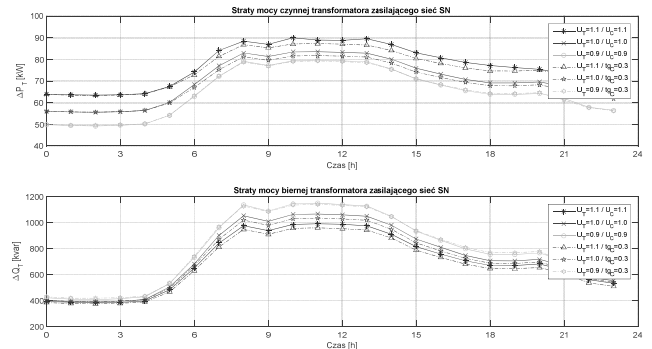
Rys. 5. Porównanie przebiegów zmienności sumarycznych strat mocy dla wybranych kryteriów regulacji. Założono, rozliczenia na poziomie napięcia nn

Praca z kryterium napięciowym, powoduje niewiele większe ograniczenie start od kryterium $\text{tg}\varphi$. Ma ono jednak dwie dodatkowe zalety. Przy pracy z kryterium napięciowym obserwuje się większą stabilizację napięć w analizowanej sieci (rys. 6) oraz ograniczenie obciążenie transformatora zasilającego (rys. 7).



Rys. 6. Porównanie zakresu zmienności napięć w węzłach przy różnych kryteriach regulacji

Na rysunku 6 widzimy wyraźne ograniczenie zmienności napięć w analizowanej sieci w przypadku zastosowania kryterium napięciowego.



Rys. 7. Przebieg zmienności sumarycznych strat mocy w transformatorze zasilającym, przy założeniu rozliczeń na poziomie napięcia SN

Analizując wyniki zestawione na rysunku 7 można stwierdzić, że praca z $\text{tg}\varphi = 0,3$ daje prawie identyczne rezultaty jak praca z minimalną zadaną wartością napięcia. Jest to spowodowane tym, że praca z taką wartością $\text{tg}\varphi$ skutkuje niskim poziomem napięcia w sieci.

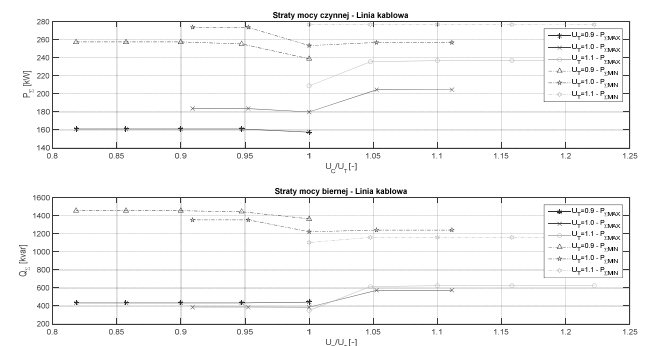
5. ANALIZA PORÓWNAWCZA SIECI KABLOWEJ ORAZ NAWIETRZNEJ

5.1. Wstęp

Wyniki przedstawione we wcześniejszym rozdziale dotyczą słabo obciążonej sieci kablowej. Charakterystyczną cechą takiej sieci jest generacja dużej ilości mocy biernej przez pojemności doziemne linii kablowej. W celu weryfikacji słuszności wniosku odnośnie koordynacji wartości zadanych napięć regulatorów transformatora i baterii kondensatorów ($U_T = U_C$) badania powtórzone na modelu sieci napowietrznej (linie kablowe zastąpiono liniami napowietrznymi). Badania przeprowadzono przy zastosowanym kryterium napięciowego dla regulatorów baterii kondensatorów.

5.2. Sieć kablowa

Na rysunku 8 przedstawiono wykres zmienności strat mocy czynnej i biernej w funkcji stosunku U_T/U_C . Rozważono dwa skrajne poziomy obciążenia sieci („MAX” – maksymalne obciążenie sieci, „MIN” – minimalne obciążenie sieci). Jeżeli funkcje na wykresach z rysunku 8 osiągną linie poziomą, to oznaczają, że skończyły się możliwości regulacyjne baterii kondensatorów.



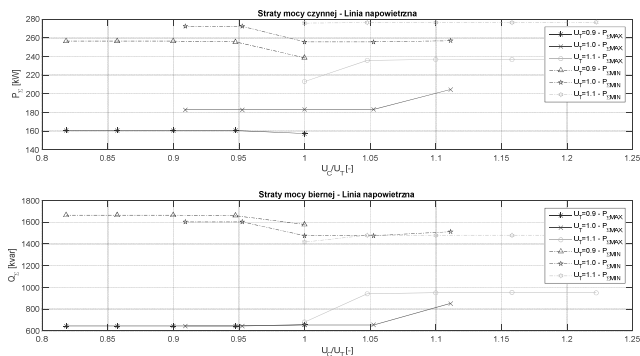
Rys. 8. Wartości sumarycznych strat mocy w funkcji stosunku U_T/U_C – sieć kablowa

Z rysunku 8 można odczytać, że każda z zaprezentowanych funkcji osiąga minimum przy wartości współczynnika $U_T/U_C = 1$. Przedstawione wyniki potwierdzają również, że z punktu widzenia ograniczania start korzystne jest utrzymywanie możliwie niskiego

napięcia w sieci. Niższe napięcie – zwłaszcza przy niedociążonej sieci – ogranicza generację mocy biernej związanej z pojemnością doziemną kabli.

5.3. Sieć napowietrzna

Na rysunku 9 przedstawiono wykres zmienności strat mocy czynnej i biernej w funkcji stosunku U_T/U_C dla sieci z liniami napowietrznymi. Podobnie jak dla wcześniejszego przypadku niezmiennosc charakterystyki (linia pozioma) świadczy o wyczerpaniu się możliwości regulacyjnych baterii kondensatorów.



Rys. 9. Wartości sumarycznych strat mocy w funkcji stosunku U_T/U_C – sieć napowietrzna

Analiza wyników pokazanych na rysunku 9 pozwala uogólnić wnioski dotyczące konieczności uzależnienia wartości zadanych napięć regulatorów transformatora zasilającego oraz baterii kondensatorów.

6. WNIOSKI I SPOSTRZEŻENIA

Przedstawione w niniejszym artykule wyniki badań dowodzą, że dzięki właściwej koordynacji działania regulatora transformatora zasilającego sieć SN oraz baterii kondensatorów możliwe jest ograniczenie strat mocy w sieci promieniowej. Dla uzyskania najkorzystniejszych efektów rekomendowanego rozwiązania, autorzy postulują aby:

- wartości zadane U_{ref} napięć dla wszystkich regulatorów pracujących z kryterium napięciowym były identyczne.
- wartość zadana napięcia była możliwie najniższa.

W pracy porównywano również dwa kryteria regulacji baterii kondensatorów, kryterium:

- stałej wartości współczynnika $\text{tg}\phi$,
- stałej wartości napięcia.

Oba kryteria dają porównywalne rezultaty. Autorzy referatu rekomendują jednak zastosowanie kryterium napięciowego. Takie rozwiązanie charakteryzuje się zarówno większym ograniczeniem poziomu strat jak i zmiennością napięć w sieci SN.

Pewnym ograniczeniem zastosowanie rekomendowanego rozwiązania jest potrzeba koordynacji nastaw wszystkich regulatorów. Wymusza to konieczność dystrybucji tej wartości do pozostałych regulatorów. Jednakże, przy dzisiejszym stanie wiedzy i możliwości transmisji danych wymóg ten jest łatwy do spełnienia.

7. BIBLIOGRAFIA

1. Dzionk A.: Optymalizacja pracy sieci SN z wykorzystaniem sygnałów z urządzeń pomiarowych zainstalowanych w analizowanej sieci. Praca dyplomowa magisterska, Gdańsk 2015.
2. Kulczycki J., Rudziński M. and Szypra W.: Straty energii jako nieodzowne potrzeby własne sieci. *Acta Energ.*, pp. 63–80, 2009.
3. Muttaqi K. M., Aghaei J., Ganapathy V. and Nezhad A. E.: Technical challenges for electric power industries with implementation of distribution system automation in smart grids. *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 46, pp. 129–142, 2015.
4. Toubeau J.-F., Vallée F., De Grève Z. and Lobry J.: A new approach based on the experimental design method for the improvement of the operational efficiency in Medium Voltage distribution networks. *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 66, pp. 116–124, 2015.
5. Kot A. and Szypra W. L.: Optymalna regulacja napięcia w sieciach rozdzielczych średniego napięcia. *Acta Energ.*, pp. 89–105, 2009.
6. Instrukcja ruchu i eksploatacji sieci rozdzielczej. – ENERGIA z dnia 01.04.2008 r.
7. Bogucki A.: Podatność częstotliwościowa i napięciowa systemu elektroenergetycznego i jego elementów, Politechnika Śląska, Gliwice 1983.

ACTIVITY COORDINATION OF CAPACITOR BANKS AND POWER TRANSFORMER CONTROLLERS IN ORDER TO REDUCE POWER LOSSES IN THE MV GRID

One of the main issues related to the optimization of the MV network is to reduce losses of active and reactive power. Lower losses of active and reactive power give not only economic advantage, but also improvement of energy quality. The object of regulation that can be used for these purposes are transformer with On-Load Tap Changer and capacitor's banks.

This paper presents results of analysis of the possibility of using capacitor banks installed inside the MV network (in industrial consumer) in order to minimize power losses in the power network.

The results of analysis allowed to determine which of the criteria adjustment: constant voltage or maintain constant values $\text{tg}\phi$, in individual buses is better. It was also pointed to the necessity of the coordination between actions of regulators of the transformer and capacitor banks.

Keywords: voltage control, reactive power control, Power Losses, transformer controller, capacity banks controller.

SZACOWANIE NIEPEWNOŚCI ROZSZERZONEJ POMIARU TEMPERATURY SKÓRY CZŁOWIEKA PODCZAS PRÓBY WYSIŁKOWEJ

Ariel DZWONKOWSKI¹, Anna GOLIJANEK-JĘDRZEJCZYK², Leszek RAFIŃSKI³

1. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.: 58 347-17-78 e-mail: ariel.dzwonkowski@pg.gda.pl
2. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.: 58 347-17-78 e-mail: anna.golijanek-jedrzejczyk@pg.gda.pl
3. Awis Sp. z o.o, Gdańsk
tel.: 58 322-95-42 e-mail: biuro@awis.pl

Streszczenie: Zespół, składający się z autorów artykułu, opracował nową, bezinwazyjną metodę pomiaru temperatury wybranych punktów ciała człowieka podczas próby wysiłkowej. Do celów pomiaru wykorzystano czujnik termoelektryczny, który zapewnił wymaganą dokładność pomiarów dynamiki zmian temperatury skóry podczas przeprowadzania testu wysiłkowego.

W referacie zaprezentowano metodologię szacowania niepewności rozszerzonej pomiaru temperatury skóry człowieka, przy zastosowaniu metody opartej na przewodniku GUM.

Słowa kluczowe: pomiar temperatury, niepewność pomiaru, CPET.

1. WSTĘP

Próby wysiłkowe przeprowadza się w celu uzyskania dokładnej oceny wydolności fizycznej u sportowców, ale także u pacjentów z chorobami kardiologicznymi czy pulmonologicznymi. Najczęściej przeprowadza się wysiłkowe badanie sercowo-płucne – CPET (ang. cardiopulmonary exercise test), spiroergometria [1, 2, 3].

Badanie diagnostyczne CPET jest nieinwazyjne, wiarygodne oraz bezpieczne i polega na analizie gazów wydechowych podczas narastającego wysiłku (w układzie z oddechu na oddech). Podczas wykonywania badań rejestrowane są dane dotyczące m.in.: zmian w stężeniach wydychanych gazów: tlenu (pO_2) i dwutlenku węgla (pCO_2), wentylacji minutowej płuc, saturacji krwi tlenem (SpO_2), częstości skurczów serca (HR) i ciśnienia tętniczego krwi (BP), oraz wielkości wykonywanej przez osobę badaną pracy zewnętrznej w jednostce czasu – mocy (WR) a także o subiektywnej ocenie wysiłku (wg. skali Borga) [4].

Wynik przeprowadzonego badania pozwala ocenić zmiany wydolności fizycznej i parametrów metabolicznych zachodzących w danym organizmie podczas próby i umożliwia zaprogramowanie intensywności treningu fizycznego w czasie treningu sportowego.

Autorzy – do podstawowych parametrów mierzonych podczas CPET – zdecydowali się dodać pomiar temperatury w określonych punktach ciała człowieka.

Ze względu na fakt, iż podczas wysiłku fizycznego występuje zjawisko znacznego wzrostu ilości wysokoenergetycznych procesów metabolicznych, temperatura ciała człowieka może wzrosnąć znacznie

powyżej temperatury spoczynkowej. Wzrost temperatury ciała jest jednym z sygnałów odbieranych przez mózg jako oznaka zmęczenia [5, 6, 7].

2. METODA POMIARU

Do badań dynamiki zmian temperatury skóry człowieka, w wybranych punktach, zdecydowano się wykorzystać metodę kontaktową tak, aby zapewnić wymaganą dokładność pomiarów. Jako czujnik wykorzystano termoelement w płaszczu teflonowym ze względu na fakt, iż element ten jest odporny na niekorzystny wpływ agresywnego chemicznie środowiska pracy. Rozwiązanie takie pozwala na ograniczenie wpływu między innymi występowania potu na skórze człowieka na wynik, przy jednoczesnym zapewnieniu odpowiedniej dynamiki pomiaru termoelementem umieszczonym w płaszczu teflonowym

Na podstawie przeprowadzonej analizy uzyskanych wstępnych wyników określono wymagania jakie powinien spełniać system pomiarowy. Parametry tego układu to: rozdzielczość pomiaru co najmniej $0,01\text{ }^\circ\text{C}$, częstotliwość próbkowania o wartości co najmniej 4 Hz, pomiar w dwóch punktach ciała jednocześnie.

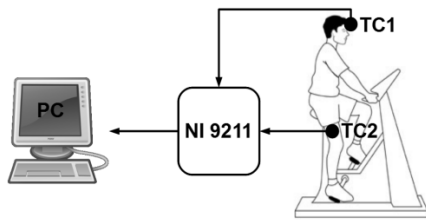
Przewidywany zakres zmian temperatury skóry człowieka wynosi od $32\text{ }^\circ\text{C}$ do $41\text{ }^\circ\text{C}$, dlatego zdecydowano, że rolę czujników będą pełniły termoelementy typu T klasy 1 dostarczone przez firmę Termoaparatura Wrocław.

W celu akwizycji sygnałów pomiarowych wykorzystano 24-bitowy moduł NI 9211, który umożliwia jednoczesny pomiar z dwóch czujników z częstotliwością maksymalnie 7 Hz.

Schemat wykonanego stanowiska badawczego został przedstawiony na rysunku 1 [3].

Głównym komponentem zbudowanego układu jest zaprojektowana specjalistyczna aplikacja, która umożliwia pomiar, rejestrację, wizualizację oraz archiwizację danych.

Próby wysiłkowe przeprowadzono na kilkunastu osobach - nastolatkach. W artykule zaprezentowane zostaną jedynie przykładowe wyniki dwóch wybranych osób.



Rys. 1. Schemat systemu do pomiaru temperatury podczas próby wysiłkowej: TC1, TC2 – termoelementy typu T [3]

3. NIEPEWNOŚĆ POMIARU TEMPERATURY SKÓRY CZŁOWIEKA PODCZAS TESTU WYSIŁKOWEGO

Analiza metrologiczna systemu do pomiaru temperatury podczas próby wysiłkowej miała na celu oszacowanie niepewności pomiarów dokonywanych zaproponowanym układem. Wyniki tych analiz pozwolą sprecyzować, jakiej niepewności pomiarowej można się spodziewać, dokonując badań dynamiki zmian temperatury skóry w określonych warunkach, na zaproponowanym stanowisku badawczym.

Szacowanie niepewności wykorzystanego układu do pomiaru dynamiki zmian temperatury przeprowadzono w oparciu o wytyczne przedstawione w Przewodniku GUM [8, 9]. Analiza została wykonana dla pojedynczego toru pomiarowego.

Funkcja błędu pomiaru temperatury $e(T)$ przedstawia się następująco:

$$e(T) = \Delta T_s + \Delta T_c + \Delta T_{DAQ} \quad (1)$$

gdzie:

ΔT_s - błąd losowy pomiaru temperatury,

ΔT_c - błąd graniczny czujnika temperatury typu T, podany przez producenta,

ΔT_{DAQ} - błąd graniczny karty akwizycji sygnałów pomiarowych, zawarty w specyfikacji urządzenia.

Niepewność pomiaru temperatury, przy założeniu braku korelacji między niepewnościami wielkości mierzonych, określa wzór [8, 9, 10]:

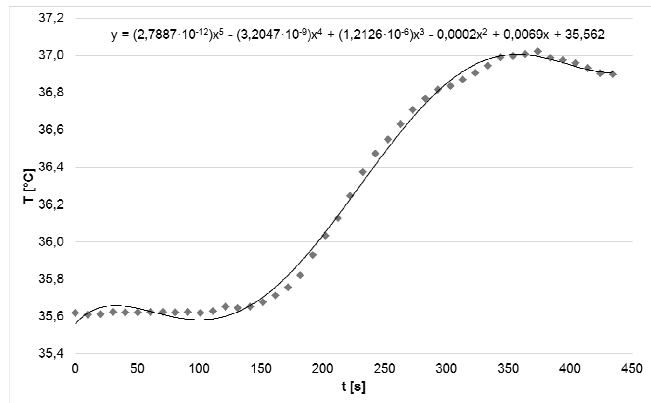
$$u(T) = \sqrt{u^2(\Delta T_s) + u^2(\Delta T_c) + u^2(\Delta T_{DAQ})}. \quad (2)$$

Zatem w celu określenia niepewności pomiaru temperatury $u(T)$ należy uwzględnić wariancję wynikającą z błędu losowego $u^2(\Delta T_s)$, błędu granicznego zastosowanego czujnika pomiarowego $u^2(\Delta T_c)$ oraz wariancję wynikającą z błędu granicznego układu akwizycji danych $u^2(\Delta T_{DAQ})$.

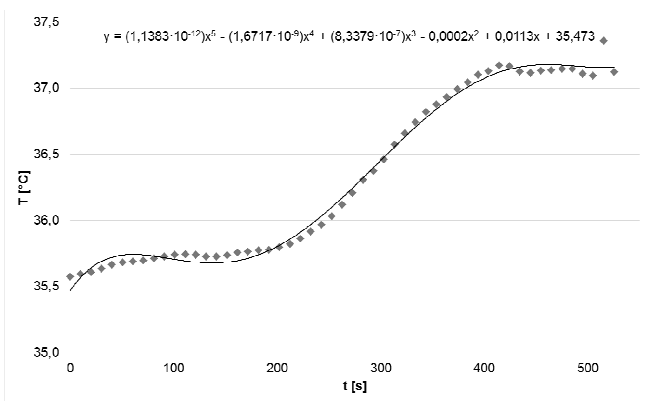
Wartość $u^2(\Delta T_s)$ wyznaczono jako wariancję typu A, natomiast obie pozostałe wartości wyznaczono jako wariancję typu B, na podstawie danych podanych przez producenta w specyfikacji czujnika oraz karty akwizycji.

3.1. Niepewność typu A

Uzyskane wyniki pomiaru temperatury potwierdziły, że funkcja $T(t)$ opisująca zmianę temperatury skóry człowieka podczas próby wysiłkowej jest funkcją silnie nieliniową (rys. 2 i rys. 3).



Rys. 2. Wyniki pomiaru temperatury T skóry uczestnika nr 1 podczas próby wysiłkowej w funkcji czasu t trwania badania



Rys. 3. Wyniki pomiaru temperatury T skóry uczestnika nr 2 podczas próby wysiłkowej w funkcji czasu t trwania badania

Niestety, przewodnik GUM nie podaje ścisłych wytycznych odnośnie szacowania niepewności pomiarów dynamicznych. Szczególnie problematyczne jest wyznaczanie niepewności typu A.

W referacie autorzy proponują wyznaczyć niepewność typu A jako odchylenie wyników pomiarów od wielomianu aproksymującego (wyższego rzędu) [11]. W tym celu najpierw metodą najmniejszych kwadratów dopasowano krzywą do punktów pomiarowych. Współczynniki wielomianu aproksymacyjnego a obliczono ręcznie, w programie Excel, wykorzystując jacobiany macierzy. Najlepsze rezultaty uzyskano dla wielomianów piątego stopnia (współczynnik korelacji na poziomie $R = 0,996$). Wyznaczone wielomiany aproksymacyjne wyników pomiarów dla uczestników nr 1 i 2 znajdują się odpowiednio na rysunku 2 i rysunku 3.

Następnie oszacowano niepewność typu A jako odchylenie wyników pomiarów od obliczonego wielomianu aproksymacyjnego zgodnie z zależnością [12]:

$$s = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n \left(y_i - \sum_{l=0}^m a_l x_i^l \right)^2}{n - m - 1}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n \varepsilon_i^2}{m - n - 1}} \quad (3)$$

gdzie:

s – średnie odchylenie standardowe krzywej aproksymującej od wyników pomiaru,
 y_i – wartości prawdziwe wyników pomiaru,
 a – współczynniki wielomianu aproksymacyjnego,
 n – liczba punktów aproksymowanych,
 m – stopień wielomianu aproksymacyjnego,
 ε_i – różnica pomiędzy wartościami prawdziwymi y_i a wartościami wielomianu aproksymującego ax_i .

Do dalszych rozważań przyjęto, iż średnie odchylenie standardowe s podniesione do kwadratu jest równe wariancji typu A pomiaru temperatury skóry człowieka:

$$s^2 = u^2(\Delta T_s) \quad (4)$$

W wyniku przeprowadzonych obliczeń uzyskano następujące wartości niepewności typu A odpowiednio dla pierwszego (rys. 2) i drugiego (rys. 3) badania:
 $u_1(\Delta T_s) = 0,04 \text{ }^\circ\text{C}$, $u_2(\Delta T_s) = 0,05 \text{ }^\circ\text{C}$.

3.2. Niepewność typu B

Wariancję $u^2(\Delta T_c)$ wyznaczono przyjmując normalny rozkład prawdopodobieństwa błędu ΔT_c [11], zgodnie z poniższą zależnością:

$$u^2(\Delta T_c) = \left(\frac{\Delta T_c}{2} \right)^2 \quad (5)$$

Wartość błędu granicznego δT_c przyjęto z normy PN-EN 60584-2 [13], w której tolerancja wykonania termoelementu typu T klasy 1 wynosi:

$$\Delta T_c = \pm 0,5 \text{ }^\circ\text{C} \quad (6)$$

Natomiast wariancję $u^2(\Delta T_{DAQ})$ obliczono, przyjmując prostokątny rozkład prawdopodobieństwa błędu ΔT_{DAQ} , zgodnie z poniższym wzorem:

$$u^2(\Delta T_{DAQ}) = \left(\frac{\Delta T_{DAQ}}{\sqrt{3}} \right)^2 \quad (7)$$

Z danych zawartych w karcie katalogowej modułu akwizycji NI 9211 [14] wynika, iż w przypadku pomiaru za pomocą termoelementu typu T, błąd graniczny jest równy:

$$\Delta T_{DAQ} = \pm 0,05 \text{ }^\circ\text{C} \quad (8)$$

Na podstawie przeprowadzonych analiz można stwierdzić, iż oszacowana niepewność typu B dla rozpatrywanego układu pomiarowego wynosi $0,25 \text{ }^\circ\text{C}$.

3.3. Niepewność rozszerzona

Niepewność standardowa pomiaru temperatury $u(T)$ została wyznaczona zgodnie z zależnością (2) i dla powyższych danych wynosi (dla obu przypadków):

$$u(T) = 0,25 \text{ }^\circ\text{C} \quad (9)$$

Niepewność rozszerzona pomiaru temperatury $U(T)$, dla współczynnika rozszerzenia $k=2$ (co odpowiada

w przybliżeniu prawdopodobieństwu rozszerzenia 95%) [11], wynosi:

$$U(T) = 2u(T) = 0,50 \text{ }^\circ\text{C} \quad (10)$$

Budżet niepewności estymaty temperatury $36,26 \text{ }^\circ\text{C}$ (wyznaczony na podstawie wyników uzyskanych podczas próby wysiłkowej uczestnika nr 1) podano w Tabeli 1.

Tabela 1. Budżet niepewności estymaty temperatury $36,26 \text{ }^\circ\text{C}$

Wielkość X_n	Estymata wielkości x_n	Wariancja standardowa $u^2(x_n)$	Rozkład prawdopodobieństwa	Współczynnik wrażliwości c_n	Udział w wariancji złożonej $u_n^2(y)$
\bar{T}	$36,26 \text{ }^\circ\text{C}$	$0,18\text{E-}3 \text{ }^\circ\text{C}^2$	normalny	$1,00 \text{ }^\circ\text{C}/^\circ\text{C}$	$0,18\text{E-}3 \text{ }^\circ\text{C}^2$
T_s	$0,00 \text{ }^\circ\text{C}$	$1,60\text{E-}3 \text{ }^\circ\text{C}^2$	normalny	$1,00 \text{ }^\circ\text{C}/^\circ\text{C}$	$1,60\text{E-}3 \text{ }^\circ\text{C}^2$
T_c	$0,00 \text{ }^\circ\text{C}$	$0,06 \text{ }^\circ\text{C}^2$	normalny	$1,00 \text{ }^\circ\text{C}/^\circ\text{C}$	$0,06 \text{ }^\circ\text{C}^2$
T_{DAQ}	$0,00 \text{ }^\circ\text{C}$	$0,83\text{E-}3 \text{ }^\circ\text{C}^2$	prostokątny	$1,00 \text{ }^\circ\text{C}/^\circ\text{C}$	$0,83\text{E-}3 \text{ }^\circ\text{C}^2$
Niepewność standardowa $u(i)$					$0,25 \text{ }^\circ\text{C}$
Niepewność rozszerzona $U(i)$					$0,50 \text{ }^\circ\text{C}$

W tabeli 2 zaprezentowano budżet niepewności estymaty temperatury dla $36,33 \text{ }^\circ\text{C}$ (wyznaczony na podstawie wyników uzyskanych podczas próby wysiłkowej uczestnika nr 2).

Tabela 2. Budżet niepewności estymaty temperatury $36,33 \text{ }^\circ\text{C}$

Wielkość X_n	Estymata wielkości x_n	Wariancja standardowa $u^2(x_n)$	Rozkład prawdopodobieństwa	Współczynnik wrażliwości c_n	Udział w wariancji złożonej $u_n^2(y)$
\bar{T}	$36,33 \text{ }^\circ\text{C}$	$0,18\text{E-}3 \text{ }^\circ\text{C}^2$	normalny	$1,00 \text{ }^\circ\text{C}/^\circ\text{C}$	$0,18\text{E-}3 \text{ }^\circ\text{C}^2$
T_s	$0,00 \text{ }^\circ\text{C}$	$2,50\text{E-}3 \text{ }^\circ\text{C}^2$	normalny	$1,00 \text{ }^\circ\text{C}/^\circ\text{C}$	$2,50\text{E-}3 \text{ }^\circ\text{C}^2$
T_c	$0,00 \text{ }^\circ\text{C}$	$0,06 \text{ }^\circ\text{C}^2$	normalny	$1,00 \text{ }^\circ\text{C}/^\circ\text{C}$	$0,06 \text{ }^\circ\text{C}^2$
T_{DAQ}	$0,00 \text{ }^\circ\text{C}$	$0,83\text{E-}3 \text{ }^\circ\text{C}^2$	prostokątny	$1,00 \text{ }^\circ\text{C}/^\circ\text{C}$	$0,83\text{E-}3 \text{ }^\circ\text{C}^2$
Niepewność standardowa $u(i)$					$0,25 \text{ }^\circ\text{C}$
Niepewność rozszerzona $U(i)$					$0,50 \text{ }^\circ\text{C}$

Zgodnie z powyższymi szacunkami niepewności, wyniki pomiaru temperatury obu uczestników próby wysiłkowej można zapisać jako:

- uczestnik nr 1: $T = (36,26 \pm 0,50) \text{ }^\circ\text{C}$,
- uczestnik nr 2: $T = (36,33 \pm 0,50) \text{ }^\circ\text{C}$.

4. PODSUMOWANIE

W artykule przedstawiono zagadnienie dotyczące szacowania niepewności pomiaru temperatury w wybranych punktach ciała człowieka podczas próby wysiłkowej metodą opartą na Przewodniku GUM z zastosowaniem prawa propagacji niepewności. W celu określenia niepewności pomiaru temperatury autorzy przedstawili metodologię postępowania, w której uwzględniono zarówno niepewność typu A, wynikającą z błędu losowego oraz niepewność typu B zależną od błędu granicznego zastosowanego czujnika pomiarowego oraz od błędu granicznego układu akwizycji danych.

Wyniki uzyskanych analiz pozwalają określić, jakiej niepewności można się spodziewać dokonując pomiarów temperatury zaprojektowanym systemem.

Na podstawie otrzymanych wyników dla czujników temperatury można stwierdzić, iż niepewność typu A jest o jeden rząd mniejsza niż niepewność typu B.

Dla rozpatrywanych w artykule przypadków pomiaru temperatury, których estymaty wynoszą odpowiednio $T = 36,26\text{ }^{\circ}\text{C}$ oraz $T = 36,33\text{ }^{\circ}\text{C}$, uzyskano oszacowaną niepewność o wartości $0,50\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Należy pamiętać, iż wyznaczanie wielomianów aproksymujących dla każdego z badanych przypadków należy wykonywać niezależnie, gdyż dynamika zmian temperatury podczas próby wysiłkowej jest ściśle powiązana z indywidualnymi cechami fizjologicznymi badanych osób.

Zdaniem autorów, obliczona na podstawie opracowanej metodologii wartość niepewności funkcji przetwarzania dla czujników temperatury, potwierdza zasadność ich stosowania do celów pomiaru dynamicznych zmian temperatury skóry podczas testu wysiłkowego.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Dzwonkowski A., Golijanek-Jędrzejczyk A., Rafiński L.: Szacowanie niepewności pomiaru temperatury skóry metodą Monte Carlo, Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej, nr 34 (2013), s.21-24.
2. Barker A.R, Williams C.A, Jones A.M, Armstrong N.: Establishing maximal oxygen uptake in young people during a ramp cycle test to exhaustion, Br J Sports Med., 45(6), 2011, p. 498-503.
3. Rafiński L., Łuszczyk M.: A measurement system for children endurance tests, Poznan University of Technology Academic Journals. Electrical Engineering. Computer Applications in Electrical Engineering, iss. 72, 2012, p. 57-64, ISSN 1897-0737.
4. Bongers B.C., Hulzebos E.H.J., Van Brussel M., Takken T.: Pediatric Norms for cardiopulmonary Exercise Testing, Uitgeverij BOXPress, s²-Hertogenbosch, 2:3, 2012, p. 30-34.
5. Falk B.: Effects of thermal stress during rest and exercise in the paediatric population, Sports Medicine, 25 (4), 1998, p. 221-40.
6. Chin Leong Lim, Chris Byrne, Jason K.W. Lee: Human Thermoregulation and Measurement of Body Temperature in Exercise and Clinical Settings, Annals, Academy of Medicine, Singapore 2008.
7. Inbar O., Morris N., Epstein Y., Gass G.: Comparison of thermoregulatory responses to exercise in dry heat among prepubertal boys, young adults and older males, Experimental Physiology, 89 (6), 2004, p. 691-700.
8. Evaluation of measurement data — An introduction to the Guide to the expression of uncertainty in measurement and related documents, JCGM 104:2009.
9. Evaluation of measurement data — Guide to the expression of uncertainty in measurement - JCGM 100:2008, GUM 1995 with minor corrections, First edition, September 2008.
10. Piotrowski J., Kostyrko K.: Wzorcowanie aparatury pomiarowej. Wydanie II zmienione i uaktualnione, PWN, Warszawa 2012.
11. Taylor J. R. Wstęp do analizy błęd pomiarowego, WN PWN, Warszawa 1995.
12. Tomašević N., Tomašević M., Stanivuk T.: Regression analysis and approximation by means of Chebyshev polynomial, Informatologia 42, 2009., 3, 166-172.
13. PN-EN 60584-2: Termoelementy – Tolerancje, 1997.
14. NI 9211, Datasheet, ni.com, 20.12.2012.

ESTIMATION OF UNCERTAINTY OF MEASUREMENT OF HUMAN SKIN TEMPERATURE DURING THE EXERCISE STRESS TEST

The team made up of the authors, has developed a new, non-invasive method of measuring the temperature of the human body selected points during the exercise test. For the purposes of the measurement a thermoelectric sensor has been used, which provided the required accuracy of the skin temperature dynamics changes during the exercise test.

The paper presents a methodology for estimating the combined uncertainty in measuring the temperature of human skin, using a method based on the GUM guide.

The results obtained from analysis can help determine which measurement uncertainty can be expected making temperature measurements using the designed system.

On the basis of the results for temperature sensors it can be concluded that the uncertainty of type A is about one order smaller than the uncertainty Type B. For cases considered in the article temperature measurement, which estimates amount to $T = 36.26\text{ }^{\circ}\text{C}$ and $T = 36.33\text{ }^{\circ}\text{C}$, that the estimated uncertainty of $0.50\text{ }^{\circ}\text{C}$.

It should be noted that the determination of approximating polynomials for each of the cases must be performed separately, because the dynamics of change of the temperature during exercise testing is closely connected with individual physiological features of each person.

Keywords: temperature measurement, measurement uncertainty, CPET.

ENERGY- SAVING FAN

Zbigniew GORYCA

Kielce University of Technology
tel.: 601-25-05-30

e-mail: zgoryca@tu.kielce.pl

Abstract: The paper presents a fan with DC brushless motor used to circulate air in the combustion chamber of a solid-fuel furnace. A way of constructing the permanent magnet motor using much less steel and copper than present motors has been shown. Thanks to the use of sensorless control, the control system of the motor is simple and allows continuous speed control. The fan with a new motor consumes much less energy than the one with three-phase asynchronous motor. The motor and control system can be applied in other fans.

Keywords: fan, brushless motor, sensorless control.

1. INTRODUCTION

There is a widespread belief that high performance motors should not be used in the drives with rated power of approx. 200 W as higher price of motors and control systems is not compensated by lower energy consumption. However, when the number of fans is sufficiently big (e.g. in the extruder for the production of PET bottles there are 8 to 40 fans) energy savings can be significant. Therefore, a new system was designed. The paper describes the modernization of the DNG 2-2.5 fan. It is a small centrifugal fan produced in Austria supplying 210^3 m of air per hour. The fans of this type use three-phase asynchronous motors with a power of 150 W and a rated speed of 2650 rpm. The paper presents a new fan drive of much higher efficiency. New drive is built on the basis of a brushless DC motor with a power of 100 W. Using this type of motor eliminates problems connected with motor start in asynchronous motors and guarantees stepless speed control in a wide range [3, 4, 5, 9, 14]. In addition, when using the supply voltage of 24V, the fan can be fed from a battery (for example a car battery) in case of no power grid. Low, supply voltage improves safety of the extruder operation.

2. DESIGN ASSUMPTIONS

When designing the construction of the fan it was assumed that as much as possible should be used of the existing solution. We used the existing rotor and case of the fan, while changing only the motor driving the fan. We designed a new, brushless DC motor with permanent magnets, since this is the only type of motor guaranteeing a high efficiency at low power. Due to the quickness and easiness of assembly and the price of the magnets, we adopted a solution with cubic, neodymium interior magnets. A further advantage of this design choice is the impossibility

of the magnets becoming unglued and of the associated motor failures. It was assumed that the supply voltage is 24 V and the speed of the fan should be controllable in a range of between 500 and 2700 rpm.

3. DESIGN AND FUNCTION OF THE SYSTEM

The drive system of the fan consists of a brushless DC motor and a control system based around a specialized processor. In typical applications three signals describing the position of the rotor with respect to the stator are needed for correct operation. Sensorless control [1, 2, 6, 7, 8, 10, 11, 12, 13] was used in the presented drive, which additionally reduced the cost of the drive and improved its reliability. The controller uses a measurement of the rotation voltage in an unpowered phase of the coil [6] to sense the position of the rotor. In Figure 1, we show the magnetic circuit of our motor. Computations of the properties of this circuit were conducted in the FEMM 2015 software. Figures 2, 3 and 4 show the internal construction and the view of a complete fan. In Figure 5 we show a block diagram of the control system with a marked spot where a battery can be connected in case of failure, while Figure 8 shows the complete control system of the designed motor.

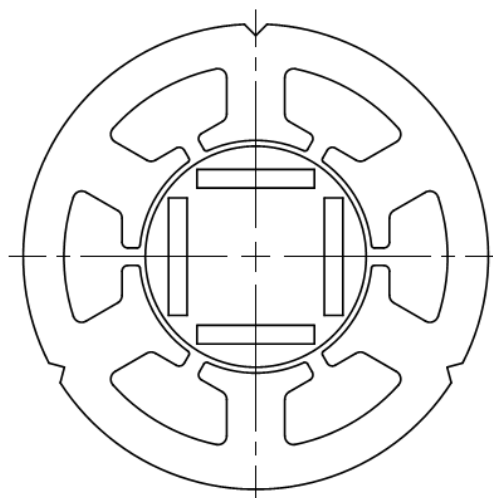


Fig. 1. Magnetic circuit of the designed motor

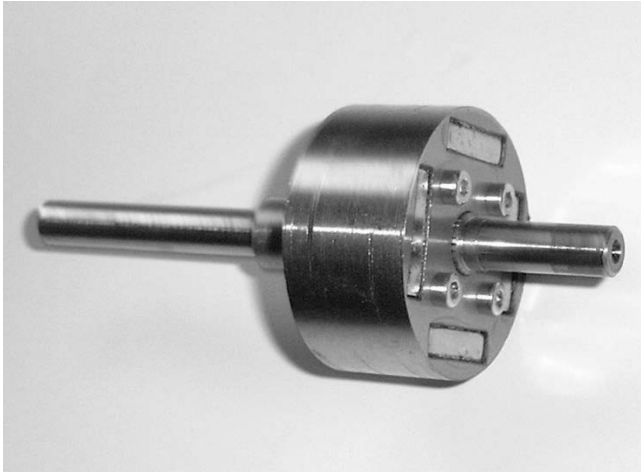


Fig. 2. View of the rotor

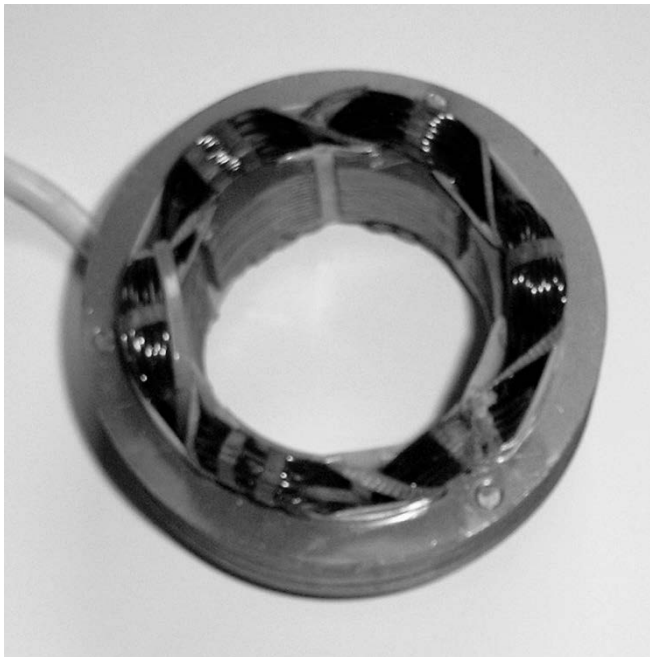


Fig. 3. View of the stator with coils



Fig. 4. View of the fan with the designed motor

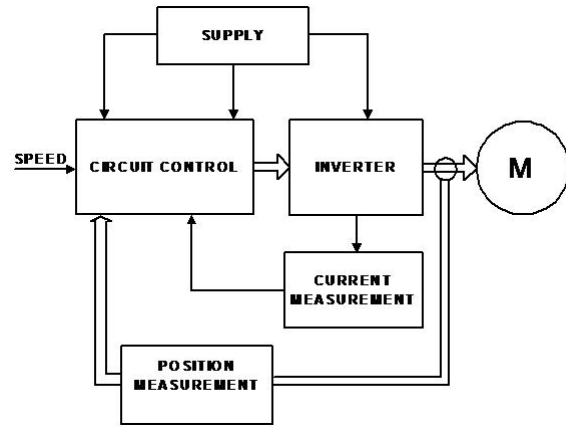


Fig. 5. Block diagram of the motor power system

A sensorless control system using a voltage measurement in unpowered coil was used to power the motor. By determining the zero crossing of the back emf one can easily control the motor. The easiest way of controlling the motor with back emf is the observation of the neutral point voltage. The ideal voltage waveforms at this point are shown in Figure 6, and the actual ones in Figure 7.

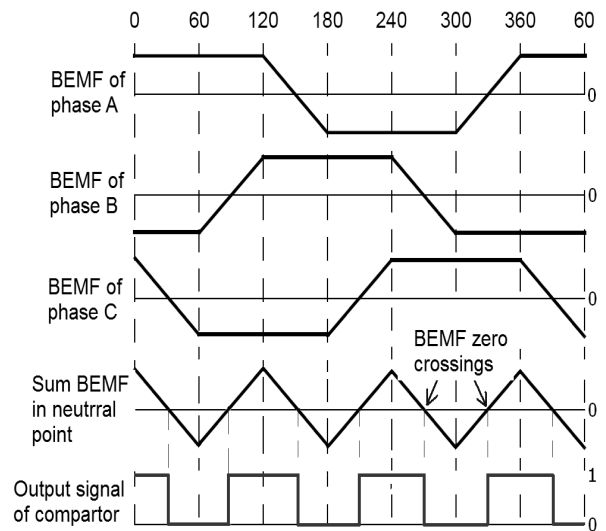


Fig. 6. Ideal waveforms of back emf and their sum in the neutral point

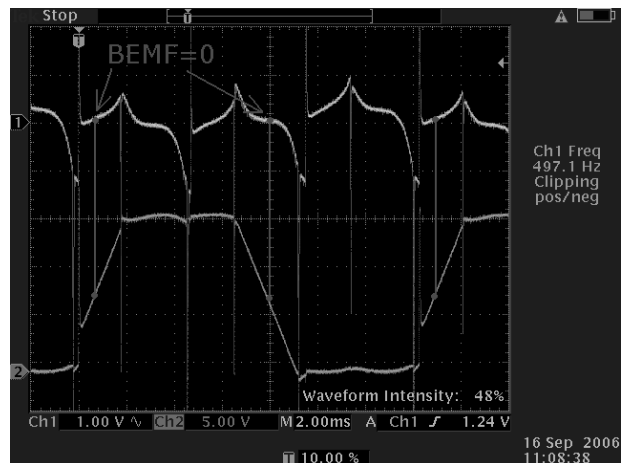


Fig. 7. Actual voltage waveform in neutral point (yellow) and back emf of one phase (blue) with marked zero crossings

The instant back emf crosses zero in unpowered phase is not synonymous with the switching-on of further transistors of the circuit shown in Figure 5. To determine the instant of inverter valve commutation one has to use a delay depending on the speed of the rotor in which the rotor covers the distance equal to 30 electrical degrees. Methods based on the observation of the back emf can be used for rotational speeds ranging from 10 to 100%. Below these values, the back emf is too small to properly determine the position of the rotor [5], [10]. Figure 8 shows a control system constructed according to the described principle of operation.

The waveforms in Figures 6 and 7 illustrate the case when the engine has a maximum speed resulting from power supply and motor parameters. For the rotational speed to be smaller than the maximum one, with group of inverter valves switched on, PWM is used for adjustment and the rotational speed of the motor depends on pulse width modulation. To reduce the switching losses in the inverter PWM control is conducted only by lower or upper transistors. In our case are upper inverter transistors. The system presented in Figure 5 was designed on the basis of a dedicated processor TB6575 and VMOS power transistors with n and p channels. Figure 8 shows the designed control system operating according to the principle of sensorless control.

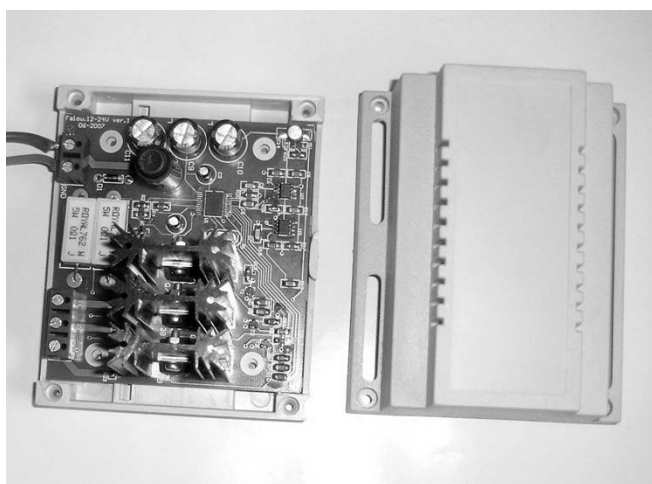


Fig. 8 View of power system supplying fan motor

As can be seen in Figure 8 inverter power transistors are placed on three radiators and the entire system is installed in a small, typical housing mounted on a rail.

4. FAN TESTS

System tests included motor start-up and operation checks for rotational speeds ranging from 500 to 2700 rpm under normal supply voltage as well as supply voltage reduced by 15%. In all cases, for different rotational speeds and reduced voltage, the operation of the drive was stable, and there were no problems during start-up. The fan with the new motor was compared with the existing one in terms of power consumption under rated supply voltage. The fan with asynchronous motor with supply voltage 3x380 V and the speed of 2650 rpm consumes 105 VA. The same fan with the new brushless DC motor, supply voltage of 24 V and the same rotational speed consumes 32.2 W.

5. CONCLUSIONS

The presented fan is only slightly more expensive than the one used so far and ensures a stable and adjustable rotational speed in a wide range of 500 to 2700 rpm. The low price results from both the simplicity of the motor itself and a small number of elements of the control system. As demonstrated by the measurements the fan uses three times less energy at the same rotational speed, that is, for the same amount of forced air. When using the nominal voltage of 24 V, the fan can be powered from a battery. This is important in case of power grid outage. Material savings are also significant here. Their scale – the reduction of the magnetic circuit and coil weight is evidenced in Figure 9 presenting the asynchronous three-phase motor used so far and a new brushless DC motor.

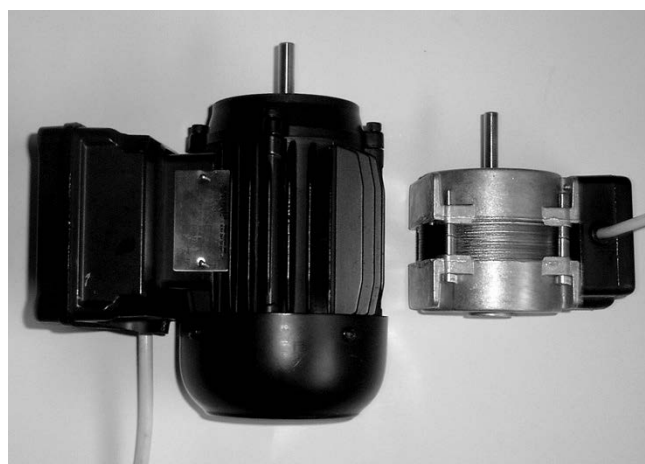


Fig. 9. Used and new fan motor

The use of permanent magnet modern motors in small electrical drives contributes to significant reduction of energy consumption and material savings. With long-term operation slightly increased manufacturing costs of the drives are compensated by low energy and operating costs. The presented fan is currently being tested in real production conditions, in the extruder.

6. BIBLIOGRAPHY

1. Chen H., Liaw C.: Current-mode control for sensorless BLDC drive with intelligent commutation tuning, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, No 5, 2002, p. 747-756.
2. Ertugrul N., Acarnley P.: A New algorithm for sensor less operations of permanent magnet motors, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No 3, 1994, p. 126-133.
3. Glinka T.: Maszyny elektryczne wzbudzone magnesami trwałymi, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 2002.
4. Goryca Z.: Napęd z bezczujnikowym, bezszczotkowym silnikiem prądu stałego, XLII International Symposium on Electrical Machines SME2006, Cracow, Poland, July 3-6, 2006, s. 359-362.
5. Goryca Z.: Niskonapięciowy układ napędowy z bezszczotkowym silnikiem prądu stałego, X Konferencja „Problemy Eksploatacji Maszyn i Napędów Elektrycznych”, Ustroń 28-30 maj, 2003, s. 59-61.

6. Goryca Z., Pakosz A.: Bezcujnikowe sterowanie bezszczotkowego silnika prądu stałego, *Przegląd Elektrotechniczny* nr 6, 2008, s. 172-174.
7. Janiszewski D.: Nowy obserwator oparty na filtrze Kalmana dla bezcujnikowego napędu z silnikiem synchronicznym o magnesach trwałych, *SENE*, Łódź 2007, s. 181-186.
8. Kumar R., Padmanaban S. V.: An Artificial neural network based rotor position estimation for sensorless permanent magnet brushless motor drive, *32 Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, IECON 06*, 2006, p. 649-654.
9. Krykowski K., *Silnik PM BLDC w napędzie elektrycznym analiza, właściwości, modelowanie*, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 2011.
10. Park B.G., Kim T.S., Ryu J.S., Huyn D.S.: Fuzzy back EMF observer for improving performance of sensor less brushless DC motor drive, *Power Electronics Conference and Exposition 2006, APEC 06*, p. 674-678.
11. Siostrzonek T.: Bezcujnikowy układ napędowy z bezszczotkowym silnikiem prądu stałego z magnesami trwałymi sterowany systemem proporcjonalnym do momentu, *Rozprawa doktorska*, AGH, Kraków, 2008.
12. Wiśniewski J., Koczara W., Dobroń P.: Analiza momentu rozruchowego silnika z magnesami trwałymi przy zastosowaniu metody HPI. *Przegląd Elektrotechniczny* nr 2/2010, s. 77-81.
13. Wiśniewski J., Jakubowski P., Koczara W.: Metoda PIPCRM do identyfikacji położenia biegunów silnika z magnesami trwałymi o polu osiowym w układzie napędowym bez czujnika mechanicznego, *XLII Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych*, Poznań 2007, s. 276-279.
14. Zawirski K.: *Sterowanie silnikiem synchronicznym o magnesach trwałych*, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 2005.

ENERGOOSZCZĘDNY WENTYLATOR

W pracy pokazano nowy napęd z bezszczotkowym silnikiem prądu stałego przeznaczony do wentylatora używanego w nadmuchu powietrza w ekstruderze do produkcji butelek PET. W dotychczas stosowanych w tych urządzeniach wentylatorach używano trójfazowych silników asynchronicznych małej mocy. Ze względu na dużą liczbę używanych wentylatorów – do 40 sztuk w jednym ekstruderze, pobór energii przez wentylatory jest znaczny. Z tego względu zdecydowano się na opracowanie nowej konstrukcji napędu wentylatora o zmniejszonym poborze energii. Opracowany napęd składa się z bezszczotkowego silnika prądu stałego oraz z energoelektronicznego układu sterowania pracą silnika. W artykule pokazano konstrukcję silnika z magnesami trwałymi, na który zużyto znacznie mniej żelaza i miedzi w porównaniu z silnikiem dotychczas stosowanym. W silniku nie ma czujników położenia wirnika i dlatego w układzie sterowania wykorzystano procedurę określania położenia wirnika na podstawie pomiaru napięcia w punkcie neutralnym uzwojenia. Dzięki zastosowaniu sterowania bezcujnikowego zmniejszono liczbę połączeń układu sterowania z silnikiem. Zastosowanie w układzie sterowania specjalizowanego procesora uprościło ten układ i umożliwiło płynną regulację prędkości obrotowej. Wentylator z nowym układem napędowym zużywa znacznie mniej energii niż wentylator z asynchronicznym silnikiem trójfazowym stosowanym dotychczas. Opracowany silnik i układ sterowania może być również stosowany w wentylatorach o innym przeznaczeniu.

Słowa kluczowe: wentylator, silnik bezszczotkowy, sterowanie bezcujnikowe.

WPLYW MECHANIZMU INDEKSOWANIA DANYCH NA SZYBKOŚĆ REALIZACJI ZAPYTAŃ SQL

Wanda GRYGLEWICZ-KACERKA¹, Jarosław KACERKA²

1. Politechnika Łódzka, Wydział Fizyki Technicznej, Informatyki i Matematyki Stosowanej
tel.: 601 230 683 e-mail: wkacerka@p.lodz.pl
2. Politechnika Łódzka, Wydział Elektrotechniki, Elektroniki, Informatyki i Automatyki
tel.: 600 071 801 e-mail: jaroslaw.kacerka@p.lodz.pl

Streszczenie: Przedmiotem pracy jest analiza doświadczalna wpływu wybranych metod indeksowania na czas wykonania polecenia SQL. Badaniom poddano bazę testową wydzieloną z rzeczywistego systemu bankowego. Pomiar czasu wykonania zapytania SQL wykonano dla tabel zawierających do 1000000 rekordów. Badania przeprowadzono dla tabel nie zawierających indeksów oraz tabel zawierających indeksy. Do badań wykorzystano relacyjny system zarządzania bazą danych oparty na Oracle 9. Wyniki badań doświadczalnych pozwoliły na modernizację pracy systemu bankowego.

Słowa kluczowe: indeksowanie, wydajność zapytań SQL, bazy danych.

1. WSTĘP

W każdym projekcie wykorzystującym relacyjną bazę danych, pojawia się problem związany z wydajnością oraz szybkością realizacji zapytań SQL. W celu zmniejszenia czasu wykonywania operacji wyszukiwania danych podczas realizacji zapytań SQL wykorzystuje się indeksy. Indeksy mogą być definiowane na jednym lub kilku atrybutach relacji (zbiorze atrybutów).

W niniejszej pracy badano czas realizacji zapytań SQL. Badania przeprowadzono dla bazy nie zawierającej indeksów oraz dla bazy zawierającej różnego rodzaju indeksy (indeks B-drzewo, bitmapowy, funkcyjny, odwrocony, połączeniowy).

W dokumentacji technicznej Oracle określone są charakterystyczne sytuacje, w których wskazane jest korzystanie z mechanizmu indeksowania:

- indeks powinien zostać stworzony w przypadku, gdy wielokrotnie mamy do czynienia z sytuacją, w której jako wynik zapytań zwracanych jest mniej niż 15 % rekordów pochodzących z dużej tabeli.
- indeksowaniu powinny podlegać kolumny służące do przeprowadzenia złączenia wielu tabel.
- w pewnych okolicznościach zachodzi konieczność założenia indeksów na kluczach głównych, unikalnych lub obcych. Oracle automatycznie tworzy indeksy tylko dla kluczy głównych i unikalnych.

Zaleca się stosować indeksy do kolumn, które charakteryzują się cechą: wartości w kolumnie cechuje unikalność, dane w kolumnie odznaczają się szerokim zakresem wartości, dane zawarte w kolumnie cechuje

niewielki zakres wartości, kolumna zawiera dużą liczbę wartości typu null, ale zapytania dotyczące tych danych w większości przypadków zwracają wszystkie rekordy, które zawierają wartość. Nie należy indeksować: kolumn, które zawierają dane typu LONG RAW i LONG, danych w kolumnie zawierającej dużą ilość wartości null.

System Oracle (w wersji powyżej 10) jest wyposażony w narzędzie analizy czasu wykonywania zapytań SQL. System Oracle 9 nie posiadał jeszcze wielu udogodnień. Wyniki analizy planów zapytań pozwalają odpowiedzieć na pytanie czy zdefiniowany indeks pozwoli na znaczne zwiększenie szybkości wykonywania zapytania. Jeśli odpowiedź jest negatywna to zwykle system Oracle proponuje utworzenie bardziej wydajnego planu wykonania, który to opierałaby się na wykorzystaniu nowego indeksu, którego w bazie jeszcze nie było.

2. BADANIA MODELOWE

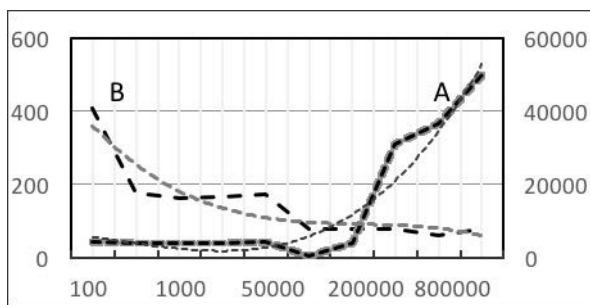
Badania modelowe zostały wykonane dla potrzeb banku, w którym zainstalowano systemem bankowy przeznaczony do kompleksowej obsługi klientów banku - EuroBank On-line (zaprojektowany w Oracle 9). Badania testowe przeprowadzone zostały na zbiorze testowym odzwierciedlającym rzeczywisty system bankowy.

Przyjęto następujące założenia: zbiór testowy składa się z pięciu tabel, użytkownik ma możliwość generowania dowolnej liczności rekordów dla czterech tabel (klienci, pracownicy, produkty, zamówienia), piąta tabela (szczegóły zamówień) stanowi tabelę połączeniową pomiędzy tabelami powiązanymi relacją wiele do wielu. W ramach prowadzenia testów możliwy jest pomiar czasu wykonania wybranego zapytania.

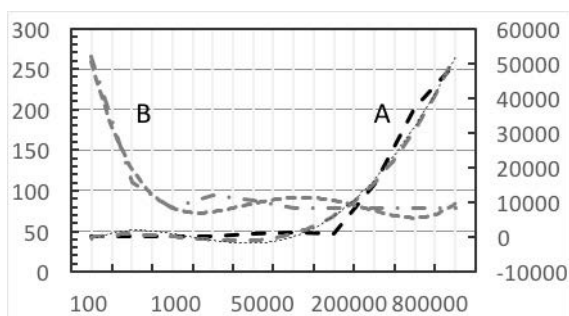
Przeprowadzone badania miały na celu:

- pomiar czasu wykonywania zapytania dla bazy nie zawierającej indeksów,
- pomiar czasu wykonywania zapytania dla bazy z indeksami,
- określenie, które rodzaje indeksów najlepiej sprawdzają się dla określonych typów danych,
- przeanalizowanie czasu wykonywania zapytań dla różnych typów indeksów oraz różnej wielkości tabel.

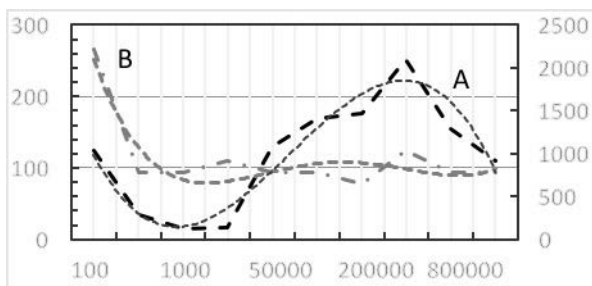
Na rysunkach przedstawione zostały przykładowe wyniki pomiarów (otrzymane z zapytań SQL wyszukujących dane).



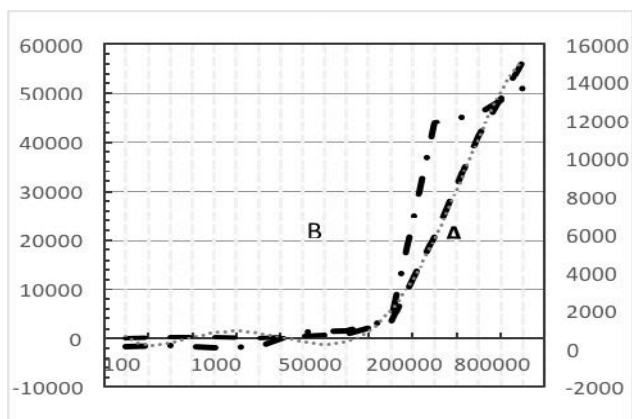
Rys. 1. Czas wykonania zapytania w funkcji ilości rekordów w ms (A-niewykorzystującego indeksu, B-z wykorzystaniem indeksu B-drzewo na jednej kolumnie (dane typu tekst))



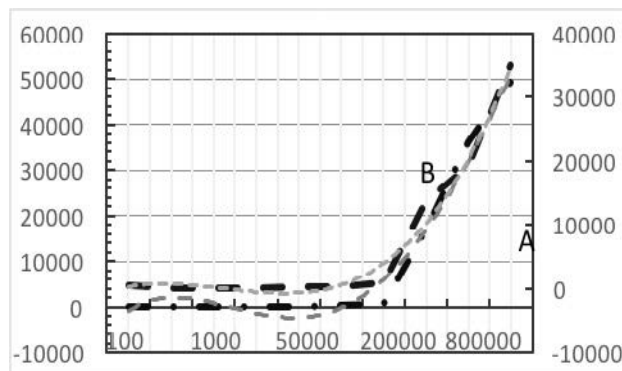
Rys. 2. Czas wykonania zapytania w funkcji ilości rekordów w ms (A-niewykorzystującego indeksu, B-z wykorzystaniem indeksu B-drzewo na dwóch kolumnach (dane typu tekst))



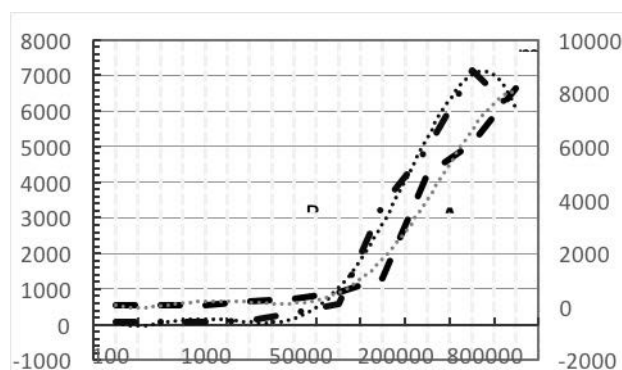
Rys. 3. Czas wykonania zapytania w funkcji ilości rekordów w ms (A-niewykorzystującego indeksu, B-z wykorzystaniem indeksu B-drzewo na jednej kolumnie (dane typu liczba))



Rys. 4. Czas wykonania zapytania w funkcji ilości rekordów w ms (A-niewykorzystującego indeksu, B-z wykorzystaniem indeksu bitmapowego na trzech kolumnach (dane typu tekst))



Rys. 5. Czas wykonania zapytania w funkcji ilości rekordów w ms (A-niewykorzystującego indeksu, B-z wykorzystaniem indeksu funkcyjnego na kolumnach (dane typu tekst))



Rys. 6. Czas wykonania zapytania w funkcji ilości rekordów ms (A-niewykorzystującego indeksu, B-z wykorzystaniem indeksu odwróconego na jednej kolumnie (dane typu tekst))

3. WYNIKI BADAŃ

Otrzymane wyniki badań pozwalają określić skuteczność działania poszczególnych struktur indeksowych (na skrócenie czasu wykonywania zapytania) dla różnej wielkości tabel. W tabeli 1 podano wyniki pomiarów oraz obliczenia.

Z przedstawionej tabeli 1 wynika, że indeks prosty typu B-drzewo, szczególnie dla dużej ilości rekordów, znacznie zmniejszył czas wykonania zapytania (tabela 1, poz. 1, 2, 5, 6) zarówno dla dużej oraz małej liczby wierszy w tabeli.

Indeks złożony typu B-drzewo (założony na dwóch i trzech kolumnach) skutecznie zmniejszył czas odpowiedzi zapytania SQL proporcjonalnie do liczby wierszy w tabeli (tabela 1, poz. 3, 4, 9, 10).

Indeks prosty typu B-drzewo założony na kolumny przechowujące dane w postaci liczbowej, pozwala nieznacznie skrócić czas oczekiwania na odpowiedź w porównaniu z wynikami otrzymanymi dla danych typu tekstowego (tabela 1, poz. 7, 8).

Indeks bitmapowy założony na jednej kolumnie typu tekst w czasie przeprowadzonych badań nieznacznie skrócił czas wykonywania zapytania (tabela 1, poz. 11, 12).

Indeks funkcyjny zdefiniowany na kolumnie tekstowej spowodował nieznaczną poprawę szybkości wykonywania zapytania. Zapytanie wykorzystywało określoną kolumnę jako parametr funkcji.

Tabela 1. Wyniki badań doświadczalnych

(A - tabele bez indeksów, B - tabele z indeksami, D – krotność A/B dla 100 rekordów, E – krotność A/B dla 1000000 rekordów)

l.p.		Liczba rekordów	100	500	1000	10000	50000	100000	200000	500000	1000000	D	E	Rysunek nr.
1	Indeks - tekst	A (ms)	4453	3968	3969	4063	4375	313	3953	30969	36437	10,9	639,8	Rys. 1
2	B-drzewo	B (ms)	407	177	161	166	172	78	78	78	62			
3	Indeks - tekst, tekst	A (ms)	62	156	93	125	812	1266	1000	15391	37000	0,2	631,1	Rys. 2
4	B-drzewo	B (ms)	266	110	78	94	88	78	79	78	78			
5	Indeks - liczba	A (ms)	203	62	109	141	203	563	312	15406	36516	0,5	637,8	Rys. 3
6	B-drzewo	B (ms)	391	110	109	281	601	625	78	81	78			
7	Indeks - liczba, liczba	A (ms)	1032	281	125	141	1078	1406	1469	2094	1296	3,9	9,8	
8	B-drzewo	B (ms)	265	94	93	110	94	94	78	125	93			
9	Indeks - tekst, tekst, liczba	A (ms)	297	110	156	516	1610	1640	1985	20578	41157	0,5	619,0	
10	B-drzewo	B (ms)	547	93	78	79	187	79	79	140	157			
11	Indeks - tekst	A (ms)	125	203	156	140	438	844	3234	20922	41250	0,9	4,1	Rys. 4
12	bitmapowy	B (ms)	140	172	78	141	922	985	1547	11875	12359			
13	Indeks - tekst	A (ms)	78	125	78	109	203	250	813	17125	35922	0,1	1,4	Rys. 5
14	funkcyjny	B (ms)	532	78	79	78	172	235	984	17625	16250			
15	Indeks - tekst	A (ms)	63	78	79	78	234	172	1312	3969	4250	0,8	50,7	Rys. 6
16	odwrócony	B (ms)	79	109	82	156	94	78	78	63	78			
17	Indeks - tekst, liczba	A (ms)	1547	3266	4968	2797	1427	8047	14734	10406	15578	1,0	1,2	
18	bitmapowy połączeniowy	B (ms)	1500	4406	2609	2782	14109	2906	8500	8907	18141			

Nieznaczna poprawę szybkości wykonania zapytania dla tabel o dużej liczności rekordów, natomiast dla małych tabel czas wykonania zapytania nie malał a wręcz wzrósł! (rys. 5).

Indeks odwrócony założony na kolumnę przechowującą dane tekstowe przyspiesza wykonanie zapytania w dość znacznym stopniu dla tabel zawierających bardzo dużą liczbę rekordów. Indeks odwrócony nie nadaje się do indeksacji danych odznaczających się małą różnorodnością i małą selektywnością. Indeks odwrócony jest wykorzystywany do procesu indeksacji sekwencji.

Indeks połączeniowy opiera się na złączeniu tabel. Efekt wzrostu szybkości nieznaczny. Ten typ indeksu tworzony jest dla operacji równościowego połączenia dwóch lub większej ilości relacji, jest on stosowany dla zapytań łączących relacje (tabela 1, poz. 17, 18).

Utworzenie dwóch różnych rodzajów indeksów indeksu B-drzewa i indeksu bitmapowego dla dwóch różnych kolumn tabeli spowodowało niewielki wzrost przyspieszenia wykonywania zapytania dla tabel o niewielkiej liczności (około 50%) i znacznie większy dla tabel o dużej liczności rekordów (około 100%).

4. WNIOSKI KOŃCOWE

Analiza uzyskanych wyników badań wykazała, że użycie indeksów w większości badanych przypadków pozwala znacznie skrócić czas oczekiwania na wyniki

zapytania SQL, szczególnie dla tabel zawierających duże ilości rekordów. W badanych przypadkach to zmniejszenie czasu było nawet kilkasetkrotne.

Przedstawione wyniki badań doświadczalnych (wykonanych na zbiorze testowym) pozwoliły ocenić różne metody indeksacji danych oraz ich przydatność do skrócenia czasu wykonywania zapytania.

Wyniki badań oraz wnioski wysnute na podstawie przeprowadzonych testów mogą posłużyć administratorom bądź programistom baz danych, którzy stają przed dylematem utworzenie struktur indeksowych w bazie danych. Analiza wyników badań może znacząco pomóc w podjęciu trafnej decyzji doboru struktury indeksowej do zadanej sytuacji.

Pewną trudność, którą udało się pokonać, stanowiło utworzenie uniwersalnego zbioru testowego, który charakteryzował się funkcjonalnością pozwalającą na jednoczesne definiowanie różnych rodzajów struktur indeksowych.

Badania doświadczalne mogą zostać rozszerzone poprzez testowanie innych metod indeksowania dostępnych w Oracle np. B-tree cluster indexes (indeksowanie dzielonych drzew binarnych) oraz domain indexes (indeksy domen).

5. BIBLIOGRAFIA

1. Boroński R., Bocewicz G.: Tables indexing for various densities of SQL queries groups, *Studia Informatica*, Nr 2, Vol. 35, 2014, s. 127-138.
2. Morzy M., Królikowski Z.: *Metody indeksowania atrybutów zawierających zbiory*, Wydawnictwa Pro Dialog NAKOM, Poznań 2012.

IMPACT OF DATA INDEXING ON THE SPEED OF EXECUTION OF SQL QUERIES

The subject of the study is to analyse the impact of selected experimental methods of crawling on the execution time of SQL commands. The study involved test database separate from the actual banking system. Measurements runtime SQL queries made for tables containing up to 1000000 records. The study was conducted for tables that do not contain indexes and tables with indexes. The study used relational database management system based on Oracle. The experimental results have enabled the modernization work of the banking system.

Analysis of the results showed that the use of indices in most of the cases can significantly reduce the waiting time for the results of SQL queries, especially for tables containing a large amount of records. In the cases studied to reduce the time it was even more than 6few hundred times.

Keywords: indexing, query performance SQL database.

BADANIA PORÓWNAWCZE WYBRANYCH ŹRÓDEŁ ŚWIATŁA

Arkadiusz HULEWICZ

Politechnika Poznańska, Wydział Elektryczny, Instytut Elektrotechniki i Elektroniki Przemysłowej
tel.: +48 61 665 25 46 e-mail: arkadiusz.hulewicz@put.poznan.pl

Streszczenie: Tematyka referatu dotyczy badań podstawowych parametrów powszechnie wykorzystywanych źródeł światła. Omówiono wybrane źródła światła oraz aparaturę pomiarową umożliwiającą określenie podstawowych parametrów. Przedstawiono koncepcję stanowiska laboratoryjnego, omówiono metodykę wykonywanych badań oraz przeprowadzono serię pomiarów. W ramach prac badawczych określono moc pobieraną przez wybrane źródła światła, wartość natężenia oświetlenia oraz ich charakterystyki widmowe. Na podstawie uzyskanych wyników przeprowadzono szczegółową analizę charakterystycznych parametrów.

Słowa kluczowe: źródło światła, moc czynna, natężenie oświetlenia, charakterystyki widmowe.

1. WSTĘP

W dobie intensywnego rozwoju technologicznego oraz wzrastającej liczby dostępnych źródeł światła, ważną rolę w ich doborze pełni wiarygodna i właściwa ocena opisujących je parametrów. Tematyka referatu dotyczy pomiaru wybranych parametrów opisujących najczęściej wykorzystywane źródła światła [1]. Zagadnienie to jest szczególnie ważne w doborze takiego źródła, które zapewni właściwą adaptację oka ludzkiego do oświetlanych pomieszczeń. W zakresie widzialnym promieniowania elektromagnetycznego czułość oka zależy od długości fali oraz energii promieniowania. Przykładowo, w warunkach widzenia fotopowego oko jest dwadzieścia pięć razy czulsze na światło o długości fali 555 nm (żółty), niż dla fali o długości 670 nm (głęboka czerwień) lub 450 nm (fioletowo-niebieski). Z procesem widzenia związana jest krzywa czułości względnej oka, która najczęściej szacowana jest w warunkach widzenia fotopowego oraz skotopowego. Dla widzenia fotopowego i skotopowego maksymalne wartości zostały ustalone na poziomach 555 nm i 507 nm. Wspomniana krzywa czułości względnej ma kluczowe znaczenie w technologii oświetlenia pomieszczeń, gdyż tworzy łącznik pomiędzy radiometrycznymi i fotometrycznymi wielkościami fizycznymi oraz ich jednostkami.

W referacie omówiono wybrane źródła światła, zaprezentowano aparaturę pomiarową umożliwiającą wyznaczenie ich charakterystycznych parametrów oraz przedstawiono koncepcję stanowiska laboratoryjnego, które pozwoliło przeprowadzić badania. W wyniku przeprowadzonych pomiarów możliwa była wiarygodna ocena właściwości badanych źródeł światła.

2. PRZEGLĄD ŹRÓDEŁ ŚWIATŁA

Od źródeł światła wymagana jest duża sprawność, przy niskim poborze mocy czynnej oraz charakterystyka widmowa kształtem zbliżona do krzywej czułości względnej oka. Zastosowanie dostępnych źródeł światła, zaprezentowanych w dalszej części rozdziału nie zawsze zapewnia spełnienie tych warunków.

Lampa żarowa była pierwszym elektrycznym źródłem światła [2]. Zbudowana jest ona z bańki szklanej, żarnika wolframowego, przewodów doprowadzających oraz trzonka gwintowanego. Elementem, który odpowiada za przemianę energii z elektrycznej w świetlną jest rozgrzany do temperatury 2700 K drut wolframowy. Światło emitowane przez żarówkę posiada dobry współczynnik oddawania barw oraz jest zbliżone do światła słonecznego. Żarówki posiadają bardzo niską sprawność, gdyż większość energii zamieniana jest na promieniowanie podczerwone, zwane również promieniowaniem cieplnym.

Lampa halogenowa jest udoskonaloną wersją lampy żarowej [2], w której dodatkowo znajduje się specjalny gaz szlachetny z niewielką ilością fluorowca-halogenu. Gaz ten powoduje regenerację włókna wolframowego, przez co znacznie wydłuża się jego żywotność. Pozwala to zwiększyć temperaturę żarnika do 3200 K, dzięki czemu poprawia się sprawność energetyczna lampy oraz wskaźnik oddawania barw.

Wysokoprężna lampa rtęciowa należy do grupy lamp wyladowczych [2], których zasilanie realizowane jest przez dławik ograniczający przepływ prądu. Lampa rtęciowa zbudowana jest z bańki szklanej pokrytej luminoforem, rezystora rozruchowego, żarnika kwarcowego oraz argonu jako gazu pomocniczego. Zadaniem luminoforu jest zamiana szkodliwego promieniowania ultrafioletowego na światło widzialne.

Niskoprężna lampa rtęciowa (świetlówka) jest lampą wyladowczą, której działanie wymaga zastosowania statecznika magnetycznego (dławika) oraz zapłonika (startera) [2]. Lampa ta przyjmuje kształt rury pokrytej od wewnątrz luminoforem odpowiedzialnym za przemianę promieniowania ultrafioletowego na światło widzialne, a jej wnętrze wypełnione jest mieszkanką rtęci i argonu.

Wysokoprężna lampa sodowa (WLS) jest lampą wyladowczą [2], w której światło powstaje w ceramicznym jarzniku, wypełnionym ksenonem, rtęcią oraz sodem. Ksenon jest gazem rozruchowym, a właściwy strumień świetlny wytwarzany jest po odparowaniu sodu i rtęci.

Emitowane światło charakteryzuje się temperaturą barwową wynoszącą 2000 K.

Niskoprężna lampa sodowa jest wydajnym źródłem światła, w którym emitowane światło posiada temperaturę barwową 1800 K oraz niekorzystny współczynnik oddawania barw. Światło wytwarzane jest w szklanej rurze, w której znajduje się mieszanina gazów neonu i argonu. Gazy te są gazami pomocniczymi dla metalicznego sodu.

Lampa metalohalogenkowa jest wysokoprężną lampą wyładowczą, która do poprawnej pracy wymaga statecznika oraz zapłonika [2]. Wyładowanie zachodzi w mieszaninie par rtęci, argonu oraz halogenków metali. Lampa ta posiada bardzo dobry współczynnik oddawania barw, a temperatura barwowa w zależności od mieszaniny gazów wynosi od 3000 K do 20000 K.

Lampa LED jest nowoczesnym źródłem światła, którego budowa oparta jest na umieszczeniu w oprawie pojedynczych diod wraz z układem zasilającym [3]. Temperatura barwowa zależy od zastosowanych diod i zwykle wynosi od 2700 K do 3500 K [4].

3. STANOWISKO POMIAROWE

W artykule porównano określone parametry dla wybranych źródeł światła. Podczas badań określono natężenie oświetlenia generowane przez źródło światła, jego charakterystykę widmową oraz moc czynną pobieraną ze źródła zasilania. W celu przeprowadzenia badań zaprojektowano oraz zbudowano stanowisko pomiarowe, w skład którego weszły: luksomierz Sonopan L100, spektrometr Hamamatsu C9405MC oraz watomierz.

Zbudowane stanowisko (Rys.1) pozwala zrealizować pomiar mocy czynnej zarówno metodą poprawnie mierzonego napięcia, jak i poprawnie mierzonego prądu. Podczas przeprowadzania pomiarów źródło światła zasilane było z autotransformatora, co umożliwiło ustawienie dokładnej wartości napięcia zasilającego.



Rys. 1. Stanowisko pomiarowe [5]

Podczas badań wykorzystano luksomierz L-100, który jest wysokiej klasy miernikiem całkującym, przeznaczonym do pomiaru natężenia oświetlenia promieniowaniem naturalnym i sztucznym. Posiada on głowicę fotometryczną z stabilną fotodiodą krzemową, skorygowaną widmowo do względnej skuteczności biologicznej widzenia fotopowego. Bardzo dobre dopasowanie czułości spektralnej gwarantuje prawidłowy pomiar natężenia oświetlenia, niezależnie od charakteru promieniowania i nie wymaga stosowania współczynników korekcyjnych dla różnych badanych źródeł światła [6].

Charakterystyka widmowa określona została za pomocą minispektrometru Hamamatsu C9405MC, który jest urządzeniem o szerokim zakresie pomiarowym [7]. Posiada

czujnik obrazu NMOS oraz zintegrowane elementy optyczne i matrycę. Światło, które ma zostać poddane analizie kierowane jest do wejścia światłowodem, a następnie przez specjalną optykę do wbudowanego czujnika. Widmo określone jest przez wbudowany czujnik obrazu i przesyłane drogą cyfrową do komputera PC. Dołączone oprogramowanie „SpecEvaluation” umożliwia pomiar widma w czasie rzeczywistym.

Z dostępnych źródeł światła wybrano siedem, które zdaniem autora są najczęściej wykorzystywane w oświetlaniu pomieszczeń budynków mieszkalnych. Dodatkowo, w doborze starano się, aby podstawowe parametry katalogowe badanych źródeł były do siebie zbliżone. Badanymi źródłami są: lampa żarowa General Electric 60 W, lampa halogenowa Osram 53 W, świetlówka kompaktowa Osram 11 W, świetlówka kompaktowa Philips 18 W, świetlówka kompaktowa Philips 20 W, lampa LED Osram 12 W oraz lampa LED Kanlux 10 W.

Żarówka General Electric Classic jest żarowym źródłem światła o mocy 60 W [8], które generuje strumień świetlny o wartości 660 lm. Żarówka mocowana jest za pomocą gwintu E27 i może być użyta z tyrystorowym ściemniaczem światła.

Lampa halogenowa Osram Halogen ECO Classic A 64544 ECO generuje według danych producenta strumień świetlny o wartości 840 lm, który odpowiada strumieniowi generowanemu przez tradycyjną żarówkę o mocy 70 W [9]. Lampa może być użytkowana wraz ze ściemniaczem, a temperatura barwowa generowanego światła wynosi 2800 K.

Świetlówka kompaktowa Osram Dulux Value 11 W/827 generuje strumień świetlny o wartości 600 lm, który według producenta odpowiada tradycyjnej żarówce o mocy 60 W [10]. Temperatura barwowa generowanego światła wynosi 2700 K i niemożliwe jest sterowanie ściemniaczem.

Zintegrowana świetlówka Philips Genie WW 827 generuje strumień świetlny o wartości 1145 lm [11]. Temperatura barwowa generowanego światła wynosi 2700 K i tak jak poprzednio nie można stosować w zestawie ze ściemniaczem oświetlenia. W celach porównawczych zbadano 10 letnią świetlówkę kompaktową Philips o mocy 20 W i strumieniu świetlnym 1100 lm.

Lampa Osram LED Parathom Pro Classic A 80 pobiera moc 12 W i według producenta generowany strumień świetlny 810 lm odpowiada żarówce o mocy 60 W [12]. Temperatura barwowa generowanego światła wynosi 2700 K. Lampa osiąga swój pełny strumień świetlny natychmiast po zapaleniu i może być używana w połączeniu ze ściemniaczem oświetlenia.

Lampa Kanlux Nesta LED86 pobiera moc 10 W i generuje strumień świetlny 720 lm, który odpowiada tradycyjnej żarówce o mocy 60 W [13]. Temperatura barwowa generowanego światła wynosi 3400 K.

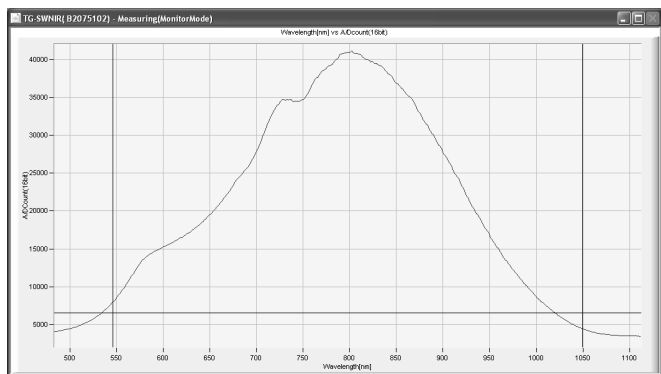
4. WYNIKI BADAŃ

Wszystkie pomiary charakterystycznych parametrów zaprezentowanych źródeł światła przeprowadzono dla wartości skutecznej napięcia 230 V oraz trzech czasów pracy (w momencie ich zaświecenia, po pięciu minutach i po dziesięciu minutach świecenia). Otrzymane dla poszczególnych źródeł wartości natężenia oświetlenia oraz pobieranej mocy czynnej przedstawiono w tabeli 1.

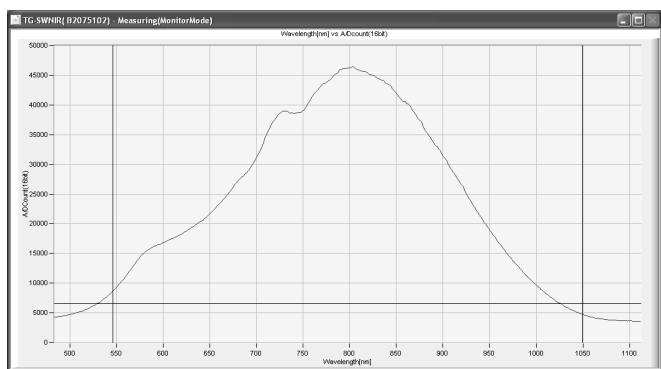
Tabela 1. Wartości natężenia oświetlenia oraz mocy czynnej

Czas świecenia Źródło światła	0 min		5 min		10 min	
	E [lx]	P [W]	E [lx]	P [W]	E [lx]	P [W]
General Electric	387,4	62	391,8	62	393,4	62
Osram 53W	454,2	53	450,6	53	452,1	53
Osram 11W	196,3	10	404,8	11	408,1	11
Philips 18W	315,5	17	665,3	18	709,9	18
Philips 20W	175,4	17	642,1	20	651,8	20
Osram 12W	857,8	14	761,1	14	762,2	14
Kanlux 10W	584,7	11	439,9	10	444,0	10

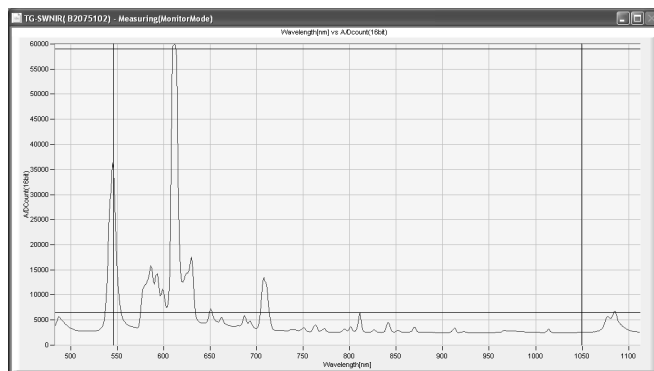
W ramach prowadzonych badań wyznaczono również charakterystyki widmowe badanych źródeł światła. W tym celu wykonano pomiary minispektrometrem Hamamatsu C9405MC w trzech odstępach czasu, określonych jak poprzednio. Ze względu na sposób wykorzystywania źródeł, na kolejnych rysunkach (Rys.2–Rys.8) zaprezentowano charakterystyki określone w dziesiątej minucie świecenia. Charakterystyki te nie ulegały dalszym zmianom przez kolejne minuty świecenia.



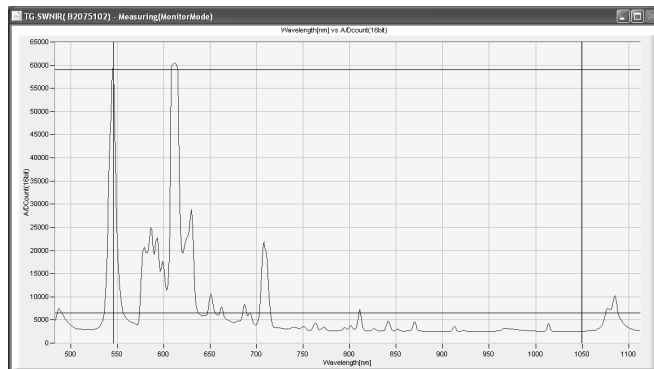
Rys. 2. Charakterystyka widmowa żarówki General Electric 60 W po 10 minutach świecenia [5]



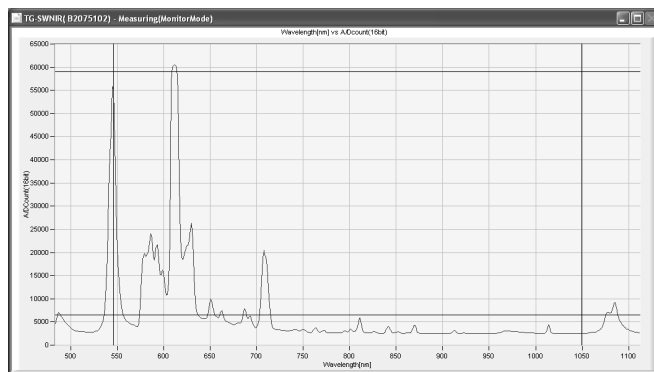
Rys. 3. Charakterystyka widmowa żarówki halogenowej Osram 53 W po 10 minutach świecenia [5]



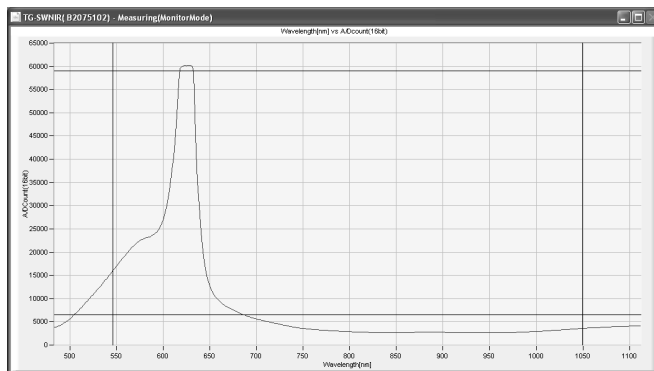
Rys. 4. Charakterystyka widmowa świetlówki kompaktowej Osram 11 W po 10 minutach świecenia [5]



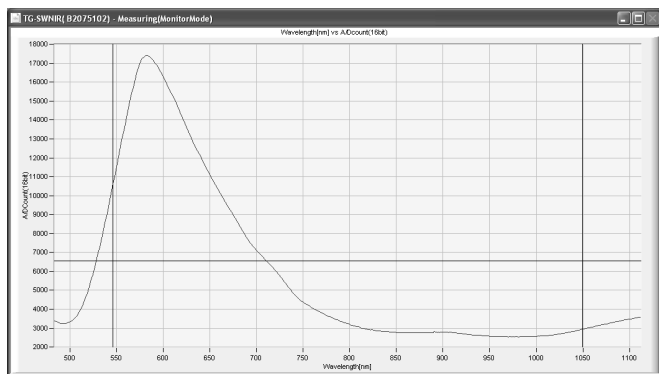
Rys. 5. Charakterystyka widmowa świetlówki kompaktowej Philips 18 W po 10 minutach świecenia [5]



Rys. 6. Charakterystyka widmowa świetlówki kompaktowej Philips 20 W po 10 minutach świecenia [5]



Rys. 7. Charakterystyka widmowa LED Osram 12 W po 10 minutach świecenia [5]



Rys. 8. Charakterystyka widmowa LED Kanlux 10 W po 10 minutach świecenia [5]

Na podstawie zaprezentowanych wyników można stwierdzić, że widmo tradycyjnej żarówki skoncentrowane jest przy długości fali 800 nm, w związku z czym światło widziane przez człowieka stanowi niewielką część promieniowania optycznego generowanego przez tą żarówkę. W przypadku żarówki halogenowej sytuacja ulega tylko minimalnej poprawie; nadal większość energii pochłania promieniowanie podczerwone. Dla świetlówki Osram 11 W w widmie można zauważyć wiele wartości maksymalnych, które największą wartość przyjmują dla dwóch długości fali: 550 nm i 610 nm. Podobna sytuacja zachodzi w przypadku świetlówki Philips 18 W oraz Philips 20 W. W przypadku lampy LED Osram odczytano jedną podstawową długość fali, która przyjmuje wartość 625 nm. Dodatkowo, wartość ta jest niezmienna w czasie. Widmo generowane przez lampę LED Kanlux również posiada jedno maksimum, niezależne od czasu świecenia. Wartość tego maksimum przypada dla długości fali 580 nm.

Ponadto, dla świetlówek zauważalny jest wzrost wartości natężenia oświetlenia wraz z upływającym czasem. Zjawisko to nie zachodzi w przypadku tradycyjnej żarówki, żarówki halogenowej oraz żarówek LED. Podobna zależność, choć już nie tak znacząca występuje w przypadku mocy czynnej pobieranej przez poszczególne źródła światła.

5. PODSUMOWANIE

W artykule zaprezentowano wybrane źródła światła oraz wyznaczono doświadczalnie charakterystyczne parametry z nimi związane. W wyniku prac zbudowano stanowisko laboratoryjne do pomiaru mocy czynnej

pobieranej przez źródło światła, wartości natężenia oświetlenia oraz charakterystyk widmowych.

Przeprowadzona analiza wyników pozwoliła porównać właściwości poszczególnych źródeł światła oraz wykazać zależności między nimi, zarówno w kwestii emitowanego natężenia oświetlenia, jak i również pobieranej mocy. Ze wszystkich badanych źródeł światła najlepsze parametry osiągnęła lampa LED firmy Osram o mocy 12 W. Wartość maksymalnego natężenia oświetlenia była największa ze wszystkich badanych źródeł światła i osiągnięta już w chwili uruchomienia. Moc pobierana przez tę lampę przyjmowała najniższe wartości, a odczytana charakterystyka widmowa świadczy o tym, że emitowane przez tę lampę światło posiada barwę ciepłą, przyjazną dla ludzkiego oka.

6. BIBLIOGRAFIA

1. Banach M.: Podstawy techniki oświetlenia, PWN, Warszawa 1982.
2. Bąk J.: Technika oświetlenia, WNT, Warszawa 1981.
3. PN-EN 62384:2007 – wersja polska. Elektroniczne urządzenia sterujące zasilane prądem stałym lub przemiennym do modułów LED – Wymagania funkcjonalne.
4. PN-EN 62031:2010 – wersja polska. Moduły LED do ogólnych celów oświetleniowych – Wymagania bezpieczeństwa.
5. Teodorczyk D.: Porównawcze badanie wybranych źródeł światła. Praca dyplomowa pod kier. A. Hulewicza, Politechnika Poznańska, 2011.
6. http://www.sonopan.com.pl/l_100.htm (dostęp 02.02.2016)
7. http://sales.hamamatsu.com/assets/pdf/parts_C/c9404mc_c9405mc_kacc1106e10.pdf (dostęp 02.02.2016)
8. http://cemalighting.com/products/display/ge/incandescent_lamps/ge_classic/ (dostęp 02.02.2016)
9. http://catalog.myosram.com/?~language=PL&~country=PL&it_p=4008321403315 (dostęp 02.02.2016)
10. http://catalog.myosram.com/?~language=PL&~country=PL&it_p=4008321363794 (dostęp 02.02.2016)
11. http://download.p4c.philips.com/lfb/f/fp-929689413929/fp-929689413929_pss_en_aa_001.pdf (dostęp 02.02.2016)
12. http://www.osram.de/osram_de/news-und-wissen/news/led/2012/osram-testsieger-bei-stiftung-warentest/index.jsp (dostęp 02.02.2016)
13. <http://www.kanlux.pl/download/karta/08380.pdf> (dostęp 02.02.2016)

THE COMPARATIVE EXAMINATION OF SOME LIGHT SOURCES

The subject of the paper concerns the examination of the basic parameters of commonly used light sources. Some selected light sources and the measurement equipment allowing to define these parameters were described. The concept of the laboratory position was shown, the methodology of carried out tests was discussed and a series of measurements was conducted. As a part of the research work the power consumed by some selected light sources, their illumination and spectral characteristics were specified. On the basis of the obtained results the detailed analysis of characteristic parameters was conducted. In an age of the intense technological development and the increasing number of available light sources, an important role in their choice plays a fully reliable and adequate assessment of parameters describing them. This issue is particularly important in the selection of such source that will provide the proper adaptation of the human eye to the lightened rooms. In addition, the high efficiency at low power and the spectral characteristics similar to the shape of the curve of the relative sensitivity of the eye is required from these sources. The use of available light sources does not always allows to meet these conditions, as shown in the article.

Keywords: light source, active power, illumination, spectral characteristics.

WYKORZYSTANIE SZTUCZNYCH SIECI NEURONOWYCH DO WYKRYWANIA I ROZPOZNAWANIA TABLIC REJESTRACYJNYCH NA ZDJĘCIACH POJAZDÓW

Maciej HUZAREK¹, Tomasz A. RUTKOWSKI²

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki

1. tel.: 58 347 1742 e-mail: maciej.huzarek@gmail.com

2. tel.: 58 347 1206 e-mail: tomasz.adam.rutkowski@pg.gda.pl

Streszczenie: W artykule przedstawiono koncepcję algorytmu wykrywania i rozpoznawania tablic rejestracyjnych (AWiRTR) na obrazach cyfrowych pojazdów. Detekcja i lokalizacja tablic rejestracyjnych oraz wyodrębnienie z obrazu tablicy rejestracyjnej poszczególnych znaków odbywa się z wykorzystaniem podstawowych technik przetwarzania obrazu (przekształcenia morfologiczne, wykrywanie krawędzi) jak i podstawowych danych statystycznych obiektów wykrytych w obrazie (np. stosunek szerokość do wysokość obiektu). Natomiast za rozpoznawanie poszczególnych znaków odpowiedzialna jest wielowarstwowa, jednokierunkowa sztuczna sieć neuronowa. Przedstawiony algorytm został zaimplementowany i zweryfikowany w środowisku Matlab/Simulink. Pomimo wykorzystania w algorytmie AWiRTR dobrze znanych z literatury metod lokalizacji, segmentacji i rozpoznawania wzorców, otrzymane w trakcie weryfikacji algorytmu wyniki wskazują jego efektywność na poziomie 96,26%. Jest ona porównywalna do efektywności innych algorytmów AWiRTR opisywanych w literaturze.

Słowa kluczowe: przetwarzanie obrazu, lokalizacja obiektów, rozpoznawanie wzorców, sieci neuronowe.

1. WPROWADZENIE

Systemy automatycznego wykrywania i rozpoznawania tablic rejestracyjnych AWiRTR (ang. Automatic License Plate Recognition, ALPR) pełnią obecnie ważną rolę w systemach monitorowania i nadzorowania ruchu pojazdów. Wynika to m.in. z potrzeby identyfikowania pojazdów znajdujących się na drodze np. w celu zapewnienia ich płynnego przejazdu przez nadzorowany odcinek drogi, kontroli dostępu, czy naliczania opłat parkingowych na kontrolowanym obszarze. Pierwsze komercyjne urządzenia tego typu pojawiły się w latach 90 XX wieku [1]. Obecnie nadal prowadzone są badania nad poszukiwaniem efektywnych metod przetwarzania w czasie rzeczywistym cyfrowych obrazów pojazdów, wykonywanych nie tylko w sytuacjach statycznych ale i dynamicznych, w zróżnicowanych warunkach oświetlenia, pod różnymi kątami nachylenia, w różnych dystansach od pojazdu czy różnego typu zabrudzeniami na tablicach rejestracyjnych pojazdów.

Typowy algorytm AWiRTR [1,2,3,4,5] charakteryzuje się następującym schematem działania: wykrycie i lokalizacja tablicy rejestracyjnej na obrazie cyfrowym pojazdu, wyodrębnienie znaków znajdujących się na tablicy rejestracyjnej pojazdu, oraz rozpoznanie znaków z tablicy

rejestracyjnej. W literaturze, do realizacji zadania lokalizacji tablicy, spotyka się przykłady zastosowania wielu technik, które często łączy się ze sobą w celu zwiększenia ich efektywności, są to m.in.: wykrywanie krawędzi [1, 3], metody morfologiczne [1, 4], kwantyzacja wektorowa [2], wykorzystanie profili jasności (histogramów) [5], czy sztucznych sieci neuronowych [2]. Proces segmentacji, wyodrębniania poszczególnych znaków z obrazu tablicy jest typowo realizowany z wykorzystaniem przekształceń morfologicznych [2], metod rzutu profili jasności [5] lub analizie obszarów spójności połączonej z analizą danych statystycznych obiektów wykrytych w obrazie [4] ze stałymi [3, 4] lub adaptowalnymi [5] progami decyzyjnymi. Natomiast zadanie rozpoznawania pojedynczych znaków lub łącznie wszystkich znaków, wykonywane jest typowo z wykorzystaniem: metody korelacji cech [4, 6], metody ukrytych modeli Markowa [6] czy metody wektorów nośnych lub sztucznych sieci neuronowych [2, 6, 7].

Algorytm AWiRTR prezentowany w artykule nie jest nową koncepcją, bazuje na typowej i znanej z literatury strukturze oraz metodach, które stosuje się w tego typu algorytmach [1, 2, 3, 4, 5, 6, 7]. W celu wykrywania i rozpoznawania prostokątnych tablic rejestracyjnych wykorzystano w nim następujące rozwiązania: mechanizm wykrywania krawędzi [1, 3], przekształcenia morfologiczne obrazu [1, 4], analizę spójności i dane statystyczne obiektów występujących na obrazie [1, 2, 5], oraz sztuczną sieć neuronową jako uniwersalny klasyfikator [2, 6, 7, 8]. Algorytm został zaimplementowany i zweryfikowany w środowisku szybkiego prototypowania Matlab/Simulink [9, 10] z wykorzystaniem funkcji przyborników: Image Processing Toolbox [9] oraz Neural Network Toolbox [9].

W związku z ochroną danych właścicieli aut, prezentowane w artykule obrazy cyfrowe tablic rejestracyjnych pojazdów zostały częściowo zamazane.

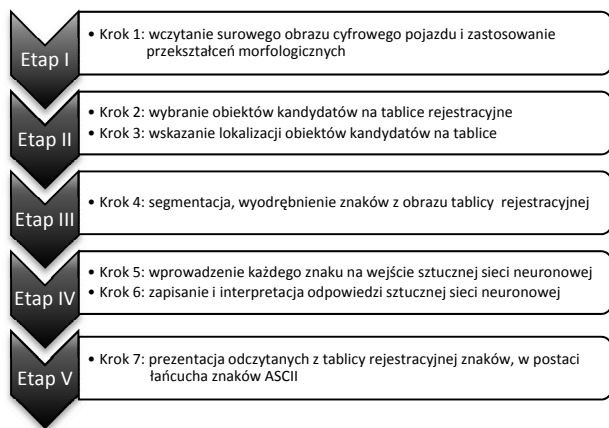
2. STRUKTURA ALGORYTMU AWiRTR

Strukturę algorytmu AWiRTR przedstawiono na rysunku 1. Można w niej wyodrębnić pięć głównych etapów, które obejmują proces przetwarzania obrazu od wczytania jego surowej wersji cyfrowej do prezentacji wyniku, w postaci łańcucha znaków ASCII zawierającego rozpoznane na tablicy rejestracyjnej znaki.

Kolejne etapy algorytmu odpowiadają za:

- etap I: wczytanie i obróbkę obrazu cyfrowego pojazdu,
- etap II: wykrycie i lokalizację tablicy na obrazie pojazdu,
- etap III: segmentację znaków tablicy rejestracyjnej,
- etap IV: rozpoznawanie i klasyfikację znaków z tablicy,
- etap V: prezentację wyniku.

W ramach przedstawionych etapów zdefiniowano siedem kolejnych kroków (rys. 1). W każdym z nich, dane opisujące przetwarzany obraz cyfrowy posiadają inny zestaw cech charakterystycznych.



Rys. 1. Etapy i kroki prezentowanego algorytmu AWiRTR

2.1. Etap I: wczytanie i obróbka obrazu pojazdu

Etap I związany jest z wczytaniem oraz wstępną obróbką surowego obrazu cyfrowego pojazdu (krok 1 na rysunku 1). Na początku zostaje wczytany obraz cyfrowy pojazdu o rozdzielczości co mniejszej 2 megapikseli i jest on konwertowany do rozmiaru 500x752 pikseli. Rozdzielczość i rozmiar obrazu cyfrowego zostały dobrane eksperymentalnie w trakcie etapu weryfikacji i testów algorytmu AWiRTR, z uwzględnieniem czasu obliczeń numerycznych oraz efektywności działania jego poszczególnych etapów (liczba błędnych decyzji mniejsza od 10%). Aby uniknąć nadmiernego wpływu oświetlenia oraz szumów na obrazie, przestrzeń barw modelu kolorów RGB zostaje zamieniona na przestrzeń barw modelu YCBCR [8]. Po tej operacji obraz cyfrowy jest poddawane szeregowi przekształceń morfologicznych umożliwiających:

- wykrycie krawędzi obiektów (nie zawsze wykryte krawędzie poszczególnych obiektów łączą się w figury zamknięte),
- łączenie małych szczegółów na dużym obszarze w większe obiekty (pozwala uzyskać obiekty o połączonych krawędziach),
- operacje wypełniania pustych przestrzeni, tzw. dziur, (zbiór pikseli tła znajdujących się wewnątrz połączonych krawędzi obiektu),
- usunięcie z obrazu obiektów nieistotnych detali.

Podstawowym celem tych przekształceń jest wyróżnienie na obrazie obiektów o kształtach przypominających kształt tablicy rejestracyjnej. Przykładowy wynik ich działania na surowym obrazie cyfrowym został przedstawiony na rysunku 2. Wyróżnione na biało obszary (rys.2), oznaczają obszary w których może znajdować się tablica rejestracyjna.

2.2. Etap II: wykrywanie i lokalizacja tablicy na obrazie

Celem Etapu II algorytmu AWiRTR jest identyfikacja tablicy rejestracyjnej spośród wszystkich wyróżnionych w trakcie Etapu I obszarów, a następnie wskazanie jej



Rys. 2. Wynik działania przekształceń Etapu I algorytmu AWiRTR, krok 1: przykładowy „surowy” obraz cyfrowy początkowy (lewy) i obraz cyfrowy po przekształceniach (prawy)

lokalizacji na analizowanym obrazie (kroki 2 i 3 na rysunku 1).

Rozpatrywany na tym etapie obraz cyfrowy jest poddawany analizie obszarów spójności, umożliwiającej identyfikację i indeksację wszystkich wykrytych obiektów. Jej dopełnieniem jest zebranie danych statystycznych, związanych z każdym wykrytym w obrazie obiektem tj. jego rozmiarem, położeniem, informacją o kształcie itp. Na podstawie tego typu danych zdefiniowano wskaźniki, które umożliwiają klasyfikację rozważanych obiektów do grupy kandydatów na tablice rejestracyjne. Do zestawu głównych wskaźników, mających największe znaczenie na tym etapie działania algorytmu zalicza się:

- stosunek szerokości do wysokości obrazu obiektu kandydata na tablicę rejestracyjną, który przyjmuje się że powinien być większy od 3,2 i mniejszy od 6,2 (dla tablicy rzeczywistej jest on równy 4.56),
- obwód kandydata, który przyjmuje się że powinien być większy od 350 pikseli,
- stosunek ilości białych pikseli w obiekcie (obraz nieprzekształcony) do pola powierzchni kandydata, który przyjmuje się że powinien być większy od 0,6,
- czy wybrany kandydat nie jest elementem składowym innego obiektu kandydata,
- oraz czy w obiekcie kandydacie znajduje się od 4 do 8 innych obiektów (które mogą być znakami).

Wartości graniczne (progi decyzyjne) poszczególnych wskaźników dobrano eksperymentalnie analizując efektywność procesu wykrywania i lokalizacji tablic z wykorzystaniem zestawu obrazów cyfrowych pojazdów wykonanych pod różnymi kątami ($\pm 45^\circ$) oraz w różnych odległościach od systemu akwizycji obrazu (od 1 m do 9 m). Założono przy tym, że liczba popełnianych błędów na tym etapie powinna być mniejsza od 10%.

Na rysunku 3 strzałką wskazano lokalizację obiektu, który na podstawie przedstawionych wyżej wskaźników został zidentyfikowany na obrazie cyfrowym pojazdu jako tablica rejestracyjna (rys. 3 - prawy).



Rys. 3. Wynik działania wykrywania i lokalizacji tablicy na obrazie cyfrowym - Etap II algorytmu AWiRTR, kroki 2 i 3: przykładowy surowy obraz początkowy (lewy) oraz po przekształceniach (prawy), ze wskazaną lokalizacją tablicy rejestracyjnej

2.3. Etap III: segmentacja znaków tablicy rejestracyjnej

Po zakończeniu Etapu II następuje wykonanie operacji wyodrębnienia każdego ze znaków znajdujących się na tablicy rejestracyjnej (krok 4 na rysunku 1).

W pierwszej kolejności zostaje wczytany fragment surowego obrazu cyfrowego, który został już wcześniej zidentyfikowany jako tablica rejestracyjna (rys. 3). Obraz ten poddaje się kolejno przekształceniu z przestrzeni RGB na obraz w odcieniach szarości, oraz analizie spójności. Następnie, na podstawie zdefiniowanych w tym celu wskaźników zostają wybrane tylko takie obiekty które posiadają cechy znaków (rys. 4). Przy wyodrębnianiu poszczególnych znaków, jako istotne wskaźniki wykorzystano m.in.:

- stosunek wysokości do szerokości obiektu kandydata na znak, który przyjmuje się że powinien być większy od 1,4 i mniejszy od 3,
- liczba obiektów znajdujących się wokół kandydata, która powinna być w granicach od 1 do 2,
- odpowiednie położenie środka masy ciężkości kandydata (wzdłuż poziomej osi tablicy),
- oraz procent wypełnionej powierzchni przez obraz kandydata po przekształceniach do 80%.

Wartości graniczne poszczególnych wskaźników dobrano również eksperymentalnie analizując efektywność procesu wyodrębniania znaków z obrazu cyfrowego tablicy rejestracyjnej, który był prezentowany jako wynik Etapu II algorytmu. Założono przy tym, że liczba popełnianych błędów na tym etapie powinna być mniejsza od 10 %.

Dodatkowo, ze wszystkich obiektów sklasyfikowanych jako obrazy znaków, odrzucane są obszary wewnętrzne, które są następnie wypełniane. Przykład takiej operacji dla znaku/litery „R” przedstawiono na rysunku 5.

Wyselekcjonowane i przetworzone obrazy znaków zostają przygotowane do ich klasyfikacji (rozpoznania) przez sztuczną sieć neuronową w Etapie IV algorytmu. Każdy znak w postaci binarnej jest postrzegany jako macierz, której elementami są wyłącznie zera i jedynki. Wszystkie znaki są następnie skalowane do standardowego rozmiaru o wysokości 44 pikseli i szerokości 33 pikseli. Następnie macierze poszczególnych znaków są konwertowane na odpowiednie wektory (o liczbie wierszy



Rys. 4. Wynik działania segmentacji znaków na obrazie cyfrowym tablicy rejestracyjnej z Etapu III algorytmu AWiRTR, kroki 4: wczytany obraz RGB tablicy rejestracyjnej (górną część) oraz obraz po przekształceniach i korekcji pochyleń (dolną część)



Rys. 5. Zestawienie operacji na znakach, kolejno od lewej: wykrycie krawędzi znaku, znak po odrzuceniu wnętrza i znak po wypełnieniu

równej $44 \times 33 = 1320$), które w kolejnym etapie algorytmu podawane są na wejścia sztucznej sieci neuronowej.

Na etapie weryfikacji i testów Etapu IV algorytmu AWiRTR (punkt 2.4) zaobserwowano pozytywny wpływ wspomnianego przekształcenia, odrzucenia i wypełnienia obszarów wewnętrznych znaków (rys. 5), na efektywność procesu ich rozpoznawania. Przykładowo, w przypadku znaków „E”, „R” i „B” efektywność rozpoznawania wzrosła średnio o kilkanaście procent bez negatywnego wpływu na efektywności rozpoznawania pozostałych znaków. Wiąże się to z odpowiednim zróżnicowaniem cech geometrycznych układu pikseli danego znaku prezentowanego na wejściu przyjętej struktury sztucznej sieci neuronowej. Wynika stąd również przyjęty standardowy rozmiar znaków (44×33 piksele), który również dobrano w ramach tych samych testów.

2.4. Etap IV: rozpoznawanie i klasyfikacja znaków z tablicy rejestracyjnej

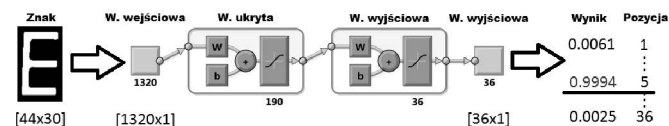
Wykorzystanie sztucznej sieci neuronowych w zadaniu rozpoznawania znaków implikuje konieczność przygotowania odpowiednich wzorców znaków, które będzie można wykorzystać na etapie jej uczenia i weryfikacji. Pozyskanie różnorodnych wzorców tablic rejestracyjnych nie jest procesem trywialnym. W związku z tym, odpowiednio zakłócone wzorce znaków zostały wygenerowane komputerowo z wykorzystaniem czcionki ARKLAS stosowanej w produkcji tablic rejestracyjnych [11]. Operacja ta miała na celu wzbogacenie posiadanej bazy 120 rzeczywistych zdjęć pojazdów. Każdy z przygotowanych wzorców znaków został przekształcony do postaci przedstawionej na rysunku 5. W ten sposób przygotowano 100 próbek każdego, spośród 36 znaków (litery od A do Z i cyfry od 0 do 9).

Rozpoznawanie i klasyfikacja znaków z tablicy rejestracyjnej, w ramach prezentowanego algorytmu AWiRTR, realizowana jest przez jednokierunkową, wielowarstwową sztuczną sieć neuronową z sigmoidalnymi funkcjami aktywacji (rys. 6).

W ramach testów prowadzących do określenia struktury sieci neuronowej, kierowano się kryteriami, takimi jak: czas uczenia – zakładano, że powinien być krótszy niż 15 minut; oraz efektywność utworzonej sieci neuronowej, mierzona liczbą popełnionych błędów – zakładano, że powinna być mniejsza od 10%.

Na etapach uczenia i weryfikacji działania sztucznej sieci neuronowej, posłużono się dwoma różnymi zbiorami wzorców

Działanie klasyfiaktora (rys. 6) polega na prezentowaniu sieci neuronowej wektora o rozmiarze 1320×1 , który opisuje cechy geometrycznego układu pikseli danego znaku. Jako wynik sieć neuronowa na wyjściu generuje 36 wartości z zakresu $\langle 0,1 \rangle$, interpretowanych jako wektor wyjściowy (rozmiar 36×1). Pozycja największej wartości w wektorze wyjściowym, identyfikuje odpowiednio rozpoznany znak (pierwsze 26 pozycji to litery od A do Z, a kolejne to liczby od 0 do 9).



Rys. 6. Struktura i przykład działania sztucznej sieci neuronowej

2.5. Etap V: prezentacja wyniku

Na ostatnim etapie działania algorytmu AWiRTR następuje prezentacja wyniku (krok 7 na rysunku 1) w postaci łańcucha znaków ASCII zawierającego odczytane z obrazu tablicy rejestracyjnej znaki. Wynik w tej postaci można wykorzystać w innych systemach komputerowych (np. różnego rodzaju rejestrach).

3. WERYFIKACJA ALGORYTMU AWiRTR

Efektywność, jakość przedstawionego algorytmu AWiRTR oszacowano poprzez określenie efektywności jego trzech najważniejszych etapów: lokalizacji tablicy rejestracyjnej (Etap II), wyizolowania poszczególnych znaków z obrazu tablicy rejestracyjnej (Etap III), oraz rozpoznania znaków odnalezionych na tablicy rejestracyjnej (Etap IV). Wykorzystano w tym celu zbiór 120 zebranych obrazów cyfrowych rzeczywistych pojazdów, z którego wybrano losowo 50 obrazów i następnie poddano je analizie przez opisany algorytm AWiRTR. Szczegółowe wyniki testów zestawiono w tabeli 1.

Otrzymane wyniki wskazują efektywność na poziomie 98 % w zadaniu wykrywania i lokalizacji tablicy rejestracyjnej na obrazach cyfrowych pojazdów. Natomiast, efektywność wyodrębniania poszczególnych znaków z obrazu tablicy rejestracyjnej oraz rozpoznawanie poszczególnych znaków z tablicy rejestracyjnej oszacowano, odpowiednio na poziomach: 95,69 % i 95,11 %. Średnia efektywność algorytmu AWiRTR, obejmującą te trzy etapy szacuje się na poziomie 96,26 %. Mimo iż metody wykorzystane do realizacji poszczególnych etapów algorytmu należą do podstawowych oraz dobrze znanych z literatury, to uzyskana efektywność jest porównywalna do efektywności innych algorytmów AWiRTR [1,2,3,4,5]. Poprzez odpowiednią parametryzację wykorzystanych w algorytmie metod, udało się również zrealizować stawiane przed nim wymagania związane z efektywnością poszczególnych etapów określoną na poziomie 90 %.

Tabela 1. Efektywność etapów algorytmu AWiRTR

l.p.	Etap algorytmu AWiRTR	Wyniki poprawne / liczba testów	% poprawnych operacji
1	Etap II	49/50	98 %
2	Etap III	333/348	95,69 %
3	Etap IV	331/348	95,11 %

4. WNIOSKI KOŃCOWE

Przedstawiony w artykule algorytm AWiRTR charakteryzuje się wysoką efektywnością, co potwierdzają wyniki przedstawione w tabeli 1. Dalszą poprawę efektywności algorytmu AWiRTR można uzyskać np. poprzez: poprawę jakości wykonywanych zdjęć, rozszerzenie informacji wejściowej do sieci neuronowej o cechy charakterystyczne rozróżnianych wzorców, wykorzystanie zdjęć wykonanych w technologii podczerwieni, czy adaptację progów decyzyjnych wskaźników wykorzystywanych na etapach II i III algorytmu.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Smith S.W.: The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing, Second Edition, California, 1999.
2. Porikli F., Kocak T.: Robust License Plate Detection Using Covariance Descriptor in a Neural Network Framework, IEEE, 2006.
3. Tarabek P.: Fast license plate detection based on edge density and integral edge image, IEEE, 2011.
4. Kasaei S.: Extraction and recognition of the vehicle license plate for passing under outside environment, IEEE, 2011.
5. Wenjing J., Xiangjian H., Qiang W.: Segmenting Characters from License Plate Images with Little Prior Knowledge, IEEE, 2010.
6. Kwiatkowski W.: Metody automatycznego rozpoznawania wzorców, BELStudio, Warszawa, 2007.
7. Osowski S.: Sieci neuronowe do przetwarzania informacji, Oficyna Wydawnicza PW, Warszawa, 2000.
8. Swędrowski L., Duzinkiewicz K., Grochowski M., Rutkowski T.: Use of Neural Networks in Diagnostics of Rolling-Element Bearing of the Induction Motor, Key Engineering Materials, vol. 558, 2014.
9. Pakiet oprogramowania Matlab/Simulink, <http://www.mathworks.com>, (dostęp 11.2015).
10. Huzarek M.: Wykrywanie i rozpoznawanie obiektów dynamicznych przy wykorzystaniu sztucznych sieci neuronowych, Politechnika Gdańska, Gdańsk, 2012.
11. Czcionka ARKLAS, <http://polskietablice.prv.pl>, (dostęp 11.2015).

DETECTION AND RECOGNITION OF REGISTRATION PLATES ON PICTURES OF VEHICLES USING ARTIFICIAL NEURAL NETWORK

A license plate detection and recognition system has basically three modules for: localization of the plate region using the digital image of the car, extraction of the characters from digital image of the license plate, and recognition of the characters using a suitable identification method. In this paper, an algorithm is designed that can localize of the plate and extract of the characters from digital image of the license plate with the basics image processing techniques (morphological transformations, edge detection) and with the statistical data (e.g. width height ratio) of the objects identified in the analyzed digital image. It is done at the second and third stage of the presented algorithm, respectively. Finally, at the fourth stage of the presented algorithm, the character recognition is done by multilayer, one directional artificial neural network. Algorithm was implemented and verified in the Matlab/Simulink environment. Experimental results demonstrate promising efficiency of the proposed algorithm: 98% in the task of license plate localization, 95,69% in the task of characters extraction, and 95,11% in the task of characters recognition.

Keywords: image processing, objects localization, pattern recognition, neural networks.

ANALIZA NIELINIOWEGO OBSERWATORA I FILTRU CZĄSTECZKOWEGO JAKO ESTYMATORÓW POZYCJI STATKU

Krzysztof JAROŚ¹ Anna WITKOWSKA²

1. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.:790-380-009 e-mail: krzjaros@student.pg.gda.pl
2. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.:+48-58-347-2124 e-mail:anna.witkowska@pg.gda.pl

Streszczenie: W artykule została przedstawiona analiza porównawcza dokonana pomiędzy dwoma estymatorami pozycji. Analiza ta została przedstawiona na podstawie różnicy pomiędzy wartością estymowaną a rzeczywistą. Badania estymatorów zostały przeprowadzone na podstawie równania kinematyki i dynamiki statku dynamicznie pozycjonowanego. Wartościami wykorzystywanymi w symulacji są pomiary z symulowanego odbiornika GPS i siły wytworzone przez napędy statku w czasie wykonywania manewrów. W artykule zawarto nieliniowy model statku z zakłóceniami w globalnym układzie współrzędnych, oraz dwa estymatory nieliniowy obserwator (NO) i filtr cząsteczkowy (PF) (ang. Particle filter). Badania zostały przeprowadzone w środowisku MATLAB/Simulink z użyciem modeli symulacyjnych. W badaniach wykazano że PF jest lepszym estymatorem niż NO podczas manewru zmiany pozycji statku natomiast sytuacja jest odwrotna podczas utrzymywania stałej pozycji statku.

Słowa kluczowe: Nieliniowy model statku, Particle Filter, Nieliniowy obserwator.

1. WPROWADZENIE

Estymacja mierzonych wartości jest bardzo ważnym elementem w systemach dynamicznego pozycjonowania statków. Zadaniem estymatorów jest filtracja pozycji statku przy zmiennych warunkach środowiskowych. Wykorzystując one do tego sygnały pomiarowe, siły wytworzone przez napędy statku i uproszczony model kinematyki i dynamiki. Systemy dynamicznego pozycjonowania DP (ang. Dynamic Positioning) wykorzystują różne algorytmy do filtrowania mierzonych sygnałów przy manewrach statku, wykonywanych z małą prędkością. Dokładniejsza estymacja wielkości mierzonych, pozwala na uzyskanie mniejszego uchybu sterowania pozycją statku na morzu, w portach morskich oraz w pobliżu platform wiertniczych. Redukcja błędów regulacji pozycji statku pozwala na dokładniejsze sterowanie pędnikami, oraz na zwiększenie bezpieczeństwa.

W artykule przedstawiono dwa typy algorytmu estymacji pozycji statku: nieliniowy obserwator (NO) i filtr cząsteczkowy (PF). Nieliniowy obserwator jest estymatorem zaprojektowanym w pracy [1] do celów nawigacyjnych statków. Estymator ten wykorzystuje nieliniowy model statku, wraz z modelem zakłóceń środowiskowych, oraz siły wytwarzane przez napędy [2] [3]. Drugim estymatorem opisanym w pracy jest filtr cząsteczkowy [4]. Filtr ten jest

przeznaczony do estymacji sygnałów o nieliniowych charakterystykach, ponieważ wymaga dużej mocy obliczeniowej nie był on preferowany w rozwiązaniach wymagających pracy w czasie rzeczywistym ze względu na ograniczenia sprzętowe. Celem badań, opisanych w artykule jest określenie, który z estymatorów lepiej oszacowuje pozycję układu w określonych warunkach pracy układów DP, przy danych zakłóceniami.

Do porównania estymatorów wykorzystano badania symulacyjne. Estymatory poddano dwóm testom. Pierwszy z nich polegał na estymowaniu pozycji przy zadanej zmiennej w czasie pozycji statku drugi zaś test przy zadanej stałej pozycji statku. Z modelu statku wykorzystano informację o położeniu statku, która została zaszumiona białym szumem i została zastosowana jako odbiornik GPS. Do estymacji pozycji statku były wykorzystywane również siły sterujące statkiem wytworzone przez napędy i stery.

2. MODEL STATKU

2.1. Równania modelu statku

Model ruchu statku opisują dwa układy współrzędnych: pierwszy związany jest z położeniem geograficznym na powierzchni ziemi, drugi związany ze środkiem ciężkości statku. Wektor położenia jest zdefiniowany jako $\eta = [x, y, \psi]^T$ gdzie x i y są współrzędnymi pozycji statku w globalnym układzie współrzędnych, ψ jest kursem w odniesieniu do osi OX w globalnym układzie współrzędnych. Wektor prędkości jest określany jako $v = [u, v_s, r]^T$, gdzie u i v_s są prędkościami w układzie współrzędnych związanym ze statkiem, natomiast r jest prędkością kątową statku. Równaniem łączącym te dwa układy współrzędnych jest:

$$\dot{\eta} = R(\psi)v \quad (1)$$

gdzie $R(\psi) \in R_{3 \times 3}$ jest macierzą transformacji, pomiędzy dwoma układami współrzędnych zależną od kursu ψ statku.

W symulacji wykorzystano model statku dla małych prędkości ruchu. Model ten przedstawiony jest za pomocą sił i momentów działających na kadłub:

$$M\dot{v} + d(V_{rc}, \gamma_{rc}) = \tau_{control} + \tau_{wind} + \tau_{wave}. \quad (2)$$

W powyższym równaniu $d(V_{rc}, \gamma_{rc})$ oznacza zakłócenia od prądu morskiego. Symbole $\tau_{control}$, τ_{wind} , τ_{wave} odpowiednio oznaczają siłę wytworzoną przez pędniki, siłę od wiatru oraz siłę od fali morskiej. $M \in \mathbb{R}_{3 \times 3}$ jest macierzą bezwładności, zawiera ona również dodatkowe współczynniki masowe, które są zależne od kształtu kadłuba i współczynników sztywności.

Równanie modelu statku zawiera macierz tłumienia zależną od aktualnej prędkości prądu morskiego V_{rc} i kąta γ_{rc} względem statku. W rozwiązaniu tym stosowany jest uproszczony model zakłóceń i założono, że tłumienia są liniowe:

$$d(V_{rc}, \gamma_{rc}) \approx D(v)v - R^T(\psi)d, \quad (3)$$

$$D = D^T, \quad d = [d_1, d_2, d_3]^T \quad (4)$$

W powyższym równaniu, d jest całką z białego szumu Gaussowskiego.

Równanie opisujące sygnał mierzony pozycji statku :

$$z = \eta + v_1 \quad (5)$$

gdzie η jest pozycją statku obliczoną stosując dynamiczny model statku, v_1 jest szumem pomiarowym czujnika, Wszystkie powyższe założenia umożliwiają przyjęcie uproszczonego modelu statku opisanego następującymi równaniami:

$$\dot{\eta} = R(\psi)v, \quad (6)$$

$$\dot{v} + M^{-1}Dv = M^{-1}[R^T(\psi)d + \tau_{control}] \quad (7)$$

$$\dot{d} = w \quad (8)$$

$$z = \eta + v_1 \quad (9)$$

2.2. Model statku w globalnym układzie współrzędnych

Kinematyczny i dynamiczny modelu statku opisany jest przy pomocy dwóch równań:

$$\dot{\eta} = R(\psi)v, \quad (10)$$

$$Mv + D(v)v - R^T(\psi)d = \tau_{control} \quad (11)$$

Korzystając z równania (10), w którym $R^T = R^{-1}$, możliwe jest uzyskanie $v = R^T\dot{\eta}$ a poprzez różniczkowanie tego wyrażenia otrzymano: $\dot{v} = R^T\ddot{\eta} + \dot{R}^T\dot{\eta}$. To pozwala na uzyskanie [4]:

$$J(\eta)\ddot{\eta} + C(\eta, \dot{\eta})\dot{\eta} + F(\eta)\dot{\eta} - d = \tau^* \quad (12)$$

gdzie parametry modelu statku są zdefiniowane jako:

$$J(\eta) = RMR^T \quad (13)$$

$$C(\eta, \dot{\eta}) = RMR\dot{\eta}^T \quad (14)$$

$$F(\eta) = RDR^T \quad (15)$$

$$\tau^* = R\tau_{control} \quad (16)$$

Symulacja wykorzystuje model w przestrzeni stanu, gdzie $x = [\eta, d, \dot{\eta}, \dot{d}]$. Uogólniony model statku w przestrzeni stanu można przedstawić w postaci:

$$\dot{\eta} + J(\eta)^{-1}[C(\eta, \dot{\eta}) + F(\eta)]\dot{\eta} - J^{-1}(\eta)d = J^{-1}(\eta)\tau^*, \quad (17)$$

$$\dot{d} = 0.$$

Końcowy model w przestrzeni stanu można zapisać jako:

$$\dot{x} = Ax + Bu + w \quad (18)$$

$$y = Cx + v_1 \quad (19)$$

w i v_1 są zakłóceniami procesu i pomiaru.

3. PROJEKTOWANIE FILTRÓW

3.1. Nieliniowy obserwator

Zgodnie z założeniami przyjętymi w pracy [1] zdefiniowano model statku w postaci:

$$M\dot{v} = -Dv + R^T d + \tau \quad (20)$$

$$\dot{\eta} = Rv \quad (21)$$

$$\dot{d} = w \quad (22)$$

$$z = \eta + v_1. \quad (23)$$

Model nieliniowego obserwatora opisany jest wzorem:

$$M\dot{\hat{v}} = -D\hat{v} + R^T\hat{d} + \tau + R^TK_1\tilde{y} \quad (24)$$

$$\dot{\hat{\eta}} = R\hat{v} + K_2\tilde{y}, \quad (25)$$

$$\dot{\hat{d}} = K_3\tilde{y} \quad (26)$$

$$\dot{\hat{z}} = \eta + v_1 \quad (27)$$

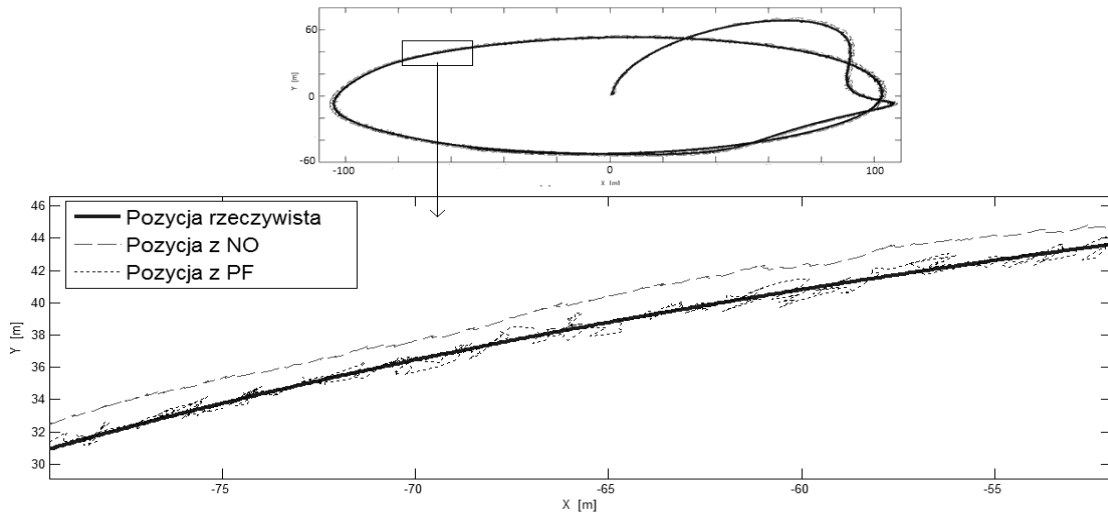
Gdzie $\tilde{y} = z - \hat{z}$ jest błędem estymacji a K_1, K_2, K_3 są macierzami wzmocnień obserwatora.

3.2. Filtr cząsteczkowy

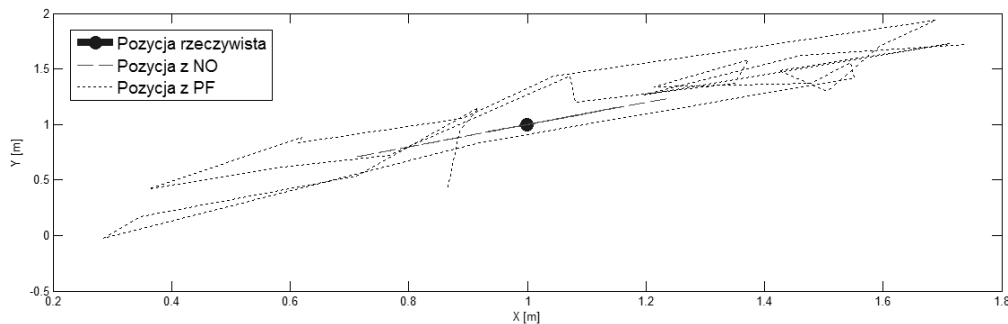
Prezentowany algorytm używa modelu statku w przestrzeni stanów, który został oznaczony jako $p(x_k|x_{k-1})$ i równania pomiarów, które oznaczono jako $p(y_k|x_k)$:

$$p(x_k|x_{k-1}): \quad x_k = f(x_{k-1}, v_{1,k-1}) \quad (28)$$

$$p(y_k|x_k): \quad y_k = h(x_k, w_k) \quad (29)$$



Rys. 1. Przykład estymacji przy zmiennym położeniu statku



Rys. 2. Przykład estymacji przy stałym położeniu statku

W powyższych równaniach, x_k jest wektorem zmiennych stanu, y_k jest wektor pomiaru, $v_{1,k}$ i w_k są zakłóceniami odpowiednio procesu i pomiaru. Celem algorytmu PF jest określenie prawdopodobieństwa $p(x_k|Y_{1:k})$, gdzie $Y_{1:k} = \{y_1, y_2, \dots, y_k\}$. Aby wyznaczyć aproksymację $p(x_k|Y_{1:k})$, PF wykorzystuje rekurencyjną estymację Bayesa:

$$p(x_k|Y_{1:k}) = \frac{p(y_k|x_k)p(x_k|Y_{1:k-1})}{p(y_k|Y_{1:k-1})} \quad (30)$$

W powyższym wzorze:

$$p(x_k|Y_{1:k-1}) = \int p(x_k|x_{k-1})p(x_{k-1}|Y_{1:k-1}) dx_{k-1} \quad (31)$$

$$p(y_k|Y_{1:k-1}) = \int p(y_k|x_k)p(x_k|Y_{1:k-1}) dx_k \quad (32)$$

Następnym etapem jest przeprowadzenie aproksymacji $p(x_k|Y_{1:k})$ przy użyciu zestawu próbek $\{x_k^i\}_{i=1}^N$ z przypisaną im wagą $\{\hat{w}_k^i\}_{i=1}^N$. Następnie $p(x_k|Y_{1:k})$ otrzymujemy równanie:

$$p(x_k|Y_{1:k}) \approx \sum_{i=1}^N \hat{w}_k^i \delta(x_k - x_k^i) \quad (33)$$

gdzie δ jest delta Diraca.

Podstawiając (31)-(32), otrzymujemy:

$$p(x_k|Y_k) \approx p(y_k|x_k) \sum_{i=1}^N \hat{w}_{k-1}^i p(x_k|x_{k-1}^i). \quad (34)$$

Z powyższego wzoru wynika, że zestaw próbek stanowiący przybliżenie $p(x_k|Y_{1:k})$ powstaje w drodze losowania próbek z prawdopodobieństwem $p(x_k|x_{k-1}^i)$.

$$x_k^i \sim p(x_k|x_{k-1}^i) \quad (35)$$

co " \sim " oznacza proporcjonalną zależność.

Próbki i -te $x_k^i \sim p(x_k|x_{k-1}^i)$ mogą być tworzone przez losowanie próbki szumu procesu v_{k-1}^i , a następnie korzystając z modelu $x_k^i = f(x_{k-1}^i, v_{k-1}^i)$. Odpowiadające im wagi są obliczane w następujący sposób:

$$w_k^i = p(y_k|x_k^i) \hat{w}_{k-1}^i \quad (36)$$

$$\hat{w}_k^i = \frac{w_k^i}{\sum_{j=1}^N w_k^j} \quad (37)$$

Następnie poprzez operacje ponownego wyboru próbek zostają wylosowane najbardziej przystosowane próbki. W wyniku czego otrzymywano nowy zbiór cząstek z jednakowymi wagami co stanowi aproksymację $p(x_k|Y_{1:k})$. Ostatnim krokiem algorytmu jest predykcja w której otrzymujemy cząstki w kolejnej chwili czasu.

4. WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH

Symulacja została przeprowadzona w przy pomocy programu Matlab Simulink. Aby sprawdzić jakość estymacji przeprowadzono dwa testy. Pierwszym zadaniem było nadążanie za zadaną trajektorią statku w czasie wykonywania przez niego manewru zmiany pozycji (rys. 1.), drugim zadaniem było utrzymywanie stałego pozycji statku (rys. 2). Regulacja położenia statku odbywa się za pomocą regulatora PID. Wartością wejściową regulatora jest różnica między pozycją i kursem statku a wartością zadaną.

W czasie symulacji obliczono błędy estymacji pozycji i kursu. Aby ocenić pracę estymatorów zastosowano obliczenie błędu średniokwadratowego z przeprowadzonych symulacji których czas trwania wynosił 1000 s. W tabeli 1 i tabeli 2 zaprezentowano wyniki obliczeń.

Tabela 1
Błąd średniokwadratowy (MSE) estymatorów przy wykonywaniu manewru

	MSE w osi X	MSE w osi Y	MSE w ψ	Całkowite MSE
NO	0.1023	0.1175	0.003752	0.24996
PF	0.03143	0.03044	0.03016	0.09203

Tabela 2
Błąd średniokwadratowy (MSE) estymatorów przy utrzymywaniu pozycji

	MSE w osi X	MSE w osi Y	MSE w ψ	Całkowite MSE
NO	0.003819	0.003777	0.003743	0.01134
PF	0.030	0.030	0.030	0.09

W czasie symulacji wykazano że błąd średniokwadratowy PF jest ponad 3 razy mniejszy dla zmiennej w czasie trajektorii (rys. 1). Estymowane wartości NO są bardziej wygładzone ale bardziej oddalone od rzeczywistej wartości. Estymowane wartości PF są szybciej zmienne w czasie co umożliwia szybszą reakcję na zmiany kierunku poruszania się statku. W tym przypadku wartości estymowana oscyluje wokół wartości 0,5 m od wartości zadanej.

Tabela 2 przedstawia błędy średniokwadratowe dla stałej zadanej pozycji statku. Dla tego zadania sytuacja jest odwrotna. NO ma 12 razy mniejszy błąd średniokwadratowy przy estymacji pozycji. Przeszukiwanie przestrzeni rozwiązań przez PF spowodowało utrzymywanie się błędu średniokwadratowego na stałym poziomie gdy NO dwudziestokrotnie zmniejszył błąd średniokwadratowych dla swoich estymacji co dobrze widoczne jest na rysunku 2.

5. WNIOSKI

W artykule zaproponowano dwa algorytmy estymatorów pozycji statku z uwzględnieniem trzech stopni swobody. Estymator zbadano symulacyjnie z wykorzystaniem nieliniowego modelu statku. Czas trwania algorytmu PF jest znacznie dłuższy niż NO oraz można poprawić poprzez optymalizację kodu i przetwarzanie równoległe. Artykuł pokazuje, że możliwe jest estymowanie dokładnej pozycji statku z wykorzystaniem NO i PF. Zaprojektowane estymatory mogą być używane w systemach dynamicznego pozycjonowania statków, realizując takie operacje jak podążanie za trajektorią czy cumowanie. Przyszłe badania rozważają połączenia obu estymatorów położenia w jednym systemie sterowania.

6. BIBLIOGRAFIA

1. Strand J. P. and Fossen T. I.: Nonlinear passive observer design for ships with adaptive wave filtering, in *New Directions in nonlinear observer design*, H. Nijmeijer and T. I. Fossen, Eds. Springer London, 1999, pp. 113–134.
2. Fu M., Yu L., Li M., Xu Y., Wang Y.: Nonlinear extended state observer for path following control of underactuated marine surface vessel, 2015, pp. 453–458.
3. Bryne T. H., Fossen T. I., and Johansen T. A.: Nonlinear observer with time-varying gains for inertial navigation aided by satellite reference systems in dynamic positioning, 2014, pp. 1353–1360.
4. Rigatos G. G.: Sensor fusion-based dynamic positioning of ships using Extended Kalman and Particle Filtering, *Robotica*, vol. 31, no. 03, pp. 389–403, May 2013.

ENHANCEMENT OF POSITIONING ESTIMATION OF VESSEL

An estimation of measured variables is very important in dynamic positioning systems of the vessels. There is required to a filtering of the signal environmental noise and the measurements noises to get high-precision estimate of the vessel's position. The dynamic positioning systems uses a different algorithms for estimating and filtering measured signals. More suitable algorithms of estimating and filtering, allows to obtain an accurate control of the vessel's position at sea, in seaports and near oil rigs. It improve safety level and decrease fuel consumption. That is the reason why many evaluations and investigations of estimation parameter. The goal of research, described in the paper is which of estimator is most suitable estimation of the vessel's position. In this paper used three estimator to compare which of this estimation give the better solution in different tasks in dynamic positioning system. To comparison filters in this paper used simulation where the vessel has been used to different tasks. Ship model simulates the signal from the GPS receiver with disturbances and provides information about the force generated by the propellers. These values was used to estimation position of vessel. Studies have shown that PF is a better estimator than NO by tracking the position of a time-varying but the opposite is true for estimating the position of the invariant over time.

Keywords: Nonlinear observer, Particle Filtering.

ANALIZA NIEPEWNOŚCI POMIARÓW POŁOŻENIA REALIZOWANYCH METODĄ WIZYJNĄ DLA ZASTOSOWAŃ ELEKTROTRAKCYJNYCH

Sławomir JUDEK¹, Jacek SKIBICKI²

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki

1. tel.: 58 347 11 68 e-mail: slawomir.judek@pg.gda.pl

2. tel.: 58 347 29 71 e-mail: jacek.skibicki@pg.gda.pl

Streszczenie: Niepewność pomiarowa stanowi kluczowe zagadnienie podczas wykonywania pomiarów. Jest to zwłaszcza istotne w przypadku pomiarów realizowanych na potrzeby prac naukowych i badawczych. Wyznaczanie niepewności pomiaru podczas wykonywania badań z użyciem nowoczesnego sprzętu pomiarowego jest zagadnieniem szczególnie złożonym i często ze względu na tę złożoność pomijamy. W artykule przedstawiono analizę niepewności pomiaru położenia realizowanego przy użyciu metody wizyjnej z wykorzystaniem cyfrowej kamery 2D. Przedmiotem pomiaru jest obiekt fizyczny o wymiarach charakterystycznych w zastosowaniach elektrotrakcyjnych. Wykonana analiza pokazuje jaką precyzją może być uzyskiwana w trakcie pomiarów laboratoryjnych wykonywanych metodą optyczną oraz prezentuje i przedstawia jakie czynniki są znaczące z punktu widzenia uzyskania tej precyzji.

Słowa kluczowe: trakcja elektryczna, pomiary wizyjne, analiza niepewności pomiarowych.

1. WSTĘP

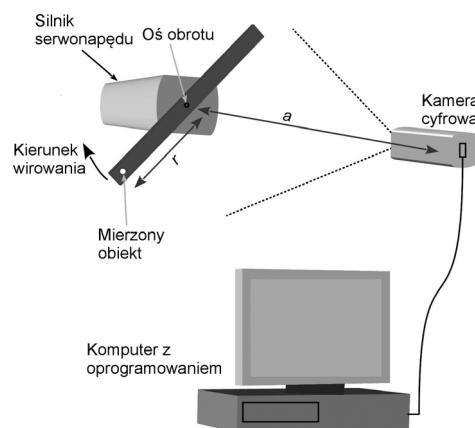
Metody wizyjne znajdują coraz szersze zastosowanie w technice pomiarowej. Trend ten nie omija również pomiarów wykonywanych w dziedzinie elektrotrakcji. Prowadzone są obecnie prace związane z diagnostyką sieci trakcyjnej i odbieraków prądu, w ramach których również korzysta się z wizyjnych metod pomiarowych [1-3]. W trakcie wykonywania pomiarów bardzo ważnym zagadnieniem jest ich rzetelność. Każdorazowo należy więc dokonywać analizy uzyskiwanych rozszerzonych niepewności pomiaru końcowego [4, 5]. W praktyce czynność ta jest niestety często pomijana, będąc uznawana za czasochłonną i niepotrzebną. Może to skutkować uzyskiwaniem wyników obarczonych nadmierną niepewnością, a więc tym samym niewiarygodnych. Bardzo częste, ale niewłaściwe, jest utożsamianie nowoczesnych przyrządów pomiarowych z wysoką dokładnością. Należy zdawać sobie sprawę, że użycie nowoczesnego systemu pomiarowego, nie daje pewności uzyskania wysokiej precyzji pomiaru.

W artykule przedstawiono rozważania dotyczące niepewności pomiaru położenia, wykonywanych przy wykorzystaniu cyfrowej kamery 2D. Proponowana technika należy do grupy bezkontaktowych metod pomiarowych o uniwersalnych możliwościach zastosowania. Sprawdzone jako niepewność pomiarowa jest możliwa do osiągnięcia w typowych warunkach laboratoryjnych oraz jakie czynniki są znaczące z punktu widzenia z jej zastosowania w pomiarach

parametrów urządzeń trakcji elektrycznej ze szczególnym uwzględnieniem diagnostyki sieci trakcyjnej [3].

2. PRZEDMIOT I WARUNKI POMIARU

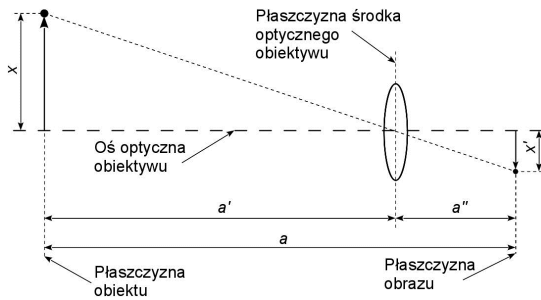
Przedmiotem pomiaru jest położenie obiektu o wymiarach jednego centymetra. Wymiar ten jest charakterystyczny w zakresie pomiaru i diagnostyki sieci trakcyjnej jezdnej. Typową sieć trakcyjną stanowią przewody jezdne i lina nośna o przekrojach zbliżonych do kołowych i średnicach rzędu kilkunastu milimetrów. W przypadku przewodów jezdnych wymiary zależne są od ich stopnia zużycia. Schemat poglądowy stanowiska pokazano na rysunku 1.



Rys. 1. Schemat poglądowy stanowiska pomiarowego

Kamera obserwuje wirującą belkę z zamocowanym, w znanej odległości r od osi obrotu, kontrastowym elementem o średnicy 1 cm. Oś obrotu silnika pokrywa się z osią optyczną kamery, a obracająca się belka jest prostopadła do tej osi i umieszczona w odległości a od matrycy. Sygnał z kamery przesyłany jest do komputera, gdzie poddawany jest obróbce tak, by wyznaczać położenie środka obracającego się obiektu. Obserwowany na stanowisku ruch obrotowy nie jest tożsamy z typowym ruchem zestyku odbierak prądu-sieć trakcyjna. Wybrany ruch po okręgu daje większe możliwości w zakresie oceny niepewności pomiaru, ze względu na łatwość jego parametryzacji i możliwość potraktowania jako ruchu wzorcowego. Zależności geometryczne pomiędzy

rzeczywistym położeniem obiektu, a położeniem jego obrazu wyglądają tak, jak to przedstawiono na rysunku 2.



Rys. 2. Schemat układu optycznego

Dla układu pokazanego na rysunku 2, bazując na podstawowych zależności wynikających z optyki geometrycznej, możliwe jest wyznaczenie położenia rzeczywistego obiektu x na podstawie położenia jego obrazu x' rejestrowanego na matrycy kamery:

$$x = x' \frac{a'}{a''}, \quad (1)$$

gdzie: x' – położenie obrazu obiektu w osi x , w płaszczyźnie obrazowej, a' – odległość pomiędzy płaszczyzną obiektu a płaszczyzną środka optycznego obiektywu, a'' – odległość pomiędzy płaszczyzną środka optycznego obiektywu a płaszczyzną obrazu.

Skorzystanie z zależności (1) nie jest jednak możliwe, gdyż położenie płaszczyzny środka optycznego obiektywu kamery, będącego układem kilkuczewkowym, nie jest znane, nie ma zatem możliwości pomiaru odległości a' i a'' . Jediną wielkością mierzalną jest odległość a pomiędzy płaszczyzną obiektu a płaszczyzną obrazu. Mając do dyspozycji tę wielkość oraz wartość ogniskowej obiektywu f , którą również można wyznaczyć, zależność na położenie obiektu mierzonego w osi x przyjmuje postać:

$$x = \begin{cases} \frac{x'(a-2 \cdot f) - \sqrt{x'^2 \cdot a \cdot (a-4 \cdot f)}}{2 \cdot f} & \text{dla } x' < 0 \\ 0 & \text{dla } x' = 0 \\ \frac{x'(a-2 \cdot f) + \sqrt{x'^2 \cdot a \cdot (a-4 \cdot f)}}{2 \cdot f} & \text{dla } x' > 0 \end{cases}, \quad (2)$$

gdzie: f – ogniskowa obiektywu.

Ponieważ kamera rejestruje obraz dwuwymiarowy, a w rozpatrywanym przypadku występuje symetria układu optycznego w obu osiach przestrzeni dwuwymiarowej, analogiczne do (1) i (2) zależności będą obowiązywały również w osi y . Ze względu praktycznego dalsze rozważania będą przedstawiały problem pomiaru wielkości tylko w osi x , przy świadomości, że dla osi y analiza wygląda identycznie.

3. NIEPEWNOŚĆ POMIARU

W rozpatrywanym układzie pomiarowym wynik pomiaru, zależy od trzech zmiennych, tj. współrzędnych obrazu w płaszczyźnie obrazowej x' , ogniskowej obiektywu f oraz odległości pomiędzy płaszczyzną przedmiotu i

płaszczyzną obrazu a . Dwie z tych wielkości wyznacza się jednokrotnie (a oraz f) przed przystąpieniem do pomiarów, a trzecia z nich (x') zmienia się wraz ze zmianą położenia obrazu obiektu w płaszczyźnie obrazu. Niepewność standardowa wyniku będzie więc zależna od niepewności wyznaczenia w/w zmiennych i dana zależnością [5]:

$$u(x) = \sqrt{\left(\frac{\partial x}{\partial a}\right)^2 \cdot u(a)^2 + \left(\frac{\partial x}{\partial f}\right)^2 \cdot u(f)^2 + \left(\frac{\partial x}{\partial x'}\right)^2 \cdot u(x')^2} \quad (3)$$

3.1. Niepewności pomiarów cząstkowych

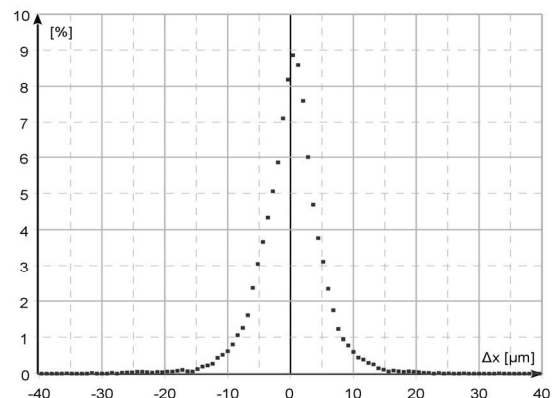
Badania wykonywano w warunkach laboratoryjnych przy użyciu typowego sprzętu pomiarowego. Pozwoliło to na oddanie przeciętnych warunków przeprowadzania tego typu czynności w praktyce badań naukowych, podczas których nie korzysta się z przyrządów referencyjnych i wzorców pomiarowych [5].

Niepewność pomiaru odległości pomiędzy płaszczyzną obiektu i obrazu

Odległość pomiędzy płaszczyzną obiektu i obrazu zmierzono przy wykorzystaniu przymiaru pierwszej klasy dokładności. Uzyskano wynik $a = 1654,50 \text{ mm}$, z niepewnością standardową $u(a) = \pm 0,18 \text{ mm}$.

Niepewność pomiaru położenia obrazu obiektu na matrycy kamery

Wyznaczenie niepewności dla pomiaru położenia plamki świetlnej na matrycy kamery jest procesem złożonym. Użyta na stanowisku, kamera dysponuje czujnikiem o rozdzielczości 2046x2046 px o całkowitym wymiarze 11,26x11,26 mm, a wielkość pojedynczego piksela równa jest 5,5x5,5 μm . Producent nie określa niepewności wyznaczenia tych wielkości. Z braku danych przyjęto, że wymiar matrycy określono z niepewnością wzorcowania leżącą na poziomie ostatniej cyfry znaczącej wyniku czyli $\pm 0,01 \text{ mm}$. Przy takich założeniach niepewność standardowa wymiaru piksela wynosi $\pm 0,0029 \mu\text{m}$.



Rys. 3. Histogram rozrzutu wyników dla 30 tysięcy pomiarów

Dodatkowym źródłem niepewności występującym w tym przypadku są procesy losowe jakie zachodzą w trakcie pomiaru, wywołane np. ruchem powietrza, drganiami podłoża, zmianami oświetlenia itp. Czynniki te sprawiają, że przy nieruchomym stanowisku, wyniki kolejnych pomiarów różnią się od siebie. Przykładowy histogram rozrzutu wyników dla 30 tysięcy pomiarów pokazano na rysunku 3.

Odchylenie standardowe wynosi w tym przypadku 5 μm . Przyjęcie współczynnika rozszerzenia równego dwa

(oznacza to, że $u(x') = 10 \mu\text{m}$) gwarantuje, iż 95,45% wyników mieści się w założonym przedziale niepewności. (niepewność wyznaczenia wymiarów pojedynczego piksela pominięto, gdyż jest o cztery rzędy wielkości mniejsza).

Niepewność pomiaru ogniskowej obiektywu

Producenci obiektywów podają wartości ogniskowych zaokrąglone do pełnych lub do dziesiątych części milimetra bez informacji o niepewności. Dodatkowo należy pamiętać o konieczności uwzględnienia efektu pływania ogniskowej, polegającego na nieznacznej zmianie jej wartości w zależności od odległości nastawienia ostrości. Chcąc zatem prawidłowo określić skalę odwzorowania konieczne jest każdorazowe wyznaczenie ogniskowej obiektywu.

Pomiaru ogniskowej dokonuje się w układzie identycznym jak pokazano na rys. 2, korzystając ze wzoru:

$$f = \frac{a}{2 + \frac{x'}{x} + \frac{x}{x'}} \quad (4)$$

Podczas pomiaru odległość a powinna być taka sama jak przy pomiarach właściwych. Korzystając z przymiaru pierwszej klasy dokładności, suwmiarki noniuszowej o niepewności wzorcowania równej 0,05 mm oraz mierząc wymiar obrazu obiektu używając bezpośrednio kamery z niepewnością odczytu równą wymiarom piksela ($5,5 \mu\text{m}$) uzyskano wartość ogniskowej $f = 37,546 \text{ mm}$ z niepewnością standardową $u(f) = 0,013 \text{ mm}$ (deklarowana przez producenta ogniskowa użytego obiektywu typu Mir-1b równa jest 37,4 mm). Niepewność wyznaczenia wartości ogniskowej uzyskano, korzystając z prawa propagacji niepewności, na podstawie niepewności standardowych pomiarów cząstkowych wynoszących odpowiednio: wymiar przedmiotu $x = 400,500 \pm 0,029 \text{ mm}$; wymiar obrazu przedmiotu $x' = 9,5263 \pm 0,0032 \text{ mm}$; odległość pomiędzy płaszczyznami przedmiotu i obrazu $a = 1654,50 \pm 0,18 \text{ mm}$.

3.2. Współczynniki wrażliwości

Pochodne cząstkowe widoczne w zależności (3), nazywane inaczej współczynnikami wrażliwości pokazują w jakim stopniu niepewność wyznaczenia danej wielkości cząstkowej przekłada się na końcową niepewność wyniku pomiaru [5]. W rozpatrywanym przypadku, współczynniki wrażliwości przedstawione są zależnościami:

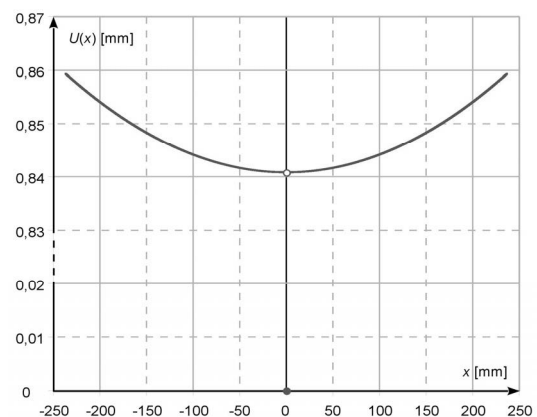
$$\frac{\partial x}{\partial x'} = \begin{cases} \frac{a}{2 \cdot f} - 1 - \frac{x' \cdot (a^2 - 4 \cdot f \cdot a)}{2 \cdot f \cdot \sqrt{x'^2 \cdot (a^2 - 4 \cdot f \cdot a)}} & \text{dla } x' < 0 \\ 0 & \text{dla } x' = 0 \\ \frac{a}{2 \cdot f} - 1 + \frac{x' \cdot (a^2 - 4 \cdot f \cdot a)}{2 \cdot f \cdot \sqrt{x'^2 \cdot (a^2 - 4 \cdot f \cdot a)}} & \text{dla } x' > 0 \end{cases} \quad (5)$$

$$\frac{\partial x}{\partial a} = \begin{cases} \frac{1}{2 \cdot f} \left(x' \frac{x'^2 \cdot (a - 2 \cdot f)}{\sqrt{x'^2 \cdot (a^2 - 4 \cdot f \cdot a)}} \right) & \text{dla } x' < 0 \\ 0 & \text{dla } x' = 0 \\ \frac{1}{2 \cdot f} \left(x' + \frac{x'^2 \cdot (a - 2 \cdot f)}{\sqrt{x'^2 \cdot (a^2 - 4 \cdot f \cdot a)}} \right) & \text{dla } x' > 0 \end{cases} \quad (6)$$

$$\frac{\partial x}{\partial f} = \begin{cases} \frac{1}{2 \cdot f^2} \left(\begin{matrix} -2 \cdot x' + \frac{2 \cdot a \cdot x'^2}{\sqrt{x'^2 \cdot (a^2 - 4 \cdot f \cdot a)}} \\ - \left(x' \cdot (a - 2 \cdot f) - \sqrt{x'^2 \cdot (a^2 - 4 \cdot f \cdot a)} \right) \end{matrix} \right) \cdot f + & \text{dla } x' < 0 \\ 0 & \text{dla } x' = 0 \\ \frac{1}{2 \cdot f^2} \left(\begin{matrix} -2 \cdot x' - \frac{2 \cdot a \cdot x'^2}{\sqrt{x'^2 \cdot (a^2 - 4 \cdot f \cdot a)}} \\ - \left(x' \cdot (a - 2 \cdot f) + \sqrt{x'^2 \cdot (a^2 - 4 \cdot f \cdot a)} \right) \end{matrix} \right) \cdot f + & \text{dla } x' > 0 \end{cases} \quad (7)$$

Współczynnik wrażliwości związany ze zmienną x' przyjmuje stałą wartość równą $\partial x / \partial x' = 42,04$. Jedynie dla $x' = 0$ występuje punkt nieciągłości i pochodna przyjmuje wartość zerową. Pozostałe współczynniki to zależności liniowe zmieniające się, w badanym zakresie pomiarowym, od -0,15 do 0,15 ($\partial x / \partial a$) oraz od 6,61 do -6,61 ($\partial x / \partial f$).

Ponieważ jeden ze współczynników wrażliwości jest funkcją nieciągłą w punkcie $x' = 0$, taki też charakter będzie miała zależność niepewności rozszerzonej pomiaru końcowego w funkcji wielkości mierzonej, która dla zakresu pomiarowego wynoszącego od -235 do +235 mm, pokazana została na rys. 4.



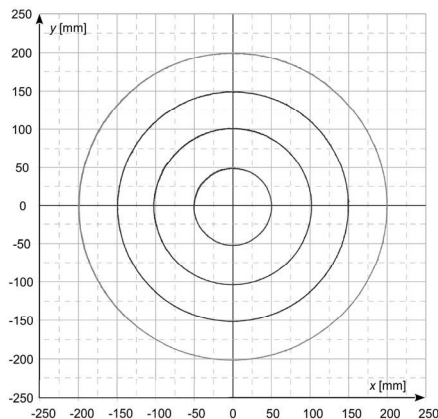
Rys. 4. Niepewność rozszerzona pomiaru końcowego w osi x

Dla zakresu pomiarowego odpowiadającego warunkom laboratoryjnym wartość niepewności rozszerzonej zmienia się pomiędzy 0,84 a 0,86 mm, za wyjątkiem punktu nieciągłości dla wartości zerowej wielkości mierzonej.

4. WYNIKI POMIARÓW

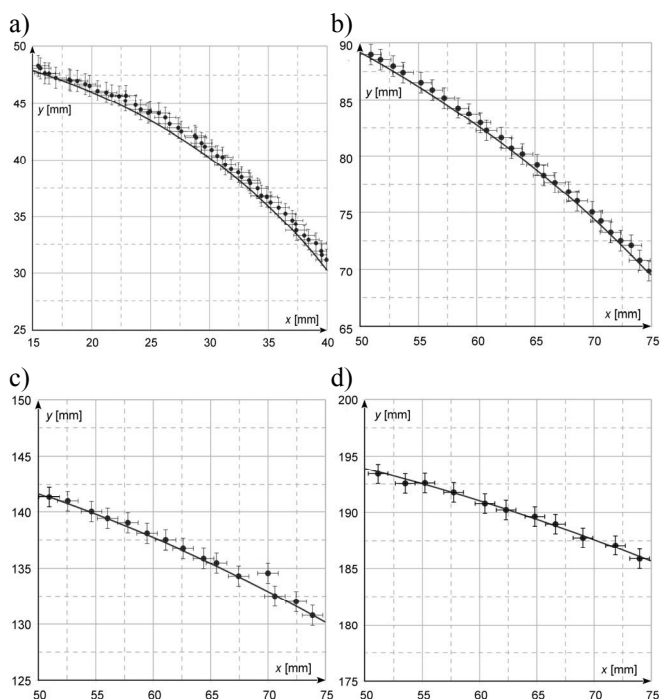
Wykonano pomiary dla czterech odległości wirującego obiektu od osi obrotu, wynoszących odpowiednio: $r_1 = 50,150$; $r_2 = 102,200$; $r_3 = 150,250$; $r_4 = 200,250 \text{ mm}$ (niepewność rozszerzona dla wszystkich pomiarów wynosi $U(r) = \pm 0,058 \text{ mm}$).

Dla każdego promienia zaobserwowano minimum trzynastie pełnych obrotów (7000 próbek). Zbiorcze wyniki pomiaru pokazano na rys. 5. Można zauważyć występujące drobne niecentryczności uzyskanych okręgów. Wynikają one z faktu nieidealnego pozycjonowania stanowiska pomiarowego polegającego na tym, że oś obrotu silnika nie pokrywała się dokładnie z osią optyczną obiektywu. Konieczne jest więc ustalenie poprawek jakie należy wprowadzić aby zależność (2), wyprowadzona przy założeniu pokrycia się osi obrotu i obiektywu, była prawdziwa.



Rys. 5. Wyniki pomiarów uzyskane na stanowisku pomiarowym

Wartości koniecznych poprawek wyznaczono korzystając z metody najmniejszych kwadratów metodą minimalizacji normy RSS (ang. residual sum of squares), tj. sumy kwadratów residuów szacowanego modelu (wyniki dla poszczególnych wartości r zestawiono w tabl. 1) [6].



Rys. 6. Ostateczne wyniki pomiarów z zaznaczonymi niepewnościami pomiarowymi, gdzie a); b); c), d) wyniki odpowiednio dla r_1 , r_2 , r_3 i r_4

Tablica 1. Wartości wyznaczonych poprawek

Promień	Poprawka w osi	
	x [mm]	y [mm]
r_1	-0,027	-1,808
r_2	0,193	-1,595
r_3	0,162	-1,341
r_4	-0,020	-1,103

Przykładowe wyniki (fragmenty) po wprowadzeniu poprawek, wraz z zaznaczonymi niepewnościami rozszerzonymi pokazano na rys. 6. Można zauważyć, że poza nielicznymi wyjątkami wszystkie pomiary odpowiadają wartości położenia wzorcowego w zakresie wyznaczonej niepewności pomiarowej.

5. WNIOSKI KOŃCOWE

W artykule wykazano, że korzystając z wizyjnych metod pomiarowych do określania położenia obiektu o wymiarach rzędu 1 cm można uzyskać wyniki obciążone niepewnością rozszerzoną mniejszą od 1 mm. Taka wartość jest akceptowalna w trakcie badań parametrów sieci trakcyjnej, jako że korzystając z tradycyjnych metod pomiarowych poziom uzyskiwanej niepewności jest wyższy.

6. BIBLIOGRAFIA

1. Judek S., Jarzebowicz L.: Wavelet transform-based approach to defect identification in railway carbon contact strips, *Elektr. ir Elektrotechnika*, vol. 21, no. 6, Dec. 2015, pp 29-33.
2. Jarzebowicz L., Judek S.: Monitoring i diagnostyka nakładek stykowych kolejowych odbieraków prądu z wykorzystaniem systemu wizyjnego 3D, *Przegląd Elektrotechniczny*, Nr 8/2013, s. 308-312.
3. Skibicki J.: The new version of contact-less method for localisation of catenary contact wire – theoretical assumption, *Przegląd Elektrotechniczny*, Nr 7/2013, s. 100-104.
4. Praca zbiorowa: Wyrażanie niepewności pomiaru – przewodnik, Główny Urząd Miar, Warszawa 1999.
5. Skubis T.: Opracowanie wyników pomiarów. Przykłady. Wyd. Pol. Śl., Gliwice 2003.
6. Shakarji C.M.: Least-squares fitting algorithms of the NIST algorithm testing system, *J Res Natl Inst Stand Technol*, 103 (1998), pp. 633–641.

ANALYSIS OF MEASUREMENT UNCERTAINTY OF POSITION MEASURING PERFORMED BY VISION METHOD FOR ELECTRIC TRACTION APPLICATION

Measurement uncertainty is a main problem during measurements. This is particularly important for measurements making for scientific and research purposes. Determination of measurement uncertainties during researching with using a modern measurement equipment is an problem particularly complex and often, due to this complexity, skipped. The article presents an analysis of the measurement uncertainty for position measuring by using a visual methods based on 2D image camera. The object of measurement is a physical object with dimensions characteristic for electric traction applications. The analysis shows what precision level can be achieved during laboratory measurements, performed by an optical method and also presents and illustrates what factors are significant for achieving this level of measurement precision.

Keywords: electric traction, vision technique measurement, analysis of measurement uncertainty.

HIERARCHICZNY SYSTEM STEROWANIA SIECIĄ WODOCIĄGOWĄ Z ZASTOSOWANIEM RADIOWEJ INFRASTRUKTURY KOMUNIKACYJNEJ

Tomasz KARLA¹, Jarosław TARNAWSKI², Kazimierz DUZINKIEWICZ³

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki

1. tel.: 58 347-17-42 e-mail: tomasz.karla@pg.gda.pl
 2. tel.: 58 347-12-26 e-mail: jaroslaw.tarnawski@pg.gda.pl
 3. tel.: 58 347-22-39 e-mail: kazimierz.duzinkiewicz@pg.gda.pl

Streszczenie: W artykule przedstawiono proces budowy hierarchicznego systemu sterowania ilością i jakością wody w sieci dystrybucji wody pitnej miasta Chojnice. Do badań wykorzystano model szkieletowy opracowany w środowisku Epanet. Dokonano dekompozycji, zaproponowano strukturę systemu regulacji, w warstwie bezpośredniej sprawdzono różne rodzaje regulacji: zdarzeniowo-regulowe, PID oraz MPC. Zaproponowano bezprzewodowe metody komunikacji pomiędzy punktami monitorowania i sterowania. Dokonano badań symulacyjnych poprawności działania zaproponowanego systemu sterowania.

Słowa kluczowe: sterowanie hierarchiczne, sieci wodociągowe, komunikacja bezprzewodowa, sterowanie koordynowane.

1. WPROWADZENIE

Sieci wodociągowe to jedno z najważniejszych działów infrastruktury zarówno dla odbiorców indywidualnych jak i przemysłu. W obu wypadkach niezbędnym jest zapewnienie odpowiedniej ilości dostarczonej wody w każdym momencie doby. W wypadku odbiorców indywidualnych bardzo ważna jest także jakość dostarczonej wody, gdyż w wielu wypadkach jest ona bezpośrednio spożywana przez ludzi.

W artykule przedstawiono opracowany hierarchiczny system sterowania dla sieci wodociągowej miasta Chojnice [1], którego zadaniem jest regulacja ilości i jakości dostarczonej wody do odbiorców. Przedstawiono proces dekompozycji obiektu sterowania, opracowane struktury i mechanizmy sterowania oraz przykładową implementację z wykorzystaniem radiowej infrastruktury komunikacyjnej.

2. CHARAKTERYSTYKA OBIEKTU

Systemy sieci wodociągowych są rozległymi przestrzennie obiektami, które służą do dystrybucji wody [2, 3, 4]. Woda jest wykorzystywana w różnych celach: spożywczych, sanitarnych oraz przemysłowych. Sieci wodociągowe składają się z systemu rurociągów, które mogą się rozgałęziać lub łączyć tworząc węzły, z których pobierana jest woda dla użytkowników. Sieci wodociągowe mogą być zaopatrywane w wodę z kilku rodzajów ujęć: naturalnych rezerwuarów, napełnianych zbiorników, czy też podziemnych źródeł. W zależności od zastosowania (m.in. instalacje pożarowe, przemysłowe lub dystrybucji wody pitnej), istnieją odpowiednie normy regulujące

dopuszczalne poziomy ciśnienia, czy też maksymalne poziomy stężenia substancji chemicznych zawartych w wodzie.

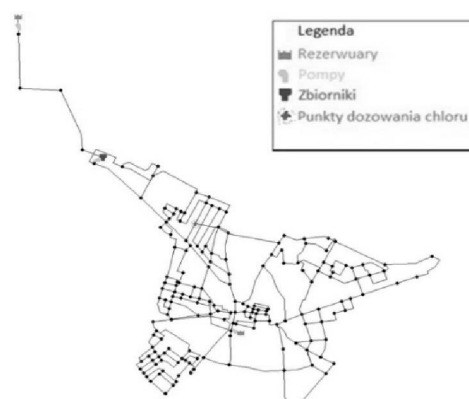
Jedną z najpopularniejszych technik zapobiegania powstawaniu materii organicznych w rurociągach jest używanie chloru jako środka dezynfekującego, dodawanego do wody w punktach uzdatniania wody przy ujęciach wody jak i w wybranych węzłach sieci.

Na potrzeby badań użyto przedstawionego w [5] modelu sieci wodociągowej miasta Chojnice opracowanego w oprogramowaniu Epanet 2.0. Model ten powstał po przeprowadzeniu szkieletyzacji (uproszczeniu rzeczywistej struktury sieci w celu zbudowania jej modelu matematycznego) rzeczywistej sieci wodociągowej miasta. W momencie wykonywania badań, sieć ta nie posiadała żadnych systemów automatycznej regulacji. W tabelicy 1 przedstawiono zestawienie ilościowe elementów modelu.

Tablica.1. Zestawienie ilościowe elementów modelu

Ujęcia wody	2 rezerwuary, 1 zbiornik
Rurociągi	177 węzłów sieci (najniżej położony 150 m n.p.m, najwyższej 178 m n.p.m.), 271 rur długości ponad 73 km
Urządzenia wykonawcze	3 pompy dostarczające wodę do sieci

Struktura połączeń i węzłów sieci została przedstawiona na rysunku 1.



Rys.1. Struktury połączeń i węzłów sieci wodociągowej miasta Chojnice

Rurociągi głównej części miasta są zasilane w wodę przez pompy ze zbiornika przepływowego oraz jednego rezerwuaru. Przepływ wody w tych punktach jest jednokierunkowy w normalnym trybie pracy, co powoduje, że musi panować równowaga między ilością wody włączanej do sieci a pobieranej przez odbiorców. W sieci nie ma dodatkowego zbiornika, który mógłby kompensować większe różnice w dostarczanej i pobieranej wodzie. Łatwo przez to można doprowadzić do sytuacji tzw. dławienia pomp. Polega ono na tym, że jedna pompa jest w stanie wytworzyć na tyle duże ciśnienie w rurociągach, że nastąpi zatrzymanie przepływu wody w innych pompach. Jest to sytuacja niedopuszczalna mogąca doprowadzić nawet do uszkodzenia pomp. Z tego względu wymagana jest precyzyjna regulacja pracy pomp i możliwie dokładne podążanie za zmianami zapotrzebowania wody w sieci. W rzeczywistej sieci wodociągowej miasta Chojnice nie ma dodatkowych punktów dozowania chloru. W wykorzystanym modelu dodano je po analizie hydraulicznej i jakościowej sieci.

3. DEKOMPOZYCJA OBIEKTU NA POTRZEBY SYNTEZY SYSTEMU STEROWANIA

Pierwszym etapem badań, było określenie, czy jest możliwe podzielenie całego układu na mniejsze niezależne systemy. Wykorzystując oprogramowanie Epanet zbadano rozpyły wody w sieci realizując różne scenariusze. W kolejnych ujęciach połączonych z poszczególnymi pompami ustawiano wysokie stężenie chloru. Następnie badając stężenie chloru w węzłach sieci określano rozpyły wody. Wyodrębnienie całkowicie odseparowanych podsystemów nie było możliwe, jednak zaobserwowano duże strefy z dominującymi wpływami poszczególnych pomp. Na tej podstawie cały system podzielono na 3 mniejsze podsystemy. Określono także dodatkowe punkty dozowania chloru prócz dozowników w rezerwuarach i zbiorniku.

Ze względu na charakter sieci, specyficzne ułożenie i wykorzystanie zbiornika nie ma dużych możliwości magazynowania wody i tym samym oszczędzania energii elektrycznej. Wobec tego w artykule nie rozpatrywano kwestii ekonomicznych, a wyłącznie pokrycie zapotrzebowania i jakość dostarczanej wody. Nie rozpatrywano również sytuacji nadzwyczajnych typu: susza, awarie urządzeń sterujących i wykonawczych.

4. SYNTEZA UKŁADU STEROWANIA

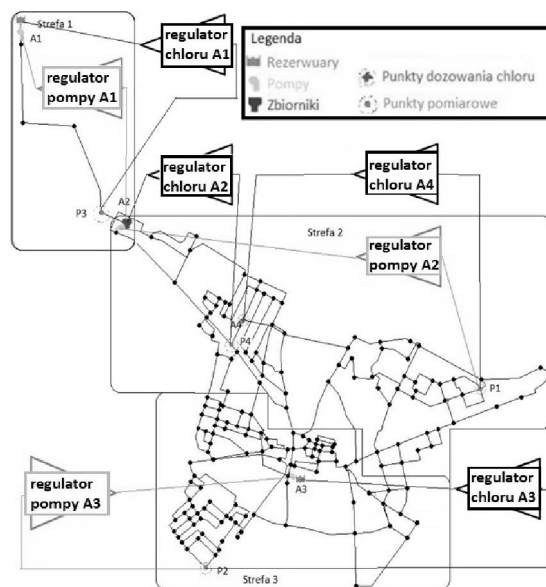
Syntezę układu sterowania rozpoczęto od określenia 3 niezależnych pętli sterowania dla wydzielonych podsystemów. W wypadku sterowania ilością dostarczanej wody (hydrauliki) wyszczególniono 3 niezależne pętłe, dla sterowania jakością wody (chlorowanie) wyszczególniono 4 pętłe (rysunek 2).

4.1. Zdefiniowanie celów sterowania

Cele sterowania zostały określone na podstawie typowych wartości ciśnień i stężenia chloru dla wody pitnej w sieciach wodociągowych wraz z uwzględnieniem regulacji dotyczących minimalnego ciśnienia na potrzeby przeciwpożarowe. Tablica 2 przedstawia określone cele dla systemów hydrauliki i dla systemów jakości wody. Wartości ciśnień w punktach pomiarowych miały zawierać się w zakresie 25-45 mH₂O przy zadanej 35 mH₂O, zaś poziom wody w zbiorniku w zakresie 2,75-4,5 m przy zadanym

3,5 m co stanowiło bezpieczne limity zarówno przed przepełnieniem jak i opróżnieniem zbiornika. Maksymalne dopuszczalne stężenie chloru w wodzie wynosi 0,3 mg/l (wg rozporządzenia ministra zdrowia z 2007 roku). Wartości zadane przyjęto na poziomie 0,15 mg/l stanowiącego połowę dopuszczalnego stężenia. Stała praca pomp wymusza ciągłe przepływy w rurach, co spowalnia powstawanie materii organicznych.

W badaniach wykorzystano dobowy profil zapotrzebowania z rzeczywistych danych dla sieci wodociągowej miasta Chojnice.



Rys.2. Dekompozycja zadań sterowania - wyznaczone pętłe sterowania ilością i jakością

Tablica.2. Cele sterowania systemów hydrauliki i jakości

Systemy hydrauliki		
Elementy	Powiązania	Cele
Strefa 1		
Rezerwuar, Pompa A1, Zbiornik	Pompa A1 pobiera wodę z rezerwuaru, która trafia do zbiornika	Utrzymanie zadanego poziomu w zbiorniku
Strefa 2		
Zbiornik, Pompa A2, Punkt pomiarowy P1	Pompa A2 pobiera wodę ze zbiornika, która potem zostaje doprowadzona do P1	Utrzymanie zadanego poziomu ciśnienia w P1
Strefa 3		
Rezerwuar, Pompa A3, Punkt pomiarowy P2	Pompa A3 pobiera wodę z rezerwuaru, która potem zostaje doprowadzona do P2	Utrzymanie zadanego poziomu ciśnienia w P2
Systemy jakości		
Podsystem	Miejsce	Cel sterowania
A1-P3	Rezerwuar A1	Utrzymanie zadanego poziomu stężenia chloru w wodzie w P3
A2-P4	Zbiornik A2	Utrzymanie zadanego poziomu stężenia chloru w wodzie w P4
A3-P2	Rezerwuar A3	Utrzymanie zadanego poziomu stężenia chloru w wodzie w P2
A4-P1	Węzeł sieci nr 4	Utrzymanie zadanego poziomu stężenia chloru w wodzie w P1

4.2. Synteza regulatorów

Regulatory zostały opracowane w środowisku MATLAB. Syntezę rozpoczęto od projektowania systemów sterowania hydrauliką sieci (ilością dostarczonej wody) gdyż pokrycie zapotrzebowania wody jest pierwszorzędnym priorytetem. Sterowanie pomp polegało na określeniu procentowej wydajności przepływu, sterowanie chloru na określeniu dawki chloru wstrzykiwanej do ujęć wody lub określenia stężenia w poszczególnych węzłach sieci. W scenariuszach testowych, profile zapotrzebowania zmieniane były losowo o wartość do $\pm 10\%$ wzorcowych profili w poszczególnych godzinach symulacji.

4.2.1. Niezależne regulatory zdarzeniowo-regulowe

Badania przeprowadzono pod kątem sprawdzenia, czy w takiej strukturze sieci wodociągowej możliwe jest zaimplementowanie niezależnych podsystemów sterowania, które zapewnią wystarczającą jakość regulacji. Nie udało się jednak opracować reguł, które zapewniły prawidłową pracę systemu. Całkowicie niezależne układy sterowania doprowadzały do wzajemnego dławienia pomp.

4.2.2. Koordynacja podsystemów sterowania

Wykorzystując model sieci w oprogramowaniu Epanet oraz MATLAB opracowano mechanizm koordynacji sterowań z poszczególnych regulatorów. Niezależne pętle nawet po utracie koordynacji byłyby w stanie zapewnić pracę przynajmniej części układu. Zadaniem mechanizmu koordynacji sterowań pomp była taka modyfikacja sterowań wypracowanych przez poszczególne podsystemy, aby nie następowało dławienie pomp. Mechanizm otrzymywał wypracowane wartości sterowań od wszystkich podsystemów i na podstawie modelu sieci estymował, czy nastąpi dławienie. W tym wypadku wartości były modyfikowane zgodnie z wprowadzonymi ograniczeniami sterowania oraz ustalonymi regułami wynikającymi z zaobserwowanych w czasie analizy wzajemnych zależności między podsystemami. Obliczenia i modyfikacje trwały dopóki nie znaleziono sterowań niedławiących pomp lub po osiągnięciu określonego czasu maksymalnego. W drugim wypadku do systemów były przesyłane sterowania, które wykazywały najkrótsze okresy dławienia pomp.

Wdrożenie mechanizmu przekształciło cały system w hierarchiczny układ sterowania [6, 7], z mechanizmem koordynacji w warstwie wyższej (nadzorczej) oraz regulatorami poszczególnych pomp w warstwie bezpośredniego sterowania.

4.2.3. Koordynowane regulatory zdarzeniowo-regulowe

Zastosowanie mechanizmu koordynowania pozwoliło na wyeliminowanie efektu dławienia pomp w testowych scenariuszach. Jednak obserwowano spadki ciśnienia poniżej wymaganych 25 mH₂O.

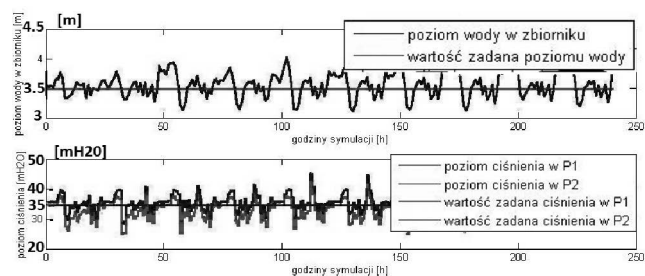
4.2.4. Koordynowane regulatory PID

Metodą eksperymentalną dobierano nastawy parametrów regulatorów poszczególnych podsystemów. Po kilku iteracjach udało się uzyskać zadowalającą jakość sterowania hydrauliką sieci. Wszystkie wartości zawierały się dopuszczalnych przedziałach przy czym przez większość czasu znajdowały się w granicach ± 7 mH₂O dla ciśnienia oraz -0,2 m/ +0,7 m dla poziomu wody w zbiorniku (ze względu na specyfikę sieci niemożliwe było uniknięcie

powolnego napełniania się zbiornika w porze nocnej bez dławienia/wyłączenia pomp co jest niewskazane).

4.2.5. Koordynowane regulatory MPC

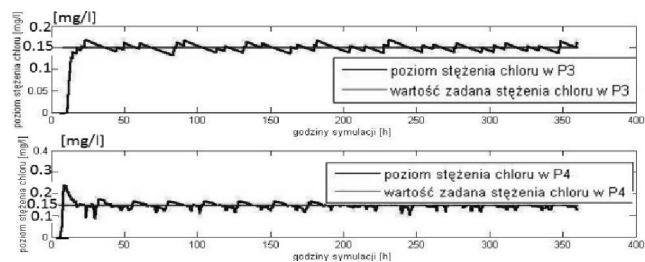
Regulatory MPC pozwalają na uwzględnianie zarówno przewidywanych zmian zapotrzebowania jak i możliwość uwzględnienia w predykowanym sygnale sterującym dodatkowych ograniczeń. Potencjalnie pozwala to na polepszenie jakości sterowania. Wykorzystano także algorytm adaptacji parametrów w danych porach dnia. W ten sposób zbudowano 3 różne regulatory MPC po jednym dla każdego podsystemu. Uzyskano dodatkową poprawę względem regulatorów PID. Wartości ciśnień w większości wypadków zawierały się w granicach ± 5 mH₂O zaś poziom wody w zbiorniku -0.3 m/ +0.5 m. Dalsze polepszenie jakości sterowania jest utrudnione przez specyficzną budowę sieci i ograniczenia z tym związane. Na rysunku 3 przedstawiono otrzymane przebiegi.



Rys. 3. Przebiegi poziomu wody i ciśnień w monitorowanych węzłach

4.2.6. Regulatory MPC dla systemów chlorowania

Pierwszym etapem projektowania regulatorów MPC było określenie opóźnień, z jakimi następuje rozplływ wstrzykiwanego chloru. Dla podsystemów zostały wykonane analizy i na ich podstawie określono parametry regulatorów MPC. Przeprowadzone badania wykazały, że dla tak dobranych podsystemów z tego typu regulatorami spełnione są wszystkie zakładane cele. Wartość stężenia w żadnym punkcie pomiarowym nie przekroczyła granicznych wartości, w większości wypadków oscylowała wokół wartości zadanej w zakresie ± 2 mg/l co jest wartością zadowalającą. Wyniki przedstawiono na rysunku 4.



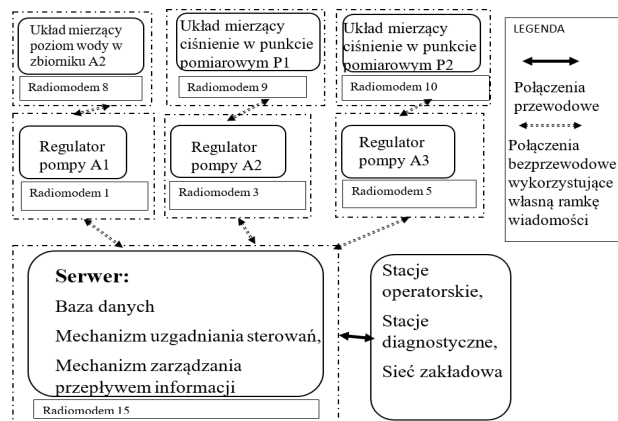
Rys. 4. Wartości stężenia chloru w wybranych monitorowanych węzłach

5. INFRASTRUKTURA KOMUNIKACYJNA I ARCHIWIZACJA POMIARÓW

W rzeczywistym środowisku wszystkie elementy całego opracowanego układu sterowania znajdują się w odległości nawet kilkunastu kilometrów od siebie. Ważnym aspektem jest więc zapewnienie odpowiedniej komunikacji między poszczególnymi jednostkami. Wybrano alternatywne w stosunku do kablowego rozwiązanie z wykorzystaniem

technologii radiowych. Opracowany system sterowania przetestowano wykorzystując radiomodemy Satellar do komunikacji w modelu master-slave. W celu podwyższonej niezawodności i pewności poprawności przesyłania danych wybrano przemysłowe modele o konfigurowalnych parametrach takich jak: częstotliwość pracy, moc sygnału, czułość, szerokość kanału i możliwości doboru anten do różnorodnych potrzeb. Przesyłane dane są szyfrowane. Modemy mogą pracować na dzierżawionych częstotliwościach oraz w systemach redundantnych. Dla dodatkowego podwyższenia pewności transmisji danych można dokonać również redundancji w postaci innej technologii transmisji bezprzewodowej czyli transmisji GSM. Konieczność potrzeb tak rozbudowanych systemów redundantnych można zweryfikować wyłącznie w zastosowaniach praktycznych.

Poszczególne regulatory zostały zaimplementowane w środowisku MATLAB na komputerach połączonych z radiomodemami (urządzenia slave). Jeden komputer pełni rolę serwera – mastera, który cyklicznie komunikował się z jednostkami typu slave oraz jednocześnie symulował obiekt i punkty pomiarowe, przysyłając dane do regulatorów. Jego funkcją było także archiwizowanie wszystkich danych otrzymywanych z podsystemów. Wszystkie radiomodemy nastawione były na jedną częstotliwość. Przesyłane dane były rozróżniane i interpretowane na podstawie opracowanej ramki komunikacyjnej. Układ połączeń dla sterowania hydrauliką sieci przedstawia rysunek 5.



Rys.5. Schemat połączeń komunikacyjnych

Przeprowadzono ponownie testy układu sterowania ilością dostarczanej wody z wykorzystaniem opisanej

infrastruktury komunikacyjnej. Nie zaobserwowano żadnych odstęp od normy w wynikach symulacji ani w komunikacji.

6. WNIOSKI KOŃCOWE

W artykule przedstawiono proces budowy hierarchicznego systemu sterowania dla sieci wodociągowej miasta Chojnice z wykorzystaniem infrastruktury radiowej wraz z różnymi wariantami regulatorów. Przedstawiono uzyskane wyniki jakości sterowania poszczególnych wariantów, opracowano mechanizm uzgadniający sterowania zapewniający poprawną pracę systemu. Zbadano aspekty komunikacyjne między poszczególnymi elementami systemu sterowania oraz zaproponowano odpowiednią infrastrukturę, uwzględniającą możliwość archiwizacji danych i kontroli przepływu informacji między elementami systemu. Sieć miasta Chojnice w trakcie badań nie posiadała żadnego systemu regulacji automatycznej. Opracowany system sterowania jest realną opcją, możliwą do implementacji, niewymagającą dużych zmian związanych z infrastrukturą komunikacyjną.

7. BIBLIOGRAFIA

1. Karla T.: Rozproszony system sterowania dla sieci wodociągowej miasta Chojnice z wykorzystaniem radiowej infrastruktury komunikacyjnej, Praca magisterska, WEiA PG, 2013.
2. Duzinkiewicz K.: Zintegrowane sterowanie systemami zaopatrzenia w wodę pitną. AGH Uczelniane wydawnictwo naukowo-dydaktyczne, 2005.
3. Osuch-Pajdzińska E., Roman M.: Sieci i obiekty wodociągowe”, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2008.
4. Dohnalik P., Jędrzejewski Z.: Efektywna eksploatacja wodociągów. Ograniczanie strat wody to wcale nie trudne”, LEMTECH Konsulting, Kraków 2004.
5. Ciminski A.: Metody estymacji stanu systemu w warunkach „deficytu” danych pomiarowych – podejście do budowy miękkiego symulatora hydrauliki na przykładzie sieci wodociągowej miasta Chojnice, Praca magisterska, WEiA PG, 2005.
6. Tatjewski P.: Advanced Control of Industrial Processes: Structures and Algorithms, Springer-Verlag London Limited 2007.
7. Grega W.: Metody i algorytmy sterowania cyfrowego w układach scentralizowanych i rozproszonych, Wydawnictwo AGH 2004.

HIERARCHICAL CONTROL OF DRINKING WATER DISTRIBUTION SYSTEM WITH WIRELESS COMMUNICATION INFRASTRUCTURE

Drinking Water Distribution Systems (DWSW) are most important sectors of infrastructure, both for individuals and industry. In both cases it is necessary to provide a suitable amount of water at all times during a day. In the case of individual customers it is very important to ensure good quality of the water supply, since in many cases it is directly consumed by customers. The DWDS from the perspective of control engineer is a multi-dimensional, nonstationary object with variable delays and uncertainty. So it is a very complex object, and geographically distributed. The article presents the process of building a hierarchical control of quantity and quality of water in the DWDS of the city Chojnice. In purpose of application of decentralized control DWDS was decomposed and subsystems were created. Different types of regulation: event-driven-rule-based, PID and MPC were tested. Coordination among subsystems was necessary to obtain sufficient quality of control. Wireless communication between monitoring and control points is introduced. Simulation studies were performed to confirm proper operation of the proposed control system.

Keywords: drinking water distribution systems, hierarchical control, wireless communication, coordinated control.

ANALIZA MOŻLIWOŚCI ZASTOSOWANIA STEROWANIA PREDYKCYJNEGO TURBINĄ PAROWĄ ELEKTROWNI JĄDROWEJ

Anna KOBYLARZ¹, Kazimierz DUZINKIEWICZ², Michał GROCHOWSKI³

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki

1. tel.: 58 347 17 42 e-mail: akobylarz@eia.pg.gda.pl
2. tel.: 58 347 22 39 e-mail: kazimierz.duzinkiewicz@pg.gda.pl
3. tel.: 58 347 29 04 e-mail: michal.grochowski@pg.gda.pl

Streszczenie: Artykuł przedstawia wyniki wstępnej analizy możliwości zastosowania sterowania predykcyjnego MPC turbiną parową elektrowni jądrowej. Tradycyjnie przyjmuje się, że turbina pracuje w jednym punkcie pracy odpowiadającym jej mocy nominalnej, co pozwala na stosowanie klasycznych regulatorów PID. Synteza sterowania dla warunków zmiennego punktu pracy wymaga uwzględnienia nieliniowego charakteru procesów turbiny oraz możliwości naruszania przez generowane sterowanie ograniczeń dopuszczalnego działania. W algorytmie MPC wykorzystany został opracowany wcześniej nieliniowy model turbiny 4CKC465. Opracowany algorytm MPC został porównany z regulatorem PID strojonym dla trajektorii zadanej. Proponowane sterowanie MPC umożliwia sterowanie turbiną z zadowalającymi skutkami. W artykule dokonano krótkiej analizy wpływu parametrów algorytmu MPC na jakość sterowania turbiną parową.

Słowa kluczowe: turbina parowa, elektrownia jądrowa, sterowanie predykcyjne, sterowanie PID.

1. WSTĘP

Praca elektrowni w warunkach obowiązywania zasad deregulacji rynku energii może prowadzić do konieczności jej pracy ze zmiennym, w określonym przedziale, obciążeniem. Pociąga to za sobą zmienność punktu pracy turbiny parowej bloku elektrowni. Turbina parowa jest obiektem o nieliniowej dynamice. Synteza systemu sterowania dla obiektu pracującego ze zmiennowartościową trajektorią punktu pracy powinna być przeprowadzona z wykorzystaniem nieliniowego modelu dynamiki. Zwykle przyjmuje się, że trajektoria punktu pracy turbiny jest stałowartościowa. Pozwala to stosować w syntezie sterowania zlinearyzowane w otoczeniu trajektorii stałowartościowej modele transmitancyjne. Najczęstszą technologią sterowania jest wtedy sterowanie PID. Sterowanie z przechodzeniem do kolejnych stanów pracy turbiny może prowadzić do naruszania przez generowane sterowania ograniczeń dopuszczalnego działania układów wykonawczych sterowania i samej turbiny. Nieliniowość i ograniczenia to dwa czynniki uzasadniające zastosowanie sterowania predykcyjnego. Zastosowanie wybranego algorytmu MPC wymaga wykazania celowości i realizowalności proponowanego sterowania. W artykule podjęta została próba oceny celowości zastosowania MPC do sterowania turbiną pracującą ze zmiennym w określonym przedziale

obciążeniem. Przyjęto, że użycie sterowania MPC można będzie uznać za celowe jeżeli wskaźniki jakości sterowania będą lepsze dla tego sterowania niż dla sterowania odniesienia. Za sterowanie odniesienia przyjęto sterowanie PID.

Opracowane sterowanie predykcyjne turbiną parową elektrowni jądrowej wykorzystuje model turbiny parowej zbudowany w oparciu o dane turbiny 4CK465 [1]. Jest to turbina parowa projektowana dla elektrowni jądrowej, co przenosi się bezpośrednio na zwiększenie jej mocy w porównaniu do turbiny konwencjonalnej. Turbina ta wykorzystuje również parę o innych właściwościach (para nasycona). Model ten został szczegółowo opisany w [2] oraz był już wykorzystywany w poprzednich pracach [3, 4].

W celu przeprowadzenia badań opracowano implementację klasycznego sterowania predykcyjnego opisanego dokładniej w rozdziale 2.

Na ogół strojenie regulatorów PID prowadzone jest dla stałowartościowej trajektorii wartości zadanej systemu. W prowadzonych badaniach strojenie regulatora PID prowadzono dla zmiennych trajektorii wartości zadanych o kształcie takim jak trajektoria referencyjna/zadana MPC. W artykule przyjmowane trajektorie referencyjne mieszczą się w przedziale od 35 do 100% mocy nominalnej turbiny.

Opis i wyniki przeprowadzonych badań przedstawiono w rozdziałach 3. oraz 4. Rozdział 5. zawiera podsumowanie.

2. METODA STEROWANIA PREDYKCYJNEGO

Technologia sterowania predykcyjnego operuje wspólnymi elementami, są to:

1. model predykcyjny stanu lub wyjścia systemu,
2. wskaźnik jakości sterowania,
3. sposób uzyskiwania trajektorii sterowania.

W rozważanym zagadnieniu model predykcyjny wyjścia systemu stanowi dyskretyzowany model dynamiki turbiny i warunki dopuszczalności sterowania. Wskaźnik jakości sterowania oparty został na dwóch argumentach – odległości trajektorii rzeczywistej i referencyjnej/zadanej systemu oraz różnicy sterowań w kolejnych krokach. Trajektorie sterowania uzyskiwana jest w wyniku rozwiązania zagadnienia optymalizacyjnego mającego postać zagadnienia programowania matematycznego

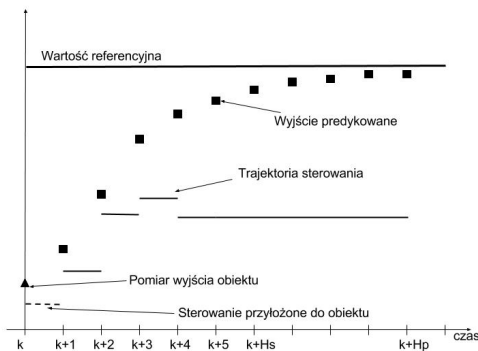
z wskaźnikiem jakości sterowania jako kryterium optymalizacji i modelem predykcyjnym jako ograniczeniami.

Algorytm MPC generuje sterowania stałowartościowe dla kolejnych kroków czasowych o długości Δt_{MPC} dla horyzontu czasowego nazwanego horyzontem predykcji H_p . Można w algorytmach MPC wyróżnić horyzont sterowania H_s . Nierówność $H_s \neq H_p$ oznacza, że wyznaczone sterowanie może przyjmować różne wartości na horyzoncie H_s , a poza nim, do horyzontu H_p , przyjmuje wartość ostatniego sterowania w horyzoncie H_s . Sterowanie wyznaczone algorytmem MPC oceniane jest wartością kryterium jakości sterowania J_{MPC} . Wartość J_{MPC} obliczana jest dla horyzontu predykcji H_p . W prowadzonych badaniach przyjmowano różne horyzonty sterowania i predykcji. Generowanie sterowania dla chwili t_k polega na rozwiązaniu zagadnienia optymalizacyjnego MPC mającego postać zagadnienia programowania matematycznego.

Bardziej szczegółowy opis metod sterowania predykcyjnego zawarty jest w [5].

Ilustracja elementów sterowania predykcyjnego została podana na rysunku 1. Dla bieżącej chwili t_k pozyskiwana jest informacja o bieżącym stanie systemu – turbiny. Dla horyzontu H_p liczonego od chwili t_k znana jest trajektoria referencyjna/zadana wyjścia systemu. Z wykorzystaniem tych danych rozwiązywane jest scharakteryzowane wyżej zagadnienie optymalizacyjne sterowania predykcyjnego.

Z wyznaczonej w taki sposób trajektorii sterowania kierowane jest do realizacji wyznaczone sterowanie w kroku pierwszym, a początek okna horyzontu predykcji przesuwany jest do chwili t_{k+1} . Procedura powtarzana jest dalej od tej chwili.



Rys. 1. Elementy sterowania predykcyjnego

3. ZAŁOŻENIA I PROGRAM BADAŃ TESTOWYCH

Model turbiny parowej wykorzystany w analizie jest dynamicznym modelem nieliniowym. Jego wejściami są parametry jakości pary dolotowej turbiny parowej. Złożony jest z części wysoko i niskoprężnej, zawierających łącznie 16 stopni połączonych w grupy między stopniami regulowanymi. Umożliwia on obliczeniowy dostęp do 52 najistotniejszych zmiennych procesowych, takich jak ciśnienia, temperatury, przepływy masowe wzdłuż całej turbiny parowej (w tym za separatorem wilgoci i przegrzewaczem międzystopniowym), spadki entalpii, moce teoretyczne poszczególnych grup stopni oraz moc efektywna całej turbiny. Zakłada się zachowanie stałych parametrów pary napływającej z wytwornicy pary o wartościach nominalnych i zastosowanie sterowania dławieniowego poprzez przemykanie zaworu sterowania na wejściu

do części wysokoprężnej turbiny. W ten sposób uzyskuje się zmiany ciśnienia i przepływu masowego za zaworem sterującym. Wielkością manipulacyjną jest procentowy stopień otwarcia zaworu (przetwarzany przez układ wykonawczy zaworu) w zakresie od 0 do 100%. Wyjściem pomiarowym i sterowanym modelem jest wartość mocy efektywnej turbiny parowej odniesiona do jej wartości nominalnej. Moc nominalna testowej turbiny wynosi 471,329 MW.

Przed sterowaniem predykcyjnym stawiano dwa zadania: dobre nadążanie za trajektoria referencyjną/zadaną oraz unikanie dużych zmian sygnału sterującego z kroku na krok. Użyto funkcji kryterialnej w postaci:

$$J_{MPC,1} = \sum_{k=1}^{H_p} w_{\Delta u} [u(t_k) - u(t_{k-1})]^2 + \frac{1}{t_k} w_n [y_{ref}(t_k) - y_{pred}(t_k)]^2 \quad (1)$$

gdzie: $u(t_k)$ – sterowanie przykładane w chwili t_k ,
 $w_{\Delta u}$ – waga składnika różnic wartości sterowania,
 w_n – waga składnika nadążania, $y_{ref}(t_k)$ – wartość referencyjna wielkości sterowanej – mocy turbiny,
 $y_{pred}(t_k)$ – wartość predykowana wielkości sterowanej – mocy turbiny

Analiza porównawcza prowadzona była dla regulatora PID. W badaniach posłużono się dyskretną emulacją działania regulatora PID, co oznaczało zmianę sterowania PID co krok sterowania do wartości odpowiadającej wartości sterowania ciągłego w chwili przykładania sterowania. Regulator PID został nastrojony optymalnie według kryterium (1) dla testowej trajektorii referencyjnej/zadanej. W procesie strojenia wykorzystano algorytm optymalizacji oparty o odmianę metody punktu wewnętrznego dostępną w środowisku obliczeniowym Matlab [6].

W ramach analizy badano wpływ różnych kroków sterowania, horyzontów sterowania, horyzontów predykcji oraz wag poszczególnych elementów kryterium (1). Dla celów porównania efektów sterowania przyjęto kryterium w postaci:

$$J_{MPC,PID,2} = \sum_{k=1}^{H_p} [y_{ref}(t_k) - y_{sym}(t_k)]^2 \quad (2)$$

gdzie: $y_{sym}(t_k)$ – wartość wyjścia z symulatora turbiny

4. SYMULACYJNE BADANIA TESTOWE

Wyniki liczbowe przeprowadzonych badań efektów sterowania dla algorytmu MPC przedstawiono poniżej w tabeli 1. Wyniki z najlepszymi wartościami wskaźnika $J_{MPC,2}$ zaznaczono na szaro. W tabeli 2. przedstawiono wyniki badań efektów sterowania PID. Wyniki te przedstawiono dla dwóch trajektorii wartości zadanych – jednej używanej w strojeniu nastaw regulatora PID i drugiej innej niż ta użyta w strojeniu.

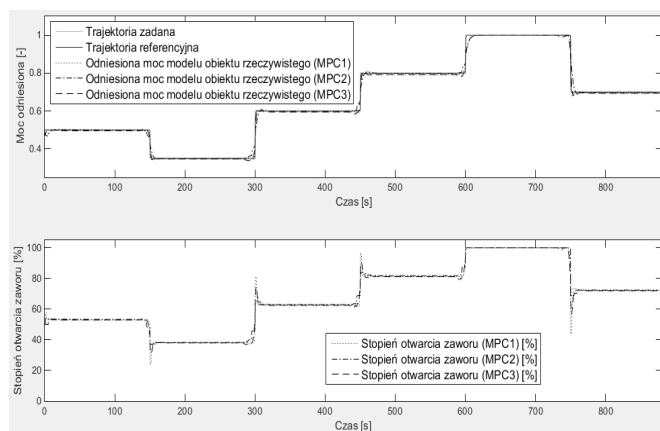
Tabela 1. Wyniki badań testowych algorytmu MPC

Δt_{MPC} [s]	H_s [s]	H_p [s]	w_n	$w_{\Delta u}$	$J_{MPC,2}$
0,2	1	5	1000	0,01	1,0369
0,2	1	5	3000	0,01	1,1332
0,5	2,5	5	1000	0,001	0,5861
0,5	5	10	1000	0,001	0,6005
0,5	5	10	1000	0,01	0,7122
0,5	5	8	1000	0,01	0,7387
0,5	5	10	3000	0,01	0,8278
1	5	10	1000	0,001	0,4258
1	7	10	1000	0,001	0,4411
1	5	8	1000	0,001	0,4648
1	5	10	1000	0,0001	0,4698
1	10	10	1000	0,001	0,5190
2	6	20	1000	0,01	0,7655
2	18	20	1000	0,01	0,8178
2	6	40	1000	0,01	0,9264
2	6	10	1000	0,01	2,3753
5	10	30	1000	0,01	1,2605
5	15	30	1000	0,01	5,4951
5	10	20	1000	0,01	10,0356
7	14	21	1000	0,01	2,2759
7	14	25	1000	0,01	13,7068
10	20	30	1000	0,01	1,8536

Tabela 2. Wyniki badań testowych sterowania PID

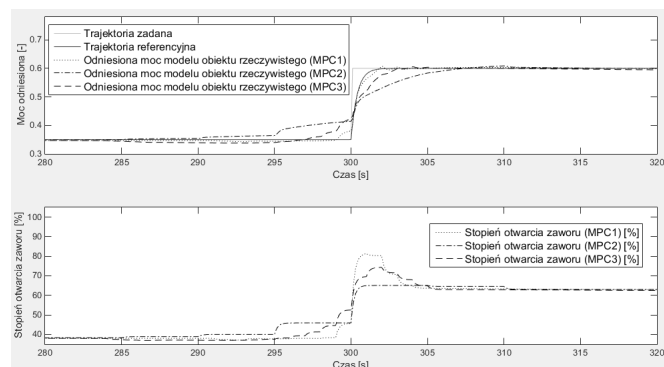
Δt_{MPC} [s]	Trajektorja zadana	$J_{PID,2}$
0,5	Strojenia	0,3980
0,5	Testowania	0,4578
1,0	Strojenia	1,0080
1,0	Testowania	0,9710

Graficznie przykładowe wyniki sterowania predykcynego przedstawiono na rysunkach 2. i 3. Na rysunkach 4. i 5. pokazane zostało porównanie działania algorytmu MPC z najmniejszą wartością wskaźnika $J_{MPC,2}$ oraz regulatora PID. W obydwu przypadkach sterowanie zmieniane jest z tym samym krokiem sterowania. Sterowanie PID i predykcynne badane było przy użyciu tej samej trajektorii testowej (innej od trajektorii strojenia regulatora PID) umożliwiając miarodajną analizę układów w ekwiwalentnych warunkach.



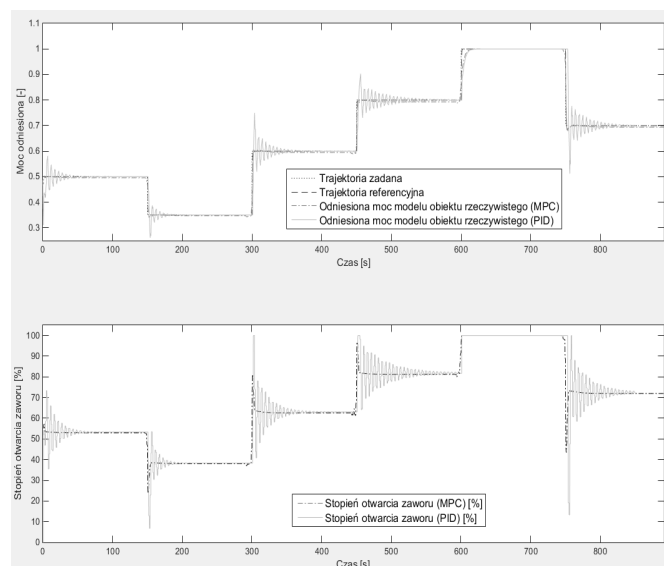
Rys. 2. Trajektorie wyjścia dla sterowania predykcynego i przebiegi otwarcia zaworu sterującego dla trzech kombinacji parametrów MPC1: $H_p = 10s$; $H_s = 5s$; $\Delta t_{MPC} = 1s$; $w_{\Delta u} = 0,001$; $w_n = 1000$; MPC2: $H_p = 30s$; $H_s = 10s$; $\Delta t_{MPC} = 5s$; $w_{\Delta u} = 0,01$; $w_n = 1000$; MPC3: $H_p = 20s$; $H_s = 3s$; $\Delta t_{MPC} = 1s$; $w_{\Delta u} = 0,01$; $w_n = 1000$

Dla uzyskania dobrych efektów sterowania predykcynego ważne jest dobranie odpowiednich parametrów algorytmu MPC. Jak wynika z analizy uzyskanych wyników horyzont predykcji ma wartość optymalną, którą można wyznaczyć eksperymentalnie – ilustrują to wyniki podane w Tabeli 1. Wraz z wzrostem horyzontu sterowania, jakość sterowania ulega poprawie.

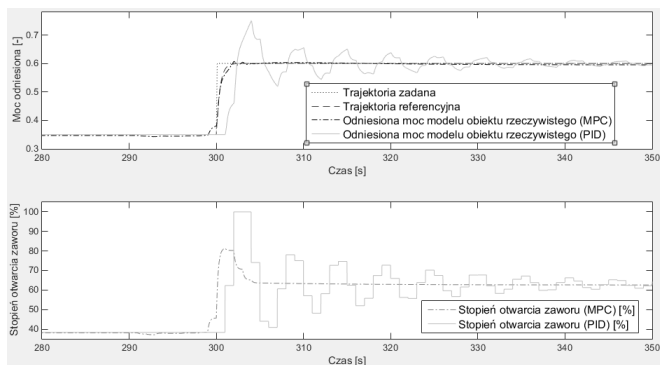


Rys. 3. Powiększenie fragmentu rysunku 2. (przedział czasowy od 280 do 320 sekund)

Waga dla członu kryterium odpowiedzialnego za zmiany sterowania nie powinna być zbyt duża, aby nie powodować zbyt dużych czasów narastania a jednocześnie nie powinna być zbyt mała, aby nie dopuszczać do pojawiania się przeregulowań. Dobór jej wartości można przeprowadzić eksperymentalnie – ilustrują to wyniki podane w Tabeli 1. Waga członu kryterium odpowiedzialnego za nadążanie powinna być takiego rozmiaru, aby spełnić zadowalająco warunki nadążania, czyli zapewniać akceptowalne wartości $J_{MPC,2}$. Zbytne jej zwiększanie nie wpływa pozytywnie na jakość sterowania a może jedynie wprowadzić niepożądaną złożoność obliczeniową. Krok sterowania powinien być możliwie jak najmniejszy. Należy jednak pamiętać o spełnieniu postulatu czasu rzeczywistego, to znaczy o tym, że algorytm MPC musi wyznaczać kolejne optymalne sterowania w okresie kroku sterowania, czyli przed chwilą kolejnego sterowania.



Rys. 4. Porównanie wyników dla algorytmu MPC ($H_p = 10s$; $H_s = 5s$; $\Delta t_{MPC} = 1s$; $w_{\Delta u} = 0,001$; $w_n = 1000$) i sterowania PID z krokiem 1s



Rys. 5. Powiększenie fragmentu rysunku 4. (zakres: od 280 do 350 sekund)

Wyniki przedstawione na rysunkach 4. i 5. uzasadniają uznanie przewagi efektów sterowania predykcyjnego nad efektami sterowania PID. W sterowaniu PID przy zmianach trajektorii wartości zadanej pojawiają się duże przeregulowania wielkości sterowanej oraz trudne do zrealizowania zmiany stopnia otwarcia zaworu turbiny. Sterowanie MPC pozwala na dokładne nadążanie za wartością referencyjną (rysunek 4. – odpowiedź obiektu pokrywa się w sporej części z trajektorią referencyjną). Regulator PID strojony dla wzorcowej trajektorii zadanej daje znacznie gorszą jakość sterowania dla innych przebiegów tej trajektorii.

5. PODSUMOWANIE

Przedstawione w artykule wyniki zastosowania sterowania predykcyjnego do sterowania mocą turbiny parowej elektrowni jądrowej uzasadniają prowadzenie dalszych prac badawczych mających na celu jego prototypową implementację. Porównanie ze sterowaniem PID zastosowanym w ekwiwalentnych warunkach i przy przyjętych założeniach wskazało na przewagę sterowania predykcyjnego. Przewagi widoczne są w jakości nadążania przy zmiennej trajektorii zadanej wielkości sterowanej - mocy turbiny oraz w zmienności sygnału sterującego – stopnia otwarcia zaworu regulacyjnego. Sterowanie predykcyjne pozwala na szybsze

osiągnięcie stanu ustalonego bez oscylacji i przeregulowań jak przy sterowaniu z regulatorem PID. Zmiany sygnału sterującego w sterowaniu MPC są dużo łagodniejsze, mają mniejszy zakres i pozwalają na wydłużenie eksploatacji urządzeń wykonawczych. Uzyskane wyniki wskazują ponadto na ważność procesu doboru parametrów algorytmu predykcyjnego.

Dalsze prace ukierunkowane będą na zagadnienie czasu rzeczywistego. Podjęte zostaną prace nad optymalizacją algorytmu MPC (w tym skrócenie czasu wykonania kodu algorytmu sterowania, jak również skrócenie wywołania modelu obiektu) oraz ewentualnym upraszczaniem modelu turbiny parowej elektrowni jądrowej, aby spełnić postulat czasu rzeczywistego. Kontynuowana również będzie analiza doboru kroku sterowania, horyzontów algorytmu sterowania predykcyjnego i jego kryterium jakości.

6. BIBLIOGRAFIA

1. Pawlik M., Strzelczyk F.: Elektrownie, Wydawnictwo Naukowo Techniczne, Warszawa 2014.
2. Kulkowski K., Kobylarz A., Grochowski M., Duzinkiewicz K.: Dynamic model of nuclear power plant steam turbine, Archives of Control Sciences, Numer 25(LXI), 2015, s. 65-86.
3. Sokółski P., Kulkowski K., Kobylarz A., Duzinkiewicz K., Rutkowski T. A., Grochowski M.: Advanced Control Structures of Turbo Generator System of Nuclear Power Plant, ActaEnergetica, Numer 3/24., 2015, s. 83-90.
4. Sokółski P., Kulkowski K., Kobylarz A., Duzinkiewicz K., Rutkowski T. A., Grochowski M.: Wieloobszarowa Regulacja Systemu Turbogeneratorsa Elektrowni Jądrowej, Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej, Numer 42., Gdańsk 2015, s. 129-132.
5. Tatjewski P.: Sterowanie zaawansowane obiektów przemysłowych. Struktury i algorytmy, Wydawnictwo EXIT, 2002.
6. Geletu A.: Solving Optimization Problems Using the Matlab Optimization Toolbox – a Tutorial, TU-Ilmenau, Fakultät für Mathematik und Naturwissenschaften 2007.

ANALYSIS OF MODEL PREDICTIVE CONTROL APPLICABILITY FOR CONTROL OF NUCLEAR POWER PLANT STEAM TURBINE

The results of a preliminary analysis of the model predictive control (MPC) in steam turbine of nuclear power plant applicability was presented. Traditionally it is assumed that the turbine works in single operating point corresponding to its nominal power, what allows the usage of classic PID controllers. Synthesis of control for varying operating point conditions requires taking under consideration a nonlinear character of processes taking place within steam turbine as well as possibility of control constraints violation. In MPC algorithm, previously developed nonlinear model of 4CK465 steam turbine was used. Designed MPC algorithm was compared with PID controller tuned for a given trajectory. MPC control proposed in this paper gives satisfactory results of steam turbine control. In this article a brief analysis of the MPC algorithms parameters impact into control quality of steam turbine was presented.

Keywords: steam turbine, nuclear power plant, model predictive control, PID control.

SYMPTOMY ASYMETRII WIRNIKA W UKŁADACH NAPĘDOWYCH O ZMIENNEJ PRĘDKOŚCI KĄTOWEJ WAŁU Z SILNIKIEM KLATKOWYM

Piotr KOŁODZIEJEK

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.: 58 347 60 76 e-mail: piotr.kolodziejek@pg.gda.pl

Streszczenie: W artykule przedstawiono badania eksperymentalne symptomów asymetrii wirnika silnika indukcyjnego klatkowego wynikającej z uszkodzenia. Uwzględniono współczesne struktury układów sterowania napędami o zmiennej prędkości kątowej wału, sterowania z pomiarem prędkości kątowej wału oraz sterowania bezczujnikowego. Wyniki przeprowadzonych badań znajdują zastosowanie w diagnostyce układu napędowego. Wybór sygnału diagnostycznego istotnie wpływa na możliwości detekcji uszkodzenia we wczesnej fazie rozwoju lub przy ograniczonym obciążeniu silnika. Przedstawiono badania wrażliwości zmiennych stanu oraz zmiennych sterujących na asymetrię wirnika.

Słowa kluczowe: silnik klatkowy, uszkodzenie wirnika, sterowanie bezczujnikowe, analiza wrażliwości.

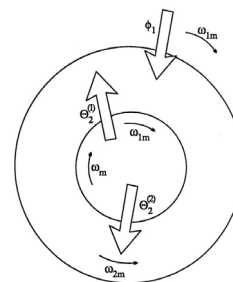
1. WSTĘP

Asymetria wewnętrzna wirnika silnika klatkowego jest przedmiotem badań prowadzonych od czasu skonstruowania pierwszej maszyny. W literaturze opisano kilkadziesiąt metod eksploatacyjnych i laboratoryjnych, które opracowane zostały przy założeniu badania maszyny bez dołączonego układu regulacji. Większość opracowanych metod nie uwzględnia zasilania maszyny z przekształtnika, które wprowadza dodatkowe zagadnienia do analizy. Rozwój układów napędowych w kierunku zasilania z przekształtników oraz stosowania zaawansowanych układów sterowania stawia nowe zadania w zakresie diagnostyki uszkodzeń. W celu zidentyfikowania metod diagnostyki znajdujących zastosowanie w układach napędowych o zmiennej prędkości kątowej wału wymagane jest przeprowadzenie badań symptomów uszkodzeń występujących w układzie sterowania. Analiza teoretyczna zjawiska uszkodzenia wirnika jest znana z literatury [1]. Znaczny wkład w badania zjawiska asymetrii wirnika maszyny indukcyjnej klatkowej mają polskie ośrodki naukowe, w tym Politechniki Śląskiej [1], Politechniki Krakowskiej [2], Politechniki Gdańskiej [3, 4], Politechniki Opolskiej [5], Politechniki Wrocławskiej [6] i inne. Aktualne metody pomiarowe w diagnostyce uszkodzeń silników indukcyjnych klatkowych opisane zostały w [4, 6]. W artykule przedstawiono eksperymentalną weryfikację wpływu zjawiska asymetrii na zmienne stanu oraz zmienne sterujące w układach napędowych o zmiennej prędkości kątowej wału. Badania symulacyjne symptomów asymetrii wirnika w układach napędowych z silnikiem klatkowym o zmiennej prędkości wału oraz charakterystyki

częstotliwościowe estymatorów zmiennych stanu przedstawiono w pracach [7, 8]. W artykule przedstawiono badania eksperymentalne dla struktur sterowania z pomiarem prędkości kątowej oraz sterowania bezczujnikowego. Symptomy uszkodzenia badane były z wykorzystaniem struktur układów sterowania oraz estymacji zmiennych stanu opisanych w [9, 10].

2. SYMPTOMY USZKODZENIA WIRNIKA

W silniku indukcyjnym przy asymetrii wirnika strumień magnetyczny wzbudzony przez uzwojenie stojana wytworzy dwie składowe przepływy - zgodną i przeciwną.

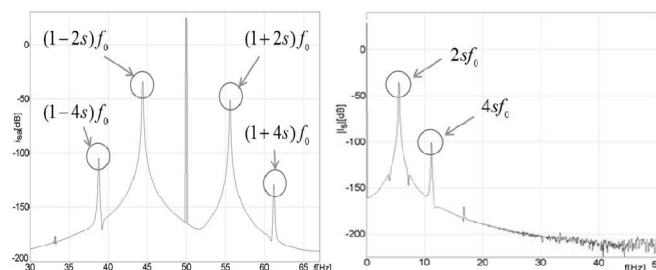


Rys. 1. Składowe przepływy w asymetrycznym wirniku [1]

Składowa zgodna $\theta_2^{(1)}$ wirując zgodnie ze strumieniem ϕ_1 generuje użyteczny moment elektromagnetyczny. Składowa przeciwna $\theta_2^{(2)}$ wiruje z prędkością kątową

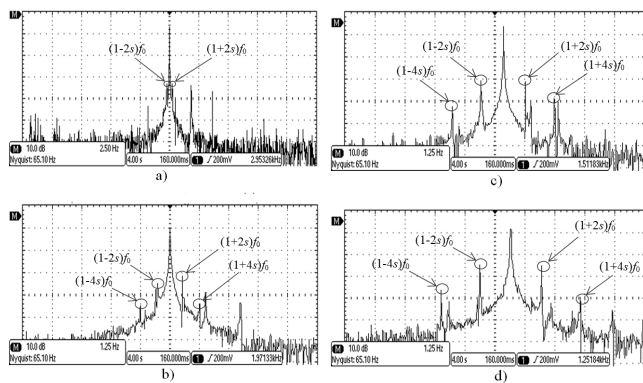
$$\omega_{2m} = \omega_m - s\omega_{1m} = (1 - 2s)\omega_{1m} \quad (1)$$

wzbudzając strumień ϕ_2 indukujący w uzwojeniu stojana prąd wzbudzający przepływ $\theta_1^{(2)}$ jak na rysunku 1.



Rys. 2. Symptomy asymetrii wirnika w widmie prądu fazowego stojana (a) oraz w widmie modułu wektora Parka prądu stojana (b) w silniku klatkowym przy prędkości znamionowej

W wyniku oddziaływania przepływu $\theta_1^{(2)}$ i strumienia ϕ_2 wytwarzany jest hamujący moment elektromagnetyczny. Zjawiska występujące przy uszkodzeniu wirnika w silniku indukcyjnym opisano w [1]. Najczęściej stosowane metody diagnozowania asymetrii są związane są z badaniem składowej przeciwnej w prądu fazowego stojana [4,6]. Na rysunku 2 przedstawiono badania symulacyjne widma prądu fazowego stojana (rys. 2a) oraz widmo modułu wektora prądu stojana przy uszkodzeniu wirnika (rys. 2b), gdzie f_0 oznacza częstotliwość napięcia zasilania, s – poślizg. Badania symulacyjne wykonano z wykorzystaniem metodyki modelowania zaproponowanej w [8]. Na rysunku 3 przedstawiono wyniki badań eksperymentalnych zarejestrowanych na stanowisku laboratoryjnym przy zasilaniu z pośredniego przemiennika częstotliwości z falownikiem napięcia [11, 12]. W badaniach



Rys. 3. Symptomy uszkodzenia w widmie prądu fazowego stojana przy znamionowej prędkości kątowej oraz momencie obciążenia (a) $M_o=0$; (b) $M_o=0,3$; (c) $M_o=0,5$; (d) $M_o=0,65$ [j. w.] w silniku klatkowym przy asymetrycznym wirniku

symulacyjnych (rys. 2) i eksperymentalnych (rys. 3) zweryfikowano występowanie harmonicznych o częstotliwości zgodnej z analizą teoretyczną zjawiska asymetrii wirnika. Zarówno w badaniach symulacyjnych i eksperymentalnych na rysunkach 2 i 3 widoczne są harmoniczne o częstotliwości stanowiącej wielokrotność podstawowej harmonicznej od uszkodzenia wyznaczonej z równania (1). Składowe te wynikają z faktu, iż zaindukowana składowa przeciwna prądu stojana wzbudza strumień magnetyczny, który na zasadzie opisanej w punkcie drugim artykułu wytworzy dwie składowe przepływu, z których składowa przeciwna wiruje w rozpatrywanym przypadku z prędkością kątową

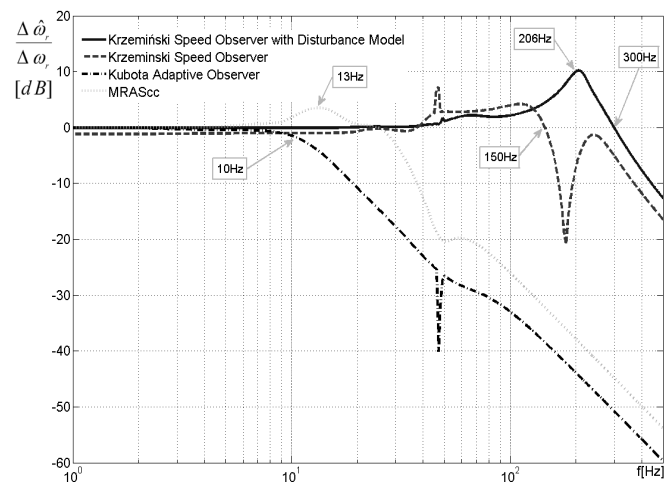
$$\omega_{3m} = (1 - 4s)\omega_{1m} \quad (2)$$

wzbudząc strumień ϕ_3 indukujący w uzwojeniu stojana prąd wzbudzący przepływ $\theta_1^{(3)}$. W wyniku oddziaływania przepływu $\theta_1^{(3)}$ i strumienia ϕ_3 wytwarzany jest dodatkowy hamujący moment elektromagnetyczny. Ze względu na silne tłumienie składowej przeciwnej o częstotliwości stanowiącej wielokrotność podstawowej składowej przeciwnej przepływu – co wynika z konstrukcji silnika oraz momentu bezwładności - harmoniczne prądu o tych częstotliwościach w diagnostyce asymetrii mogą pełnić rolę pomocniczą przy identyfikacji źródła harmonicznych w widmie. Jednym z ograniczeń metody diagnozowania uszkodzenia z wykorzystaniem analizy widma prądu fazowego stojana jest brak jednoznacznej informacji o przyczynie występowania harmonicznej o danej częstotliwości. Wobec

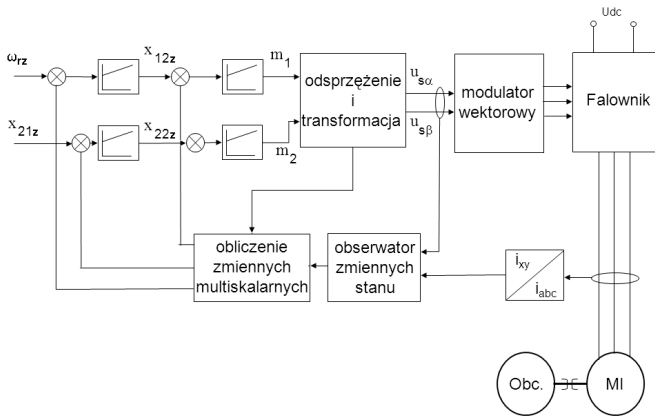
tego obserwowane w widmie harmoniczne o poszukiwanej częstotliwości związanej z asymetrią wirnika mogą wynikać w szczególnym przypadku z innego uszkodzenia, częstotliwości ząbienia przekładni lub też mogą pochodzić od obciążenia.

3. SYMPTOMY USZKODZENIA W UKŁADACH REGULACJI AUTOMATYCZNEJ

Opisane w literaturze metody diagnozowania uszkodzeń w znakomitej większości opracowane zostały w czasach, w których nie stosowano powszechnie zasilania silników klatkowych z przekształtników oraz układów automatycznej regulacji [5]. Rozwój techniki cyfrowej oraz energoelektroniki upowszechnił stosowanie układów napędowych zasilanych z przekształtnika sterowanych mikroprocesorowo. Aktualnie stosowane zaawansowane układy napędowe o zmiennej prędkości kątowej wału z wykorzystaniem estymatorów zmiennych stanu i identyfikacją parametrów w czasie rzeczywistym stawiają nowe zadania w zakresie metod diagnostyki, w tym asymetrii wirnika. Synteza układu sterowania silnikiem klatkowym oparta jest na założeniu idealnej symetrii. W układzie regulacji obiektem niesymetrycznym uchyb regulacji nie zostanie skompensowany, a układ sterowania będzie zadawał zmienny sygnał w celu jego skompensowania [8, 11]. Układ napędowy z układem regulacji rozszerza możliwości diagnozowania uszkodzenia poprzez wykorzystanie zmiennych sterujących. Na symptomy asymetrii pojawiające się w zmiennych stanu oraz w zmiennych sterujących w bezczujnikowym układzie regulacji istotnie wpływają właściwości stosowanych estymatorów zmiennych stanu. W pracy [7] przedstawiono badania charakterystyk częstotliwościowych wybranych struktur obserwatorów zmiennych stanu oraz estymatora MRAS. Wykazano, że właściwości obserwatorów są zbliżone do filtrów dolnoprzepustowych, a kształt charakterystyki umożliwia ocenę czy i z jakim wzmocnieniem symptomy uszkodzeń będą odtwarzane. Na rysunku 4 przedstawiono przykładowe charakterystyki częstotliwościowe obserwatorów zmiennych stanu wyznaczone przy sterowaniu skalarnym – bez układu regulacji. Układ sterowania bezczujnikowego wymaga dodatkowo uwzględnienia pasma przenoszenia układu regulacji. Uwzględniając ponadto wrażliwość parametryczną obserwatora, niestacjonarność parametrów schematu



Rys. 4. Charakterystyki częstotliwościowe obserwatorów dla odtwarzanej prędkości obrotowej [5]



Rys. 5. Schemat bezczujnikowego układu sterowania silnikiem klatkowym z wykorzystaniem multiskalarnego modelu maszyny

zastępczego silnika i wpływu nastaw regulatorów, diagnozowanie uszkodzenia staje się zagadnieniem bardzo złożonym – przekraczającym ograniczenia znanych metod analitycznych. W badaniach wykorzystano układ sterowania multiskalarnego opisany w [9], którego schemat przedstawiono na rysunku 5. W syntezie bezczujnikowego układu regulacji wykorzystano strukturę obserwatora prędkości opisaną w [10], która w postaci ogólnej opisana jest równaniami:

$$\frac{d\hat{i}_s}{d\tau} = a_1 \hat{i}_s + a_2 \hat{\psi}_r - ja_3 \xi + a_4 u_s + k_1 e_{i_s}, \quad (3)$$

$$\frac{d\hat{\psi}_r}{d\tau} = a_6 \hat{i}_s + a_3 \hat{\psi}_r + j\xi - k_2 V \hat{\psi}_r - jk_3 S(V - V_f) \hat{\psi}_1, \quad (4)$$

$$\frac{d\xi}{d\tau} = j(\hat{\omega}_{vr} \xi + k_4 e_{i_s}), \quad (5)$$

$$\frac{dV_f}{d\tau} = k_5 (V - V_f)_1, \quad (6)$$

$$\frac{d\hat{\omega}_{vf}}{d\tau} = k_6 (\hat{\omega}_r - \hat{\omega}_{vf}), \quad (7)$$

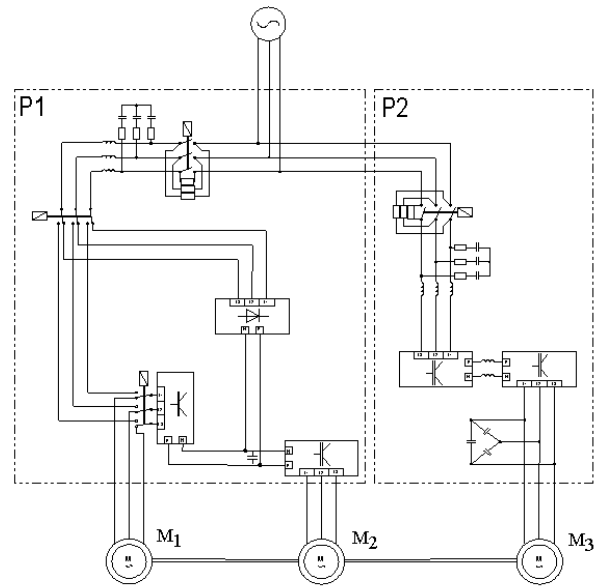
$$\hat{\omega}_r = \frac{\text{Re} \left\{ \xi_\alpha^* \hat{\psi}_r \right\}}{|\hat{\psi}_r|^2}, \quad (8)$$

$$\hat{\omega}_{vr} = \hat{\omega}_{vf} + a_6 \frac{\text{Im} \left\{ \hat{\psi}_r^* \hat{i}_s \right\}}{|\hat{\psi}_r|^2}, \quad (9)$$

$$V = -\text{Im} \left\{ \hat{\psi}_r^* \xi \right\}, \quad (10)$$

gdzie a_1, a_2, \dots, a_6 - współczynniki wyznaczone z parametrów schematu zastępczego maszyny, k_1, k_2, \dots, k_6 oznaczają współczynniki wzmocnienia obserwatora, \hat{i}_s - estymowany wektor prądu stojana, $\hat{\psi}_r$ - estymowany wektor strumienia wirnika, $\hat{\omega}_r$ - estymowana wartość prędkości kątovej wirnika, τ - czas względny.

Badania zrealizowano na stanowisku laboratoryjnym stanowiącym zespół silników klatkowych o mocy 5,5kW zasilanych z pośrednich przemienników częstotliwości z falownikami napięcia, którego schemat przedstawiono na rysunku 6. Badania na stanowisku można wykonać wykorzystując przekształtniki maszynowe z dodatkowym zasilaniem obwodu pośredniczącego z niesterowanego mostka prostowniczego. W takim układzie należy uwzględnić ograniczony zakres prędkości kątovej wału lub zastosować dodatkowy algorytm sterowania z osłabianiem pola elektromagnetycznego. Do badań wykorzystano silnik



Rys. 6. Schemat stanowiska laboratoryjnego

klatkowy, w którym zamodelowano uszkodzenie trzech prętów wirnika, które zostały przewiercone w pobliżu połączenia czołowego, co uzasadnione jest miejscem występowania rzeczywistych uszkodzeń. Warto zaznaczyć, że Polsce produkowane są wirniki klatkowe z dodatkowym centralnym pierścieniem zwierającym, co ogranicza skutki przerwania pręta wirnika i w którym mierzone amplitudy harmoniczných związanych z uszkodzeniem będą

Tablica 1. Względna wrażliwość zmiennych stanu i zmiennych sterujących na asymetrię wewnętrzną maszyny indukcyjnej w układzie regulacji z pomiarem prędkości kątovej

$\omega_{ri}[\text{p.u.}]$	$M_0[\text{p.u.}]$	$x_{11}[\%]$	$x_{12}[\%]$	$x_{21}[\%]$	$x_{22}[\%]$	$i_m[\%]$	$m_1[\%]$	$m_2[\%]$	$P_m[\%]$	$Q_m[\%]$
0,25	0,25	5,25	74,03	4,73	35,23	37,16	148,69	35,68	71,06	42,73
	0,45	6,44	30,98	4,81	36,98	33,85	95,72	35,71	39,71	45,52
	0,65	7,03	25,61	4,16	31,04	32,23	63,18	45,82	43,29	64,92
0,5	0,25	2,50	81,93	3,31	25,63	32,99	166,05	37,76	104,03	34,66
	0,45	3,13	49,59	3,47	29,44	28,65	132,66	33,58	66,75	33,73
	0,65	2,50	31,17	3,70	32,51	27,27	120,04	40,19	44,32	31,05
	0,72	2,50	26,54	3,80	32,30	24,37	113,18	39,37	31,76	35,21
0,75	0,25	2,80	98,11	3,27	25,46	21,14	163,78	46,90	69,20	24,45
	0,45	2,80	63,15	2,90	25,17	27,53	147,71	59,73	80,86	29,59
	0,65	2,80	41,34	3,17	28,95	24,70	136,16	63,99	52,61	30,37
	0,72	3,74	37,42	2,91	30,36	23,44	123,57	62,55	35,60	29,32
1	0,25	2,50	80,06	2,22	19,95	23,17	163,55	179,55	85,92	25,45
	0,45	2,50	70,38	2,31	22,21	23,46	176,43	227,25	65,79	24,66
	0,65	2,50	46,87	2,67	24,80	25,04	137,35	120,92	45,07	26,53
	0,72	2,50	38,26	2,99	26,89	26,66	134,06	137,05	41,85	34,87

Tablica 2. Względna wrażliwość zmiennych stanu i zmiennych sterujących na asymetrię wewnętrzną maszyny indukcyjnej w bezczujnikowym układzie sterowania

$\omega_{ri}[\text{p.u.}]$	$M_0[\text{p.u.}]$	$x_{11}[\%]$	$x_{12}[\%]$	$x_{21}[\%]$	$x_{22}[\%]$	$i_m[\%]$	$m_1[\%]$	$m_2[\%]$	$P_m[\%]$	$Q_m[\%]$
0,25	0,25	9,39	16,55	2,55	24,84	18,52	160,51	28,96	71,61	23,98
	0,45	9,23	11,45	2,95	26,78	18,13	119,38	21,56	27,40	25,03
	0,65	9,12	8,27	4,32	33,07	13,56	85,13	27,91	22,71	28,59
	0,72	8,98	60,22	2,74	25,21	25,00	62,65	26,42	11,00	32,61
0,5	0,25	3,13	31,68	2,04	20,18	15,46	102,59	26,47	32,59	23,44
	0,45	3,13	16,60	2,35	23,52	13,14	78,64	31,47	17,64	24,39
	0,65	3,13	11,22	3,01	26,48	12,55	48,58	35,17	10,83	25,72
	0,72	3,13	9,54	3,20	25,68	11,81	39,76	31,41	9,72	25,89
0,75	0,25	3,74	30,66	1,79	19,73	14,10	112,59	61,99	44,62	24,74
	0,45	3,74	17,45	2,23	20,43	13,61	90,31	57,62	18,63	22,68
	0,65	3,74	12,10	2,98	24,14	12,04	74,31	58,99	11,21	24,78
	0,72	3,74	11,67	3,19	24,86	10,89	66,20	59,38	8,48	23,44
1	0,25	2,50	26,97	2,16	22,53	17,86	109,67	112,73	32,01	22,48
	0,45	2,50	19,74	2,58	27,09	14,53	95,26	141,90	19,40	28,61
	0,65	2,50	17,45	2,75	30,00	15,90	71,11	326,98	15,67	31,04
	0,72	2,50	13,13	3,77	31,26	13,69	65,24	313,68	13,60	31,86

zmniejszone. W oparciu o powyżej opisane założenia przeprowadzono pomiary wrażliwości zmiennych stanu tj. prędkości kątowej x_{11} , momentu elektromagnetycznego x_{12} , kwadratu strumienia wirnika x_{21} , zmiennej multiskalarniej x_{22} , modułu wektora prądu stojana i_m , mocy czynnej - P_m , mocy biernej Q_m oraz zmiennych sterowania nieliniowego m_1 i m_2 na asymetrię wirnika przestrzeni zmiennej prędkości kątowej oraz momentu obciążenia. Wyniki badań zestawiono odpowiednio w tablicach 1 i 2. W przeprowadzonych badaniach najwyższą wrażliwością na asymetrię wirnika wykazują zmienne sterowania nieliniowego m_1 i m_2 , których wykorzystanie umożliwia detekcję uszkodzenia wirnika w początkowej fazie rozwoju. Uszkodzenia mogą zostać wykryte przy mniejszej wartości obciążenia niż przyjęte w literaturze minimum 50% obciążenia znamionowego [6]. Z przeprowadzonych badań wynika, że w układach sterowania skalarnego przy braku dostępności zmiennych układu regulacji zmiennymi stanu, które wykazują najwyższą wrażliwość na uszkodzenie wirnika są moc bierna i moc czynna.

4. WNIOSKI KOŃCOWE

W artykule przedstawiono badania eksperymentalne symptomów asymetrii wirnika silnika indukcyjnego klatkowego wynikających z uszkodzenia w układach napędowych o zmiennej prędkości kątowej wału. Przeprowadzone badania wykazały, że w układach napędowych z układem regulacji dla celów diagnostycznych korzystniejsze jest wykorzystanie zmiennych układu sterowania ze względu na wyższą wrażliwość na uszkodzenie wirnika, co pozwala na detekcję we wczesnej fazie rozwoju uszkodzenia lub przy ograniczonym momencie obciążenia silnika. Wczesna detekcja uszkodzenia umożliwia zastosowanie sterowania tolerującego uszkodzenia i ograniczenie lub spowolnienie dalszego rozwoju uszkodzenia. Dla układów sterowania skalarnego maszynami indukcyjnymi zaleca się wykorzystanie mocy chwilowych w diagnostyce asymetrii przy założeniu wczesnej detekcji uszkodzenia. Wyniki przeprowadzonych badań mogą znaleźć zastosowanie w zintegrowanych systemach diagnostyki uszkodzeń w czasie rzeczywistym z wykorzystaniem mikroprocesora sterującego przekształtnikiem.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Glinka T.: Badania diagnostyczne maszyn elektrycznych w przemyśle, BOBRE Komel, Katowice 1993.

2. Sobczyk T.: Metodyczne Aspekty Modelowania Matematycznego Maszyn Indukcyjnych, WNT 2004.
3. Swędrowski L., Wilk A., Kostro G., Dobrowolski P.: Wpływ wybranych asymetrii uzwojenia silnika asynchronicznego na jego właściwości rozruchowe, 39th International Symposium on Electrical Machines SME 2003, Gdańsk - Jurata, Poland 2003.
4. Swędrowski L.: Pomiary w diagnostyce silników indukcyjnych klatkowych, Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej, Gdańsk 2013.
5. Hickiewicz J., Szymaniec S., Wach P.: Diagnostyka maszyn elektrycznych indukcyjnych klatkowych metodami wibroakustycznymi, Materiały XII Szkoły Jakości Niezawodności Maszyn i Napędów Elektrycznych. Tom XXI, str 5-28, Instytut Elektrotechniki w Warszawie, Kołobrzeg 1985.
6. Kowalski C. T.: Monitorowanie i diagnostyka uszkodzeń silników indukcyjnych z wykorzystaniem sieci neuronowych, Prace naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej. nr. 57 Wrocław, 2005,
7. Kołodziejek P., Bogalecka E.: Frequency Characteristics of Induction Machine Speed Observers, Electromagnetics Phenomena in Nonlinear Circuits, Lille, France 2008.
8. Kołodziejek P., Bogalecka E.: Broken rotor bar impact on sensorless control of induction machine, COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering Vol.28 No. 3, Emerald Group Publishing Limited, Southampton 2009, ISSN 0332-1649.
9. Krzemiński Z., Cyfrowe sterowanie maszynami asynchronicznymi, Gdańsk, 2001.
10. Krzemiński Z.: Struktura obserwatora prędkości silnika indukcyjnego z modelem zakłóceń, Modelowanie i Symulacja MIS 2006, Kościelisko 2006.
11. Kołodziejek P.: Broken Rotor Symptoms in the Sensorless Control of Induction Machine, COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, No. 1, Emerald Group Publishing Limited, Southampton 2012, ISSN 0332-1649.
12. Kołodziejek P., Rotor Asymmetry Analysis and Diagnosis in the Closed-Loop and Sensorless Controlled Induction Motor Drive, COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering No. 1, Emerald Group Publishing Limited, Southampton 2013, ISSN 0332-1649.

ROTOR ASYMMETRY SYMPTOMS IN VARIABLE SPEED INDUCTION MOTOR DRIVE

The paper presents experimental verification of squirrel-cage induction motor rotor asymmetry symptoms resulting from broken rotor bars. Up-to-date variable speed drives control system topologies are investigated including measurement-based and sensorless control. Results of this study are dedicated for implementation in the real-time automated diagnostic system of the variable speed IM drive. State and control variables sensitivity to the asymmetry symptoms are presented. The most sensitive state and control system variables selection is recommended in selected control system topologies for asymmetry diagnosis.

Keywords: squirrel-cage induction motor, rotor fault, sensorless control, sensitivity analysis.

GENEROWANIE MODELI SYMULACYJNYCH NA POTRZEBY SYSTEMU EKSPERTOWEGO WSPOMAGAJĄCEGO PROJEKTOWANIE UKŁADÓW AUTOMATYKI STATKU

Andrzej KOPCZYŃSKI

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki,
tel: 58 347 29 57 e-mail:andrzej.kopczynski@pg.gda.pl

Streszczenie: Omówiono automatyczne generowanie modeli symulacyjnych na potrzeby systemu ekspertowego wspomagającego projektowanie układów automatyki statków. Na podstawie przyjętych założeń projektowych system ekspertowy zleca badania wybranych struktur podsystemów elektroenergetycznych statków. Aplikacja symulacyjna pobiera z biblioteki modele matematyczne elementów składowych struktur, a następnie zestawia modele symulacyjne, wykonuje badania zestawionych struktur i przekazuje wyniki symulacji do systemu ekspertowego. Wyniki badań symulacyjnych służą ocenie jako źródło wiedzy systemu ekspertowego. Istotną rzeczą jest spełnienie przez badaną strukturę wymagań towarzystw klasyfikacyjnych. W wyniku integracji systemu z bazą wiedzy oraz aplikacji symulacyjnej powstaje hybrydowy system ekspertowy. W referacie przedstawiono wybrane badania symulacyjne dla sterów strumieniowych statków.

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

1. WPROWADZENIE

Sztuczna inteligencja jest wykorzystywana w wielu dziedzinach życia, jednak proces projektowania jest na tyle złożony, że nadal głównie opiera się o wiedzę i umiejętności projektanta.

Dotychczasowy brak znaczącej roli systemów ekspertowych w dziedzinie projektowania podsystemów okrętowych jest związany z trudnościami integracji istniejącego oprogramowania projektowego z systemami ekspertowymi, trudnościami w reprezentacji wiedzy w postaci reguł oraz wysokimi kosztami wdrażania takich systemów [3, 6]. Koszty poniesione na opracowanie kompletnego systemu ekspertowego wspomagającego proces projektowania (miliony dolarów), mogą nie przynieść adekwatnych oszczędności. Z uwagi na trudności w podejmowaniu decyzji projektowych, istnieje zainteresowanie przemysłu/biur projektowych aplikacjami wspomagającymi proces projektowania.

Prace nad wprowadzeniem systemów ekspertowych wspomagających projektowanie statków są prowadzone na całym świecie [6, 7, 8]. Dotychczasowe systemy opierały się głównie na wykorzystaniu podobieństwa do wcześniejszych projektów. Tematyka ta jest aktualna i budzi spore zainteresowanie, m.in. polskie Ministerstwo Nauki i Szkolnictwa Wyższego sfinansowało projekt

systemu ESDIS wspomagającego wstępne etapy projektowania statków [7]. Również Komisja Europejska przeznacza znaczne fundusze na poprawę konkurencyjności europejskiego rynku stoczniowego [2].

Poprawę jakości procesu projektowania oraz jego przyspieszenie można realizować przez zastosowanie hybrydowego systemu ekspertowego do wspomaganie projektowania podsystemów okrętowych [3]. Opracowany hybrydowy system ekspertowy, wspomagający dobór wybranych elementów podsystemów elektroenergetycznych statków, łączy ze sobą możliwości klasycznego systemu z bazą wiedzy oraz wykorzystuje wyniki badań symulacyjnych online jako dodatkowe źródło wiedzy [3].

W artykule omówiono automatyczne generowanie modeli symulacyjnych czyli jeden z istotnych elementów hybrydowego systemu ekspertowego na przykładzie aplikacji wspomagającej dobór elementów struktur sterów strumieniowych statków.

2. SYSTEM EKSPERTOWY

2.1. Elementy systemu ekspertowego

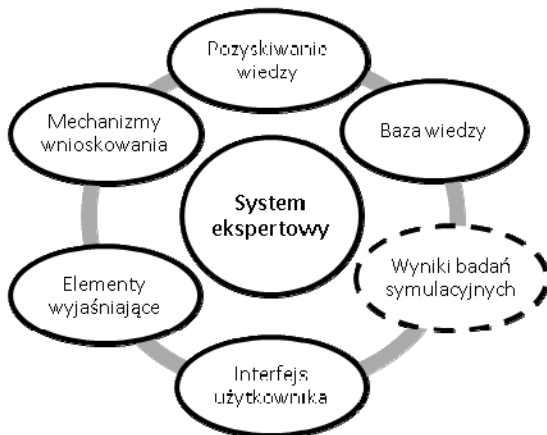
Klasyczne systemy ekspertowe składają się z kilku podstawowych elementów: bazy wiedzy, mechanizmów wnioskowania, elementów wyjaśniających, interfejsu użytkownika, elementów wspomagających pozyskiwanie wiedzy (rys. 1). Ponadto buduje się również hybrydowe systemy ekspertowe, które posiadają dodatkowe komponenty wspomagające podejmowanie decyzji [5]. W przypadku omawianego hybrydowego systemu ekspertowego dodatkowym źródłem wiedzy są wyniki badań symulacyjnych wykonywane w trakcie działania systemu ekspertowego (online) (rys. 1).

Wiedza niezbędna do budowy bazy wiedzy pozyskiwana jest od ekspertów projektantów oraz wynika z przepisów towarzystw klasyfikacyjnych. Zawiera informacje sformalizowane w postaci danych, zasad postępowania, procedur umożliwiających rozwiązanie problemu.

Elementy wyjaśniające pomagają w zrozumieniu użytkownikowi mechanizmów wnioskowania czyli sposobu podejmowania decyzji przez system ekspertowy.

W omawianym systemie z bazą wiedzy, poza elementami omówionymi powyżej, wykorzystywane są

wyniki badań symulacyjnych jako dodatkowe źródło wiedzy. Ideą powstania modułu symulacji online było umożliwienie systemowi ekspertowemu zlecenia badań aplikacji symulacyjnej. Wyniki symulacji mogą zostać wykorzystane w ocenie czy badana struktura spełnia statyczne oraz dynamiczne wymagania wynikające z przepisów towarzystw klasyfikacyjnych.



Rys. 1. Elementy systemu ekspertowego

W celu realizacji modułu badań symulacyjnych opracowano bazę struktur sterów strumieniowych, bibliotekę modeli matematycznych mogących wchodzić w skład struktur oraz bazę elementów zawierającą dane katalogowe elementów i parametry ich modeli. Następnie środowisko symulacyjne zostało zintegrowane z systemem ekspertowym.

2.2. Biblioteka struktur sterów strumieniowych statków

W bibliotece zebrano struktury sterów strumieniowych statków. Elementami struktur są modele matematyczne elementów np. silnika indukcyjnego. W skład biblioteki struktur wchodzi stery strumieniowe tj.:

- z rozruchem bezpośrednim,
- z rozruchem gwiazda trójkąt,
- z rozruchem poprzez autotransformator,
- z łagodnym rozruchem (softstart),
- z rozruchem oraz regulacją obrotów poprzez przemiennik częstotliwości,
- z rozruchem bezpośrednim oraz przekładnią,
- z rozruchem bezpośrednim oraz dwoma wysokoprężnymi silnikami spalinowymi i jednym generatorem,
- z dwoma wysokoprężnymi silnikami spalinowymi i dwoma generatorami.

Użytkownik systemu ekspertowego ma również możliwość wprowadzenia nowej, nieistniejącej struktury.

2.3. Biblioteka modeli matematycznych

Struktury sterów strumieniowych złożone są z modeli matematycznych elementów składowych. W badaniach symulacyjnych wykorzystywane są adekwatne i zweryfikowane modele elementów systemów energetycznych statków [1].

Opracowano 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.

W bibliotece modeli hybrydowych zawarto modele:

- wysokoprężnego, okrętowego silnika spalinowego,
- silnika indukcyjnego.

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

Parametry modeli matematycznych zostały dobrane przy wykorzystaniu algorytmów genetycznych [3, 4] i zapisane w bazie elementów.

2.4. Baza elementów

Elementy umieszczone w bazie mają odpowiednie atrybuty oraz parametry. Przykładowo silnik elektryczny wprowadzony do bazy elementów zawiera parametry: producent, typ, klasa, moc, napięcie, częstotliwość zasilania, prędkość obrotowa, momenty, prądy, spełniane normy towarzystw klasyfikacyjnych, sprawność, cena, wymiary, ciężar, niezawodność oraz zbiór parametrów modeli matematycznych. Podobnie jest w przypadku śruby, generatora silnika spalinowego i innych elementów. Informacje o elementach i ich parametrach zapisane są w bazie danych, z której korzysta aplikacja systemu ekspertowego.

2.5. Szkieletowy system ekspertowy

Do budowy omawianego systemu z bazą wiedzy zdecydowano się wykorzystać szkieletowy system ekspertowy ExSys. Aplikacja ta ułatwia i przyspiesza tworzenie systemu ekspertowego, umożliwia wykorzystanie wnioskowania w przód oraz wstecz. System ten zintegrowano z bazą danych zrealizowaną w środowisku Microsoft Access oraz aplikacją symulacyjną zrealizowaną w środowisku Matlab Simulink.

3. GENEROWANIE MODELI SYMULACYJNYCH

Zastosowanie aplikacji automatycznie generującej modele symulacyjne ma na celu uproszczenie oraz przyspieszenie procedury oceny przez system ekspertowy struktur sterów strumieniowych. System ExSys nie ma możliwości bezpośredniej komunikacji z aplikacją symulacyjną. Zdecydowano się przekazywać informacje o wybranej strukturze oraz jej elementach poprzez „ramy” czyli pliki tekstowe zawierające informacje o elementach struktury w postaci tabelarycznej. Fragment pliku *model.frm* zawierającego informacje o elementach występujących w wybranej strukturze steru strumieniowego przedstawiono na rysunku 3.

System ExSys zapisuje do pliku **.frm* informacje wykorzystując instrukcję SET. Przykładowa instrukcja SET: SET [SILNIK] FRAME("model.frm", \$Element\$="SILNIK_1", #Wartość#)

zapisuje wartość zmiennej o nazwie *SILNIK* do pliku *model.frm*, gdzie *Element* to nazwa kolumny, w której znajduje się element *SILNIK_1*, a *Wartość* to nazwa

kolumny, w której zostanie przypisana elementowi wartość zmiennej *SILNIK*.

Element	Wartość
SILNIK_1	1

Rys.3. Fragment zawartości pliku *model.frm*

System ekspertowy ExSys wywołuje aplikację symulacyjną Matlab/Simulink instrukcją RUN:

```
RUN("C:\Matlab\matlab.exe" "open symulacja" "run symulacja")
```

po uruchomieniu Matlab'a otwierany i wykonywany jest plik *symulacja.m*.

W *.m pliku zawarto instrukcje odczytujące parametry symulacji z pliku *.frm. Przykładowa instrukcja:

```
Struktura = dlmread('model.frm', '| 3, 2);  
SILNIK_1 = struktura(1:1);
```

odczytuje przypisaną w pliku *.frm wartość pierwszej zmiennej i przypisuje ją zmiennej SILNIK_1 w Matlabie.

W identyczny sposób (korzystając z plików *.frm) system ekspertowy przekazuje do aplikacji symulacyjnej informacje o wybranych modelach zawartych w bazie modeli oraz parametry symulacji.

W tym momencie aplikacja symulacyjna posiada już niezbędne informacje do automatycznego wygenerowania modelu symulacyjnego i wykonania badań symulacyjnych.

Aplikacja symulacyjna korzysta z opracowanej na potrzeby niniejszego systemu ekspertowego biblioteki modeli matematycznych. Generowanie modelu symulacyjnego rozpoczyna się od otwarcia nowego okna symulacji z wykorzystaniem instrukcji:

```
load_system('model')  
open_system('biblioteka_modeli')  
open_system('model')
```

uruchamiają one nowe okno symulacji oraz otwierają przygotowaną wcześniej bibliotekę modeli matematycznych.

Dalej wybierane jest miejsce umieszczenia elementu struktury steru strumieniowego statku (np. modelu matematycznego silnika) z wykorzystaniem polecenia *position*. Blok modelu dodawany jest poprzez wywołanie instrukcji:

```
add_block('biblioteka_modeli/silnik_indukcyjny',  
'model/silnik_1', 'position', pozycja)
```

pobiera ona z biblioteki modeli model silnika indukcyjnego, a następnie dodaje ten model do struktury w miejscu wskazanym przez zmienną *pozycja*. Nowo dodany model otrzymuje nazwę *silnik_1*.

Korzystając z instrukcji warunkowej *if ... end* krok po kroku powstaje cały model symulacyjny. Kolejne jego elementy rozmieszczane są automatycznie w odpowiednich miejscach okna przez uaktualnienie zmiennej *pozycja*.

Dalej aplikacja łączy wyjścia oraz wejścia modeli. Istotne jest, aby modele zostały dobrane/opracowane w sposób umożliwiający ich łatwe łączenie.

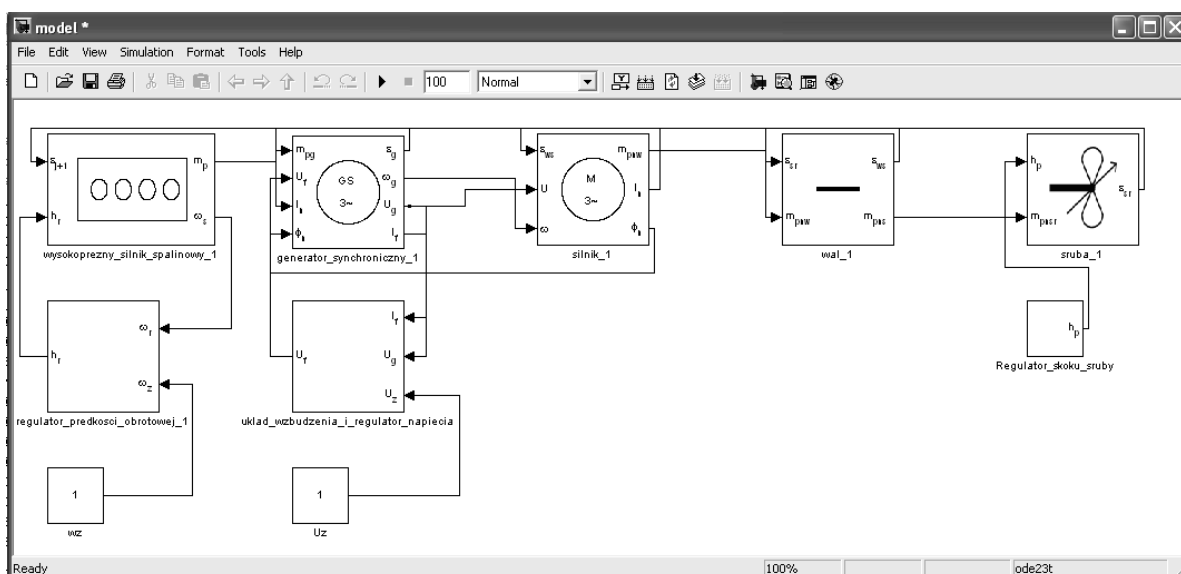
W kolejnym kroku aplikacja symulacyjna łączy się z bazą danych (Access) wykorzystując interfejs ODBC (ang. Open DataBase Connectivity) i wczytuje parametry modeli z bazy danych. Następnie aplikacja przechodzi do badań symulacyjnych. Symulacje trwają od kilku do kilkunastu minut głównie w zależności od wybranej struktury oraz metody całkowania. Następnie wyniki zapisywane są do osobnych plików.

Aplikacja symulacyjna po wykonaniu wszystkich wcześniej opisanych kroków zostaje zamknięta, a wyniki symulacji zwrócone do systemu ekspertowego.

4. WYBRANE BADANIA SYMULACYJNE

4.1 Dobór badanej struktury

System ekspertowy po konwersacji z użytkownikiem wybrał strukturę steru strumieniowego z rozruchem bezpośrednim, a następnie zlecił badania symulacyjne aplikacji Matlab/Simulink. Aplikacja symulacyjna zestawiała automatycznie poszczególne modele tworząc strukturę podsystemu steru strumieniowego statku, złożoną z: wysokoprężnego silnika spalinowego, regulatora prędkości obrotowej silnika spalinowego, generatora synchronicznego, układu wzbudzenia i regulatora napięcia, silnika indukcyjnego, wału śrubowego oraz śruby o skoku nastawnym (rys. 4) [1, 3]. Parametry modeli matematycznych przyjęto na podstawie publikacji [1, 3]. Badania symulacyjne wykonano w środowisku Matlab/Simulink. W obliczeniach wykorzystano procedurę numeryczną *ode15s*.



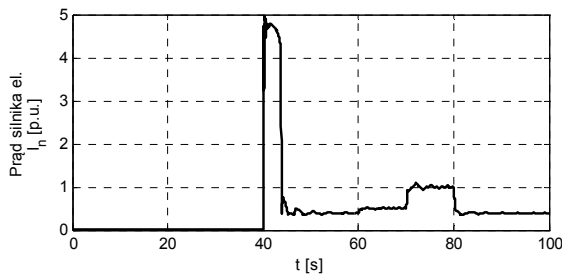
Rys.4. Struktura automatycznie wygenerowanego modelu matematycznego podsystemu steru strumieniowego statku

4.2. Program badań symulacyjnych

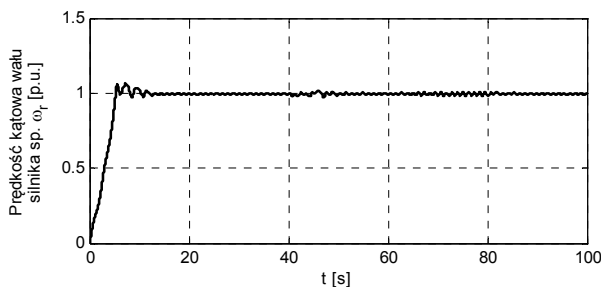
Przyjęto, że śruba z ustawionym skokiem $h_p = 0$ stawia opory – 15% obciążenia nominalnego. W chwili $t = 0$ s załączono wysokoprężny silnik spalinowy, w $t = 40$ s zostało podane napięcie zasilania na silnik indukcyjny, w chwili $t = 70$ s przełączono skok śruby na 100% (maksymalne obciążenie), a w chwili $t = 80$ s ustawiono skok śruby w pozycji jałowej.

4.3 Wyniki badań symulacyjnych

W wyniku badań symulacyjnych rozruchu i dynamicznego obciążania uzyskano szereg charakterystyk. Wybrane przedstawiono na rysunkach 5-6. Aplikacja przetwarzająca wyniki symulacji przekazuje do systemu ekspertowego informacje o czasie rozruchu t_r , spadku prędkości kątovej wału ω_r , prądzie rozruchowym I_r itp. System ekspertowy porównuje uzyskane dane z przepisami towarzystw klasyfikacyjnych oraz wiedzą ekspertów. Wyciągnięte wnioski są podstawą do zaakceptowania lub odrzucenia wybranej struktury. Na podstawie badań zweryfikowanych struktur można wnioskować o zachowaniu się systemu w warunkach normalnej pracy.



Rys. 5. Symulowany przebieg wartości skutecznej prądu I_n silnika elektrycznego. Oś rzędnych wyrażona w wartościach względnych, oś odciętych w sekundach



Rys. 6. Symulowany przebieg prędkości kątovej wału ω_r silnika spalinowego. Oś rzędnych wyrażona w wartościach względnych, oś odciętych w sekundach

5. WNIOSKI KOŃCOWE

Opracowany mechanizm generowania modeli umożliwia wykorzystanie wyników badań symulacyjnych zlecanych online przez system ekspertowy. Wyniki symulacji są oceniane przez system ekspertowy z wykorzystaniem wiedzy zawartej w przepisach towarzystw klasyfikacyjnych oraz wiedzy ekspertów. Głównymi zaletami opisanego rozwiązania są:

- możliwość badania istniejących struktur sterów strumieniowych oraz tworzenia nowych struktur,
- możliwość korzystania z systemu ekspertowego przez użytkownika nieznającego specyfiki tworzenia modeli symulacyjnych,
- możliwość wprowadzania nowych elementów do bazy oraz badania zgodności ich parametrów (np. prądów rozruchowych, procesów przejściowych) z wymaganiami towarzystw klasyfikacyjnych,
- możliwość badania właściwości struktur sterów strumieniowych w zależności od złożoności modeli matematycznych w nich zastosowanych,
- zmniejszenie liczby godzin potrzebnych do przygotowania projektu ofertowego,
- obniżenie kosztu opracowania projektu.

6. BIBLIOGRAFIA

1. Arendt R.: Hierarchiczne modele hybrydowe systemu energetycznego statku o definiowanej strukturze. Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej, Gdańsk 2006.
2. Komisja Europejska [online]: Community research and development information service, http://cordis.europa.eu/search/result_pl?q=ship+design, 2015.
3. Koczyński A.: Analiza i projektowanie układów sterowania sterami strumieniowymi statków z zastosowaniem systemu z bazą wiedzy. Rozprawa doktorska, Politechnika Gdańska, Gdańsk 2015.
4. Arendt R., Koczyński A., Wojtczak M.: The Choice of Parameters of Induction Motor Model Using a Genetic Algorithm. 10th IEEE IC MMAR, Międzyzdroje 2004 s. 149-154.
5. Mulawka J.: Systemy ekspertowe. WNT, Warszawa 1996.
6. Park, J. H., Storch, R. L.: Overview of ship-design expert systems. Expert Syst. 19, 2002, s. 136–141.
7. Projekt ESDIS [online]: <http://www.cto.gda.pl/index.php?id=362&L=1%252C>, 2015.
8. Yang, H. Z., Chen, J. F., Ma, N., Wang, D. Y.: Implementation of knowledge-based engineering methodology in ship structural design. Computer-Aided Design, Applications in Ship and Floating Structure Design and Analysis 44, 2012, s. 196–202.

GENERATION OF SIMULATION MODELS FOR AIDED DESIGN EXPERT SYSTEM ENVIRONMENT OF SHIP SYSTEMS AUTOMATION

The paper describes application automatic generation of simulation models cooperating with 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. These results are used as a source of knowledge of the expert system. Using the simulation results an expert system determines if the rules of classification society are met. This expert system employs data base and simulation investigation result as a source of knowledge.

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

POZIOM STRAT MOCY W SIECI ELEKTROENERGETYCZNEJ JAKO JEDEN Z ELEMENTÓW OCENY LOKALIZACJI KOMPENSATORÓW

Robert KOWALAK¹, Ryszard ZAJCZYK², Artur ZBRŃSKI³

1. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.: 58 347 18 27 e-mail: robert.kowalak@pg.gda.pl
2. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.: 58 347 28 55 e-mail: ryszard.zajczyk@pg.gda.pl
3. DNV GL, Risk Advisory Poland
tel.: 58 511 50 81 e-mail: artur.zbronski@dnvgl.com

Streszczenie: Podstawą instalowania kompensatorów statycznych bocznikowych w sieciach elektroenergetycznych wysokich napięć jest chęć poprawy warunków napięciowych. Praca takiego kompensatora prowadzi do zmiany profili napięciowych w punkcie przyłączenia i w węzłach sąsiednich, ale ma również wpływ na rozpyły mocy w tej sieci, a tym samym na poziom powstających strat mocy. W artykule zaprezentowano wyniki badań symulacyjnych dotyczących lokalizacji kompensatorów w przykładowym systemie elektroenergetycznym i ocenę, jak wpływa ich praca na zmianę powstających w tej sieci strat mocy.

Słowa kluczowe: kompensatory bocznikowe, określanie lokalizacji kompensatorów.

1. WSTĘP

Praca kompensatorów mocy biernej w systemie elektroenergetycznym przyczynia się do zmiany przepływów w liniach i transformatorach, ma więc również wpływ na powstające w tych elementach straty mocy. Instalowanie dodatkowych źródeł mocy biernej w układach zasilania wpływa na zwiększenie stabilności napięciowej równocześnie pozwalając na szybszą odbudowę systemu po wystąpieniu w nim awarii napięciowej.

Zagadnieniem związanym z wprowadzaniem do systemu nowych źródeł mocy biernej jest ich taka lokalizacja, która pozwala na uzyskanie jak największej ich efektywności przy jak najmniejszych kosztach inwestycyjnych. Wybór takiej lokalizacji kompensatora nie jest jednak sprawą prostą. Dlatego do tego zadania włączane są metody matematyczne połączone z systemami eksperckimi, wspartymi dodatkowo metodami sztucznej inteligencji. Takie połączenie pozwala na analizowanie pracy systemu elektroenergetycznego także wtedy, gdy brakuje części danych (np. brak pomiarów części napięć) lub są one niedokładne (np. podane są uśrednione wartości obciążeń za okres godzinny).

Do określania lokalizacji kompensatorów w systemie elektroenergetycznym autorzy niniejszej publikacji wykorzystali metodę opartą o elementy logiki rozmytej. Według tej logiki element zbioru może mieć różny stopień przynależności do tego zbioru, co oznacza, że element ten może mieć przynależność do zbioru tzw. częściową [1].

Logika rozmyta znajduje zastosowanie w rozwiązywaniu problemów występujących w systemach tam, gdzie dostępne dane są niedokładne, albo ich brak [2].

Celem przeprowadzonych analiz było określenie zmiany strat mocy występujących w systemie przesyłowym w związku z wprowadzeniem to układu zasilania dodatkowych kompensatorów.

2. METODY TYPOWANIA LOKALIZACJI KOMPENSATORÓW

Metody typowania lokalizacji kompensatorów można podzielić na dwie podgrupy, w zależności od rodzaju sieci, w której daną metodę można zastosować. Największa grupa metod dotyczy określania lokalizacji kompensatorów w sieciach promieniowych. Metody te ukierunkowane są przede wszystkim na określanie lokalizacji podstawowego typu kompensatora, jakim jest kondensator.

Pierwsza metoda, opisana w [3], za podstawowy cel wprowadzenia nowych kompensatorów przyjmuje obniżenie strat przesyłowych mocy czynnej oraz utrzymanie w sieci wartości napięć na wymaganym poziomie. Straty mocy czynnej obliczane są jako

$$P_{Loss} = \sum_{i=0}^{m-1} P_{Loss(i,i+1)} \quad (1)$$

gdzie: $P_{Loss(i,i+1)}$ – straty mocy czynnej w poszczególnych gałęziach sieci.

Funkcją celu w tej metodzie jest funkcja kosztów

$$F = K^P P_{Loss} + \sum_{j=1}^k K_j^C Q_j^C \quad (2)$$

gdzie: K^P – koszty strat mocy w przeliczeniu na jednostkę, K^C – koszty kompensatora, Q^C – moc znamionowa kompensatora, $j=1, 2, \dots, k$ – numery wybranych węzłów.

W metodzie tej w celu określenia lokalizacji kondensatora zastosowano dwie funkcje przynależności. Pierwsza (3) pozwala na określenie minimalnej wartości

strat mocy czynnej, a druga (4) pozwala na określenia poziomu napięcia w węźle

$$\mu_p(i) = e^{\frac{-wL(i)}{T_{Loss}}} \quad (3)$$

gdzie: $L(i)$ – strata mocy pomiędzy węzłami i oraz $i+1$, T_{Loss} – całkowite straty mocy, w – współczynnik korygujący proporcjonalny do mocy całkowitej.

$$\mu_v(i) = e^{-w \left(\frac{v(i)-1}{v_{max}-v_{min}} \right)^2} \quad (4)$$

gdzie: $v(i)$ – napięcie w węźle i , v_{max} – ograniczenie górne napięcia, v_{min} – ograniczenie dolne napięcia.

Decyzję o wyborze lokalizacji kompensatora podejmuje się na podstawie wyszukania minimum wartości współczynnika przyporządkowania określanego jako funkcja przynależności zbiorów rozmytych

$$\mu_s(i) = \min\{\mu_v(i), \mu_p(i)\} \quad (5)$$

Metoda przybliżona w [4] bazuje na podobnych założeniach. Różni się od pierwszej zastosowanymi funkcjami przynależności. Zmodyfikowano też nieco sposób wyboru węzła do zainstalowania kompensatora.

Kolejna z metod została przybliżona w [5]. Funkcją celu, stosowaną w tej metodzie, jest

$$\Delta S = K_E \Delta E_{Loss} + K_p \Delta P_{Loss} - K_C C \quad (6)$$

gdzie: ΔE_{Loss} – redukcja strat energii, C – pojemność kondensatora, ΔP_{Loss} – redukcja strat szczytowych, K_E – koszt redukcji strat energii, K_p – koszt redukcji strat szczytowych, K_C – koszt kondensatora.

Funkcje przynależności, są takie, jak w pierwszej z opisywanych metod. Różnicą jest jednak to, że określane są w sieci straty mocy biernej (q), a nie czynnej (p).

Ostatnią z przybliżonych metod dotyczących sieci promieniowych jest zaprezentowana w [6]. Jej autorzy za podstawowy cel przyjęli ograniczenie strat mocy w szczytowym obciążeniu systemu, redukcję całkowitej straty energii w układzie oraz minimalizację kosztu instalacji kondensatora. Funkcją przynależności zastosowaną w tej metodzie jest

$$F = \min \left[K_E \sum_{i=1}^n P_L T_i + K_p P_i - K_C \sum_{j=1}^m C_j \right] \quad (7)$$

gdzie: K_E , K_p i K_C są stałymi przypisanymi dla strat energii, strat mocy i kosztów kondensatora, P_i – szczytowe straty mocy dla danego poziomu obciążenia z czasem trwania T_i , P_L – szczytowa strata mocy wyznaczona dla pojedynczego węzła, C_j – koszty zainstalowania kondensatora w wybranym węźle.

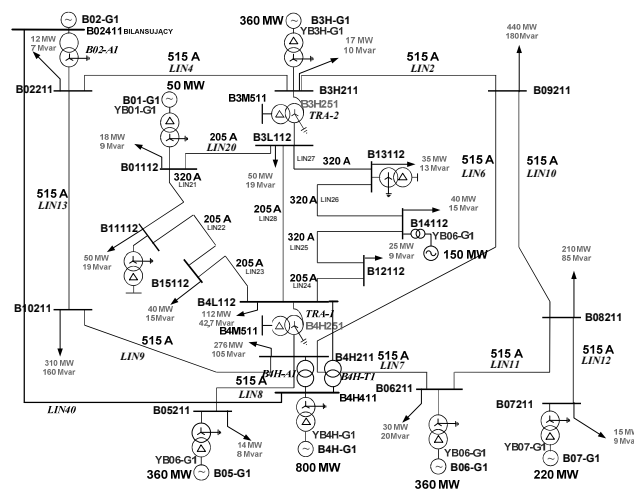
Mniej liczną grupę stanowią metody, które można wykorzystać do określania lokalizacji kompensatorów w sieci zamkniętej. Liczba metod wykorzystujących logikę rozmytą w tej grupie sieci jest bardzo ograniczona. Dominują metody, w których logika rozmyta łączona jest z przynajmniej jedną z innych metod sztucznej inteligencji.

Jednym z przykładów zastosowania logiki rozmytej jest metoda zaprezentowana w [7]. Uwzględnia ona potrzebę

wykonywania analizy w oparciu o różne czynniki, które występują w czasie normalnej pracy sieci. Nacisk kładziony jest na uwzględnienie stabilności systemu, profili napięciowych, strat mocy czynnej odniesionych do mocy biernej, spadków napięcia, stanów przejściowych, bezpieczeństwa pracy systemu, wykonalności technicznej i kryteriów ekonomicznych. Autorzy zaznaczają wyraźnie, że przy tak znaczącej liczbie czynników branych pod uwagę, należy liczyć się z tym, że w pewnych warunkach poszczególne rozpatrywane kryteria mogą prowadzić do wniosków niejednoznacznych, czy nawet sprzecznych. W takim przypadku ostateczny wybór rozwiązania musi spoczywać na ekspercie. Wspomniana metoda pozwala na stworzenie rankingu węzłów, dzięki czemu wybór podejmowany przez eksperta pozwala na instalację kompensatorów tam, gdzie potrzeba instalacji jest największa.

3. BADANIA MODELOWE

Badania przeprowadzono w oparciu o autorską metodę analizy systemu elektroenergetycznego pod kątem zainstalowania w nim dodatkowych kompensatorów opartą na logice zbiorów rozmytych. Podstawowym parametrem, decydującym o wyborze lokalizacji jest poziom napięcia w węzłach systemu. Parametr ten doskonale obrazuje stan systemu i ma odniesienie do powstających w tym systemie strat mocy. Do badań wykorzystano testowy system elektroenergetyczny, zaprezentowany na rysunku 1. Podstawą opracowania tego systemu był jeden z systemów testowych CIGRE, który został zmodyfikowany na potrzeby badań (m.in. dodano linię 400 kV, zmodyfikowano moce odbiorów).



Rys. 1. Schemat układu testowego

Zastosowany w badaniach algorytm został dokładnie przedstawiony i omówiony w [8, 9]. Działanie algorytmu sprowadza się do analizy wartości napięć w węzłach systemu i przypisanie im odpowiednich współczynników przyporządkowania $\mu_u(p(w))$, dla każdego z analizowanych p stanów systemu. Współczynnik przynależności $\mu_{min}(w)$, służący do określenia węzła lokalizacji kompensatora wybierany jest na podstawie wszystkich uzyskanych współczynników przyporządkowania $\mu_u(p(w))$, jako

$$\mu_{min}(w) = \min\{\mu_u(p(w))\} \quad \text{dla } p=1, 2, \dots, p_{max} \quad (8)$$

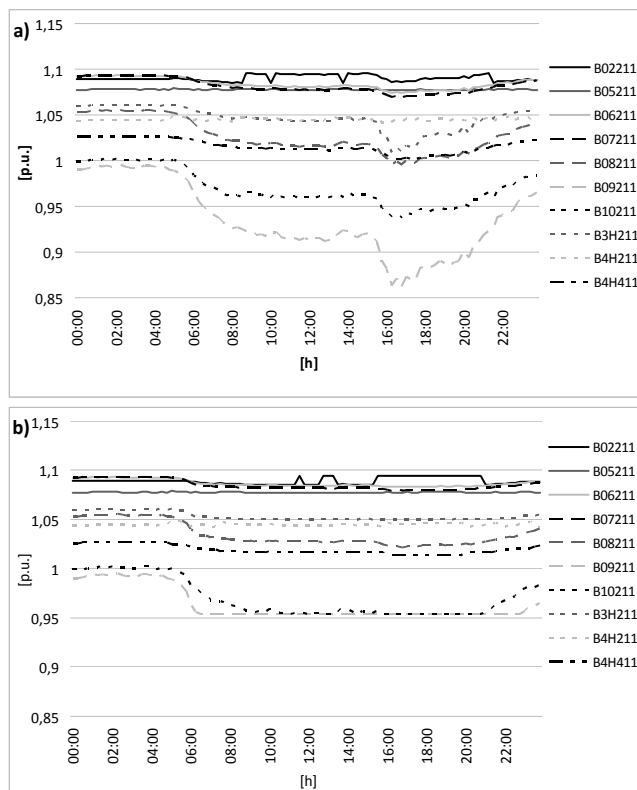
W każdym kroku analizy typowany jest jeden kompensator, który wprowadzany jest do węzła charakteryzującego się najmniejszą wartością współczynnika $\mu_{min}(w)$. Dobór mocy kompensatora wykonywany jest w taki sposób, że do wytypowanego węzła „wstrzykiwana” jest taka moc bierna, która zapewnia spełnienie kryteriów ograniczeń napięciowych.

Przeprowadzone analizy wykazały potrzebę zainstalowania dwóch kompensatorów w węzłach sieci 220 kV. Na tym też poziomie napięciowym można zaobserwować ich najsilniejszy wpływ na pracę sieci. Parametry wprowadzonych kompensatorów w poszczególnych krokach wykonanych przez algorytm zestawiono w tabeli 1. Moc kompensatora pierwszego została zmieniona po wprowadzeniu do układu drugiego kompensatora, ponieważ w trakcie działania algorytmu przy wprowadzaniu kolejnego kompensatora do analizowanej sieci parametry już dodanych są modyfikowane, aby uwzględnić ich wzajemne oddziaływanie.

Tablica 1. Zakresy mocy wprowadzonych kompensatorów

Liczba kompensatorów	Węzeł	Qmin [Mvar]	Qmax [Mvar]
1	B09211	0	78,8
2	B09211	0	77,2
	B10211	0	12,4

Analiza systemu sprowadza się do oceny jego stanu w trakcie normalnej pracy. Dlatego przeprowadzone badania wykonano przy założeniu zmienności dobowej obciążenia w układzie. Uznano to za wystarczające do pokazania wpływu kompensatorów na poziom strat mocy. Z pośród uzyskanych przebiegów zaprezentowano profile napięciowe w wybranych węzłach oraz zmienności strat mocy czynnej i biernej.

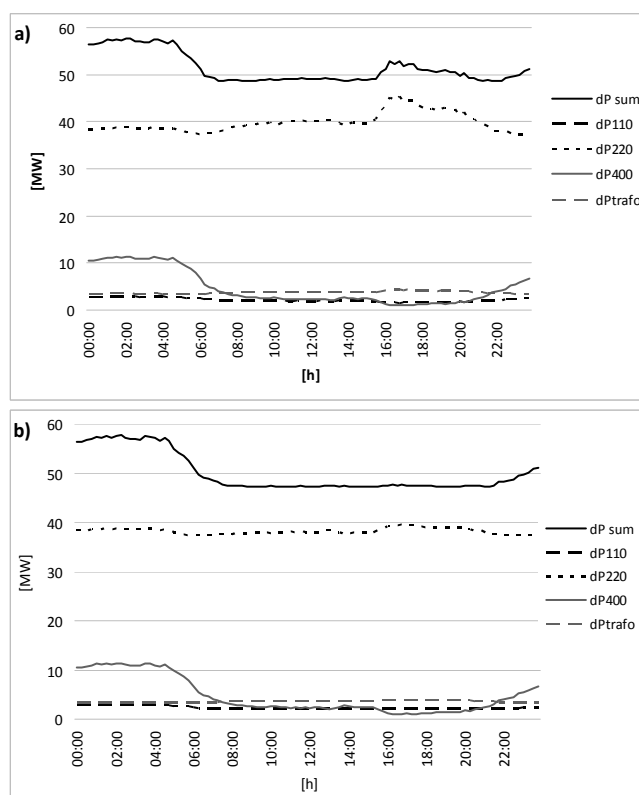


Rys. 2. Wartości napięć w węzłach sieci 400 i 220 kV: a) układ bez kompensatorów, b) układ z dwoma kompensatorami

Ze względu na sposób działania algorytmu oddziaływanie kompensatorów można obserwować tylko w tych momentach, kiedy w węzłach ich zainstalowania nie są dotrzymane zadane warunki napięciowe, bo tylko wówczas w danym węźle wstrzykiwana lub pobierana jest moc bierna tak, aby sprowadzić napięcie dożądanego przedziału wartości.

Na rysunku 2 zaprezentowano zmienność napięcia w poszczególnych węzłach sieci 400 i 220 kV. Oddziaływanie kompensatora uwidacznia się w tych okresach czasu, gdy napięcie w węzłach zainstalowania dąży do wartości niższej, niż wartość zadana jako graniczna. Działający kompensator nie pozwala na obniżenie się wartości napięcia poniżej poziomu 0,95 p.u.

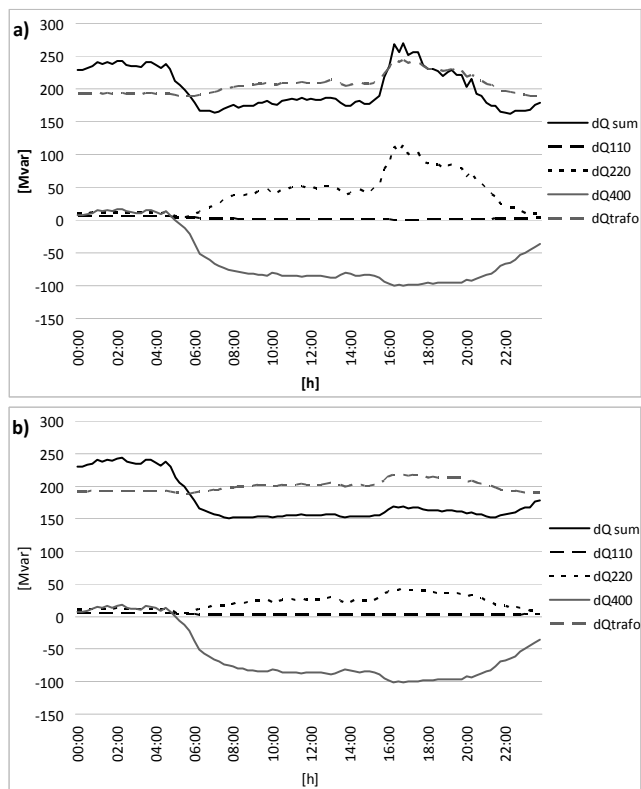
Na rysunku 3 zaprezentowano zmienność strat mocy czynnej w liniach sieci 110 kV, w liniach sieci NN oraz w transformatorach NN/110 kV. Podobnie zaprezentowano zmienność strat mocy biernej (rysunek 4).



Rys. 3. Straty mocy czynnej: a) układ bez kompensatorów, b) układ z dwoma kompensatorami, dPsum – straty całkowite, dP110 – straty w liniach 110 kV, dP220 – straty w liniach 220 kV, dP400 – straty w liniach 400 kV, dPTrafo – straty mocy w transformatorach

Zestawiając ze sobą zmienności napięć i straty mocy można zauważyć znaczące zmiany w poziomach strat mocy czynnej i biernej w tych przedziałach czasowych, kiedy kompensatory nie pozwalają na obniżenie napięcia dostarczają do układu moc bierną. Największe redukcje strat mocy czynnej i biernej następują w sieci, do której włączono kompensatory bezpośrednio. Największe ograniczenia w tym zakresie wprowadza zainstalowanie w sieci pierwszego z kompensatorów. On również przyczynia się do zauważalnego zmniejszenia strat mocy biernej w transformatorach NN/110 kV. Wpływ drugiego z kompensatorów (węzeł B10211) jest znacznie mniej widoczny, co niewątpliwie ma też związek z jego wielkością

– moc znamionowa tego kompensatora jest dużo mniejsza od mocy pierwszego kompensatora (węzeł B09211).



Rys. 4. Straty mocy biernej: a) układ bez kompensatorów, b) układ z dwoma kompensatorami, dQsum – straty całkowite, dQ110 – straty w liniach 110 kV, dQ220 – straty w liniach 220 kV, dQ400 – straty w liniach 400 kV, dQtrafo – straty mocy w transformatorach

4. PODSUMOWANIE

Wiele metod doboru kompensatorów bazuje na ocenie strat mocy czynnej, rzadziej biernej, przyjmując je za jeden z podstawowych wyznaczników pozwalających określić, gdzie warto zainstalować w systemie kompensator. Ponadto ukierunkowane są one na dobór konkretnego rozwiązania – najczęściej baterii kondensatorów. Podstawowym wyznacznikiem zawsze jednak pozostaje wartość napięcia, która nie może wykroczyć poza dopuszczalny zakres.

Prowadzona praca ukierunkowana jest na opracowanie algorytmu pozwalającego na określenie miejsca lokalizacji

i zakresu wymaganej w kompensatorze mocy. Docelowo algorytm ma także określać punkt pracy regulatora kompensatora (zadana wartość napięcia, dopuszczalny zakres zmienności napięcia, statyzm, itp.). Analiza napięciowa systemu jest tu podstawowym wyznacznikiem miejsca lokalizacji kompensatora. Natomiast ocena strat mocy może być tu wykorzystana do oceny lokalizacji i określenia punktu pracy kompensatora tak, aby był on jak najlepszy z punktu widzenia systemu.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Ng H. N., Salama M. M. A., Chikhani A.Y.: A survey of the Application of AI In Capacitor Allocation and Control, IEEE 1997.
2. Momoh J. A., Tomsovic K.: Overview and literature survey of fuzzy set theory in power systems, IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 10, No. 3, August 1995.
3. Chin H. C., Lin W. M.: Capacitor Placements for Distribution Systems with Fuzzy Algorithm, Proceedings of the 1994 Region 10 Ninth Annual International Conference, 1994.
4. Su Ch.-T., Tsai Ch.-Ch.: A New fuzzy-reasoning approach to optimum capacitor allocation for primary distribution systems, proceeding of the IEEE International Conference on Industrial Technology, 1996.
5. Ng H. N., Salama M. M. A.: Fuzzy Optimal Capacitor Sizing and Placement, IEEE 1995.
6. Nagaraja M. S., Anathapadmanabha Dr. T., Kantharaj B., Prakash R.: Capacitor Placement and Replacement for Reactive Power Control In Radial Distribution System, IEEE 2006.
7. Kenarangui R.: Decision Based VAR Compensators Placement in Electric Power Systems, IEEE 1991.
8. Kowalak R., Zajczyk R., Zbroński A.: Lokalizacja źródeł mocy biernej w systemie elektroenergetycznym z wykorzystaniem metody zbiorów rozmytych, Wiadomości Elektrotechniczne nr 01/2013.
9. Zajczyk R., Kowalak R., Zbroński A.: Wykorzystanie logiki zbiorów rozmytych w określaniu lokalizacji dodatkowych źródeł mocy biernej w systemie elektroenergetycznym, Elektroenergetyka współczesność i rozwój, nr 3-4 (13-14) / 2012.

POWER LOSSES LEVEL IN TRANSMISSION NETWORK AS ONE OF THE ELEMENTS OF THE LOCATION EVALUATION FOR STATIC COMPENSATORS

Static shunt compensators in high voltage power networks (grids of 400 kV, 220 kV and 110 kV) are installed in order to improve voltage conditions. The work of this compensator changes the voltage level in the connection point and the neighboring nodes. It also has an influence on the distribution of power in the power network and thereby the level of generated power loss. The article presents the results of simulation tests on the example of compensators' location in an exemplary power system. Moreover, this paper includes assessment of influence of their work on the change generated of power losses in the network. The study used author's method of analysis based on fuzzy logic. The basic parameter that determines the choice of location is the voltage level on each node of the analysed power system. This parameter perfectly illustrates the state of the power system and has a reference to generated power losses in this system. The research was conducted on the test structure of the power system. The calculations showed the need to install two compensators. The analysis includes variability of active and reactive power losses in lines of 110 kV, 220 kV and 400 kV and transformers. The compensators' work caused a decrease of power losses in each mentioned groups of network elements.

Keywords: shunt compensators, specifying the location of compensators.

STEROWNIK MIKROSIECI ELEKTROENERGETYCZNEJ

Albert KOWALCZYK¹, Adrian WŁODARCZYK², Jarosław TARNAWSKI³

1. Politechnika Gdańska, student Wydziału Elektrotechniki i Automatyki
tel.: 723 675 749 e-mail: albert.kowalczyk@hotmail.com
2. Politechnika Gdańska, student Wydziału Elektrotechniki i Automatyki
tel.: 602 583 728 e-mail: adrianwd19@gmail.com
3. Politechnika Gdańska, adiunkt na Wydziale Elektrotechniki i Automatyki
tel.: 58 347-12-26 e-mail: jaroslaw.tarnawski@pg.gda.pl

Streszczenie: W artykule rozpatruje się konstrukcję sterownika mikrosieci elektroenergetycznej. Sterownik zarządza zasobami energii elektrycznej w celu pokrycia zapotrzebowania lokalnych gospodarstw domowych z uwzględnieniem kwestii ekonomicznych. Przedstawiono strukturę sterowania, zdefiniowano zadanie optymalizacji, dokonano badań symulacyjnych dla przykładowej mikrosieci o zróżnicowanych sposobach generowania i magazynowania. Zaproponowano realizację sterownika mikrosieci uniezależniającą od komercyjnego oprogramowania w oparciu o otwarte optymalizatory i niskobudżetowy sprzęt.

Słowa kluczowe: mikrosieć, generacja rozproszona, zarządzanie energią, struktura hierarchiczna z optymalizacją.

1. WPROWADZENIE

Mikrosieci są efektywną formą zarządzania energią elektryczną w generacji rozproszonej, szczególnie w dobie promowania „zielonej energii” w postaci różnych systemów wsparcia (dotacje oraz świadectwa pochodzenia). Nie są jeszcze uwarunkowane prawnie w Polsce, lecz zdaniem autorów jest to zagadnienie perspektywiczne, ponieważ małe elektrownie energii odnawialnej są coraz bardziej dostępne dla lokalnych użytkowników i warto rozważyć połączenie ich w mikrosieć. Ujawnia się wówczas potrzeba optymalnego sterowania połączoną infrastrukturą.

1.1. Mikrosieci

Mikrosieć to niewielkich rozmiarów system elektroenergetyczny, którego nadrzędnym celem jest pokrycie lokalnych potrzeb energetycznych [1]. Mikrosieci składają się z jednostek wytwórczych, zasobników oraz odbiorów. Do podłączenia elementów mikrosieci potrzebna jest odpowiednia infrastruktura przesyłowa. Linie energetyczne mikrosieci mogą być wykonane jako linie prądu przemiennego lub stałego. Nad wszystkim czuwają układy sterowania. Mikrosieć może być podłączona do sieci elektroenergetycznej i współdziałać z nią, np. pobierać z niej energię w przypadku niewystarczających zasobów potrzebnych do pokrycia zapotrzebowania lub sprzedawać energię w przypadku występowania nadwyżek. Mikrosieć może pracować również w trybie wyspowym, tzn. oddzielona od sieci elektroenergetycznej.

Przykładowa mikrosieć występuje na wyspie Kythnos w Grecji [1]. System ten zasila dwanaście gospodarstw domowych i jest oddalony od najbliższego węzła elektroenergetycz-

nego o 4 km. W jego skład wchodzi baterie słoneczne, baterijny zasobnik energii oraz generator Diesla.

1.2. Generowanie i magazynowanie energii elektrycznej w mikrosieciach

Źródła energii w mikrosieciach mogą być konwencjonalne (oparte na ogniwach kopalnych) lub odnawialne. Z konwencjonalnych źródeł energii wykorzystywanych w mikrosieciach można wymienić: agregaty z silnikami gazowymi (na gaz ziemny lub biogaz), agregaty z silnikami Diesla lub mikroturbiny [1], a z odnawialnych źródeł energii wykorzystuje się turbiny wiatrowe, panele fotowoltaiczne, biogazownie oraz elektrownie wodne oparte na kołach wodnych.

Ważnym elementem mikrosieci są magazyny energii. Pełnią istotną rolę w sytuacji braku samowystarczalności, gdyż mogą być wtedy traktowane jako swego rodzaju bufor bezpieczeństwa. Mogą być także wykorzystywane do przechowywania nadwyżek energii, co może przyczynić się do czerpania korzyści ekonomicznych. Są również niezbędne w przypadku podłączania niestabilnych odnawialnych źródeł energii (OZE) do sieci elektroenergetycznej. W mikrosieciach stosuje się najczęściej różne rodzaje akumulatorów elektrochemicznych (kwasowo-ołowiowe, litowo-jonowe, siarkowo-sodowe), ale także superkondensatory lub koła zamachowe.

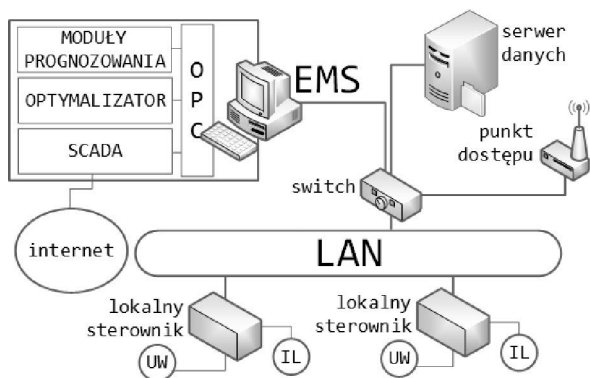
2. PROJEKT SYSTEMU STEROWANIA

Wiodący producenci infrastruktury elektrotechniki i automatyki oferują rozwiązania pozwalające na sterowanie elementami mikrosieci. Firma ABB [2] wyprodukowała sterownik Renewable MicroGrid Controller MGC600, którego celem jest zarządzanie generacją energii. Pozwala on na maksymalne wykorzystanie energii z OZE i minimalizację kosztów eksploatacji źródeł konwencjonalnych. Każdemu z urządzeń pracującemu w sieci dedykowane jest specjalne oprogramowanie. Z kolei sterownik U90Plus Optimizer firmy GE [3] umożliwi dodatkowo kontrolowanie odbiorów energii elektrycznej. Posiada także wbudowany moduł predykcji zapotrzebowania. W niniejszym artykule zaprezentowano natomiast sterownik działający w oparciu o funkcję optymalizującą przedstawiony wskaźnik jakości.

2.1. Struktura sterowania i przesyłania informacji

Na rysunku 1 przedstawiono proponowaną strukturę systemu sterowania mikrosiecią [4]. Pełni ona rolę sterownika

mikrosieci, który może być rozumiany jako system zarządzania energią (z ang. EMS – energy management system).



Rys. 1. Struktura systemu sterowania mikrosiecią

W warstwie bezpośredniej znajdują się sterowniki lokalne oddziaływujące na urządzenia wykonawcze (np. kontrolery ładowania akumulatorów) i zbierające pomiary. Rolę sterownika lokalnego może pełnić dowolna platforma komputerowa, np. PC lub PLC. Obecny rozwój technologii pozwala na wykorzystanie do tego celu nawet niskobudżetowych komputerów typu Raspberry PI, czy Intel Galileo. EMS integruje sterowanie nadrzędne, optymalizację oraz zarządzanie mikrosiecią. Składa się on z trzech modułów: optymalizatora, którego zadaniem jest wyznaczanie optymalnych trajektorii dla źródeł i zasobników, modułu prognozowania profili produkcji OZE i profili zużycia energii oraz oprogramowania SCADA umożliwiającego m.in. wizualizację przebiegów.

Warstwy sterowania mogą komunikować się poprzez LAN z wykorzystaniem Ethernetu i protokołu TCP/IP. Zastosowanie topologii pierścienia może zwiększyć niezawodność komunikacji. System może zostać wyposażony w punkt dostępu, co pozwoli na podgląd stanu mikrosieci z poziomu komputerów osobistych, czy smartfonów.

Istotną cechą systemu jest to, że jest on otwarty, elastyczny i skalowalny. Może integrować wiele mikroinstalacji, a może stanowić także system zarządzania dla pojedynczego gospodarstwa domowego.

2.2. Optymalizator

Głównym elementem składowym EMS jest moduł wyznaczający optymalne trajektorie zadane przepływu mocy pomiędzy elementami mikrosieci [4]. Zadanie optymalizacji jest rozwiązywane co określony krok predykcji (np. co jedną godzinę), a wszystkie zmienne optymalizowane na określony horyzont predykcji (np. na 24 godziny). W każdym kroku system przyjmuje aktualne dane dotyczące rzeczywistego stanu naładowania zasobników (z ang. SOC – state of charge), oraz profili produkcji i zużycia energii. Moduły predykcji mogą zostać zbudowane np. w oparciu o sztuczne sieci neuronowe. Wymagają one informacji o prognozach pogody, które mogą być pobierane z Internetu i historycznych danych zapotrzebowania, które z kolei mogą być zbierane przez lokalne sterowniki i gromadzone na serwerze. Budowa predyktorów jest osobnym, rozbudowanym zagadnieniem, które nie zostanie przedstawione w niniejszym artykule. W razie potrzeby, np. w przypadku zwiększonej niepewności prognozy pogody, istnieje możliwość zmiany kroku predykcji, dzięki czemu można zyskać dokładniejsze profile produkcji.

Optymalizator wymaga też jednorazowego wprowadzenia taryfy energetycznej (z wyszczególnieniem cen w kolejnych krokach predykcji), informacji o zasobnikach energii takich jak: maksymalny i minimalny SOC, maksymalna moc ładowania/rozładowywania, współczynniki samorozładowania, sprawności, pojemności

energetyczne, informacji o maksymalnej mocy, która może zostać pobrana z sieci dystrybucyjnej oraz wybranym horyzoncie predykcji. Dane wymienione powyżej, łącznie z danymi wygenerowanymi w wyniku pracy modułów prognozowania, są wykorzystywane przy kreowaniu ograniczeń zadania optymalizacji. Sam algorytm podzielono na dwa zadania stanowiące jedną funkcjonalną całość. Pierwszą część stanowi warstwa pokrycia zapotrzebowania, odpowiedzialna za takie wyznaczenie trajektorii zadanych, aby pokryć zapotrzebowanie na energię w całej mikrosieci. Drugą część stanowi warstwa przydziału energii do poszczególnych gospodarstw zgodnie z ich prognozowanym zużyciem, przy wykorzystaniu danych z poprzedniej warstwy.

Zmienne wykorzystane w zadaniu optymalizacji warstwy pokrycia zapotrzebowania przedstawiono w tabelicy 1. Każda ze zmiennych jest większa lub równa zero. Liczba zmiennych od nr 3 włącznie zależy od liczby mikroinstalacji podłączonych do mikrosieci.

Tabela 1. Zmienne z warstwy pokrycia zapotrzebowania

nr	zmienna	opis zmiennej
1	P_S	moc z sieci dys. na pokrycie zap. [kW]
2	$P_{S,M}$	moc z sieci dys. zmagazynowana [kW]
3	$P_{OZE,Z}$	moc z OZE na pokrycie zap. [kW]
4	$P_{OZE,S}$	moc z OZE sprzedana [kW]
5	$P_{OZE,M}$	moc z OZE zmagazynowana [kW]
6	$P_{ZAS,R}$	moc rozładowywania zasobników [kW]
7	$P_{ZAS,L}$	moc ładowania zasobników [kW]
8	SOC	stan naładowania zasobników [%]

Funkcja celu dla warstwy pokrycia zapotrzebowania (3) zakłada minimalizowanie kosztów bilansu energii elektrycznej. Równania (1) i (2) pozwalają obliczyć odpowiednio koszt K_Z kupionej oraz zysk K_S ze sprzedanej energii.

$$K_Z[k] = (P_S[k] + P_{S,M}[k]) \cdot \Delta t \cdot c_1[k] \quad (1)$$

$$K_S[k] = \{\sum_{i=1}^n P_{OZE,S}^i[k]\} \cdot \Delta t \cdot c_2[k] \quad (2)$$

$$\min \{\sum_{k=1}^{hp} (K_Z[k] - K_S[k])\} \quad (3)$$

gdzie: hp – horyzont predykcji, Δt – czas pobierania/dostarczania mocy, $c_1[k]$ i $c_2[k]$ – odpowiednio cena zakupu i sprzedaży 1 kWh energii z/do sieci w danym okresie predykcji, i – nr mikroinstalacji.

Aby suma mocy pobranej z sieci, OZE oraz zasobników była równa całkowitemu zapotrzebowaniu, należy uwzględnić w ograniczeniach bilans mocy (4).

$$P_S[k] + \sum_{i=1}^n P_{OZE,Z}^i[k] + \sum_{i=1}^n P_{ZAS,R}^i[k] = P_{ZAP}[k] \quad (4)$$

gdzie: P_{ZAP} – całkowite prognozowane zapotrzebowanie na moc w danym okresie predykcji.

Sumaryczna ilość mocy z danego OZE wykorzystana do różnych celów powinna zgadzać się z prognozowanym profilem produkcji (5). Należy pamiętać, że powinno być ono uwzględnione dla każdego i -tego źródła.

$$P_{OZE,Z}^i[k] + P_{OZE,S}^i[k] + P_{OZE,M}^i[k] = P_{PROFIL}^i[k] \quad (5)$$

gdzie: P_{PROFIL}^i – prognozowany profil produkcji i -tego OZE.

W zadaniu należy uwzględnić także ograniczenia wynikające z umowy przyłączeniowej mikrosieci do sieci dystrybucyjnej. Moce pobrane z sieci (oraz ich suma) nie powinny przekraczać wartości maksymalnych. Kolejnym ograniczeniem (6) jest równanie związane z modelem zasobnika energii. Dzięki niemu, optymalizator może uaktualniać ich prognozowany stan naładowania. Istotną kwestią jest także ograniczenie związane z bilansem mocy zasobników (7). Sumaryczna moc ładowania zasobników musi być równa

mocy pobranej z sieci i OZE przeznaczonej do zmagazynowania. Z zasobnikami związane są również ograniczenia na maksymalną moc ładowania i rozładowywania, a także na maksymalny i minimalny poziom naładowania (SOC). Ich nie uwzględnienie mogłoby skutkować uszkodzeniem urządzeń.

$$SOC^i[k] = \delta^i \cdot SOC^i[k-1] - \frac{1}{E_n^i} \cdot P_{ZAS,R}^i[k] + \frac{\eta^i}{E_n^i} \cdot P_{ZAS,L}^i[k] \quad (6)$$

$$\sum_{i=1}^n P_{ZAS,L}^i[k] = P_{S,M}[k] + \sum_{i=1}^n P_{OZE,M}^i[k] \quad (7)$$

gdzie: δ^i , η^i – współczynniki samorozładowania i sprawność i-tego zasobnika, E_n^i – maksymalny poziom naładowania i-tego zasobnika w kWh.

Po uzyskaniu informacji od producentów o zalecanych profilach ładowania i rozładowania akumulatorów można je uwzględnić w zadaniu optymalizacji w celu podniesienia trwałości i niezawodności pracy magazynów.

Zmienne wykorzystane w zadaniu optymalizacji warstwy przydziału przedstawiono w tablicy 2. Każda ze zmiennych jest większa lub równa zeru. Liczba każdego rodzaju zmiennych zależy od liczby mikroinstalacji w mikro sieci.

Tablica 2. Zmienne z warstwy przydziału

Nr	zmienna	opis zmiennej
1	$P_{OZE,W}^i$	moc z OZE na potrzeby danej mikroinstalacji
2	$P_{OZE,M}^i$	moc z OZE na potrzeby mikro sieci
3	$P_{ZAS,W}^i$	moc z zas. na potrzeby danej mikroinstalacji
4	$P_{ZAS,M}^i$	moc z zas. na potrzeby mikro sieci
5	$P_{S,W}^i$	moc z mikro sieci przydzielona użytkownikowi

Funkcja celu, przedstawiona zależnością (8), zakłada minimalizowanie mocy pobieranej z mikro sieci przez użytkowników. Zapewnia to wykorzystanie przede wszystkim własnych zasobów.

$$\min \{ \sum_{k=1}^{hp} \sum_{i=1}^n P_{S,W}^i[k] \} \quad (8)$$

Jednym z ograniczeń jest równanie bilansu mocy mikro sieci pokazane zależnością (9). Sumaryczna ilość mocy pobrana z mikro sieci przez wszystkie odbiory musi być równa ilości dostępnych zasobów.

$$\sum_{i=1}^n P_{S,W}^i[k] = P_S[k] + \sum_{i=1}^n P_{OZE,M}^i[k] + \sum_{i=1}^n P_{ZAS,M}^i[k] \quad (9)$$

Kolejnym ograniczeniem, przedstawionym w równaniu (10), jest przydzielenie danemu odbiorowi takiej ilości mocy, która będzie odpowiadała prognozowanemu zużyciu.

$$P_{OZE,W}^i[k] + P_{ZAS,W}^i[k] + P_{S,W}^i[k] = P_{ZAP}^i[k] \quad (10)$$

Sumaryczna ilość mocy z danego OZE przydzielonej na potrzeby mikro sieci oraz właściciela musi zgadzać się z optymalną wartością wyznaczoną w poprzedniej warstwie (11). Analogiczne równania należy uwzględnić również dla zasobników.

$$P_{OZE,W}^i[k] + P_{OZE,M}^i[k] = P_{OZE,Z}^i[k] \quad (11)$$

3. REALIZACJA I WERYFIKACJA DZIAŁANIA OPTYMALIZATORA

Do budowy optymalizatora można wykorzystać środowisko MATLAB. Narzędzie to pozwala we względnie prosty sposób zaimplementować odpowiednie algorytmy. Ułatwia też weryfikację budowanych systemów. Jest więc świetnym narzędziem do celów badawczych. Niemniej, jego wysoka

cena utrudnia możliwość wdrażania systemów w docelowym miejscu pracy. Dlatego też autorzy, rozważając komercjalizację sterownika mikro sieci, dokonali budowy algorytmu optymalizacji przy wykorzystaniu darmowej biblioteki o możliwościach wystarczających do tego typu zagadnienia.

3.1. Implementacja zadania optymalizacji w języku C++

Zadanie optymalizacji zostało zaimplementowane w języku C++ z wykorzystaniem darmowej biblioteki GLPK [5]. Pozwala ona na opisanie problemu w postaci macierzowej, a do optymalizacji może wykorzystać np. algorytm sympleks. Najważniejszą częścią programu jest funkcja przygotowująca macierze i wywołująca zadanie optymalizacji. W artykule pokazano jej najistotniejsze części. Fragment kodu przedstawiony poniżej odpowiada za przygotowanie problemu optymalizacji. Na początku definiowany jest problem optymalizacji oraz jego typ. Następnie alokowana jest pamięć na potrzeby tablic przechowujących indeksy wektora ograniczeń. Zmienna *dim* określa rozmiar tego wektora. Zmienne *x* i *y* przechowują odpowiednio: liczbę zmiennych i ograniczeń w zadaniu optymalizacji. Dwie ostatnie linie odpowiadają za dodanie do problemu optymalizacji wierszy (czyli liczbę ograniczeń) oraz kolumn (czyli liczbę zmiennych).

```

1  glp_prob *lp;
2  lp = glp_create_prob();
3  glp_set_obj_dir(lp, GLP_MIN);
4  int *ia = new int[dim*y];
5  int *ja = new int[dim*x];
6  glp_add_rows(lp, y*Hp);
7  glp_add_cols(lp, x*Hp);

```

Następnie następuje określenie parametrów zadania takich jak: wsp. funkcji celu, ograniczenia i ich wyrazy wolne oraz warunki brzegowe. Definicje wykorzystanych do tego celu funkcji można znaleźć w [4]. Poniżej przedstawiono ostatni z etapów. Najpierw do problemu *lp* ładowane są: wymiar wektora ograniczeń, tablice z indeksami ograniczeń oraz wektor ograniczeń. Następnie za pomocą metody Simpleks rozwiązywane jest zadanie optymalizacji. Ostatni fragment kodu odpowiada za pobranie wyników optymalizacji.

```

1  glp_load_matrix(lp, dim, ia, ja, ar);
2  glp_simplex(lp, NULL);
3  dochodMikro sieci = glp_get_obj_val(lp);

```

3.2. Zdefiniowanie obiektu badań

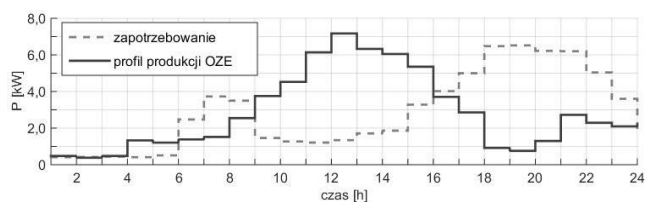
Przyjęto, że obiektem badań jest grupa pięciu gospodarstw. Założono, że każde z nich posiada własne OZE oraz zasobnik. Wszystkie gospodarstwa podłączone są do magistrali prądu stałego. Prosumenci korzystają z różnego rodzaju akumulatorów w celu magazynowania energii. Wykorzystywane w tej mikro sieci OZE to: dwa systemy PV, dwie turbiny wiatrowe oraz koło wodne. Założono, że mikro sieć podłączona jest do krajowej sieci elektroenergetycznej.

3.3. Weryfikacja działania optymalizatora

Autorzy przeprowadzili szereg symulacji, a wyniki jednej z nich, w której uwzględniono aktualne przepisy prawne dotyczące OZE, zamieszczono poniżej. Założono, że koszt zakupu 1 kWh energii z sieci dystrybucyjnej jest zgodny z taryfą „tanie godziny” Grupy ENERGA i wynosi 0,29 zł w okresie szczytu i 0,19 zł poza nim. Cenę sprzedaży 1 kWh energii założono na poziomie średniej ceny energii na rynku konkurencyjnym w II kwartale 2015 r. (0,17 zł). W symulacji uwzględniono, że prosument może sprzedawać wyłącznie niewykorzystane nadwyżki energii.

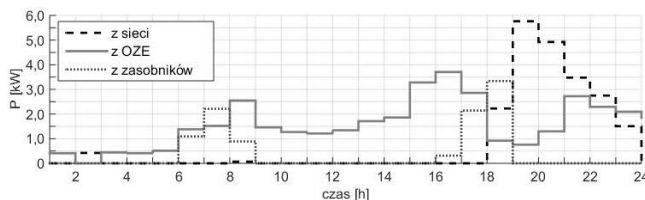
Na rysunku 2 pokazano prognozowany przebieg całkowitego zużycia energii w mikro sieci. Został on wykreowany przy

pomocy narzędzia udostępnionego przez Grupę Tauron [6]. Na tym samym rysunku przedstawiono prognozowany łączny profil produkcji wszystkich OZE, wykreowany przy wykorzystaniu modeli matematycznych i prognoz pogody. Porównanie przebiegów pozwala stwierdzić, że mikrosieć jest samowystarczalna jedynie przez pewną część dnia. Niewykorzystana w tym okresie energia może być magazynowana lub sprzedawana do sieci.



Rys. 2. Przebiegi zapotrzebowania i prognozowanej produkcji

Na rysunku 3 pokazano w jaki sposób rozkłada się udział poszczególnych źródeł w bilansie energetycznym mikrosieci. OZE są eksploatowane w ciągu całego dnia. Jeśli to możliwe, są wspomagane przez zasobniki. Co ważne, nie są one wykorzystywane w sposób ciągły, dzięki czemu ich żywotność nie będzie drastycznie malała. Moc z sieci jest pobierana tylko w godzinach szczytu zapotrzebowania.



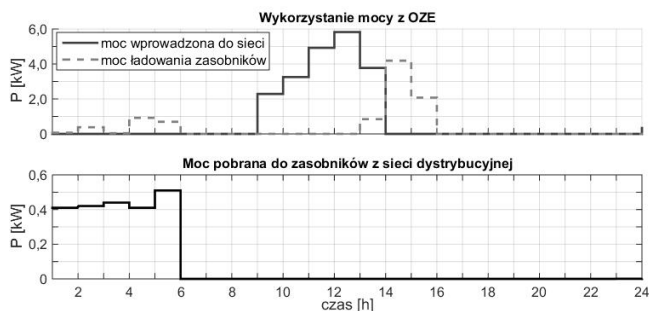
Rys. 3. Przebiegi mocy pobranej z różnych źródeł

Jak pokazuje przebieg z rysunku 4, zasobniki są ładowane mocą z sieci tylko w godzinach nocnych (w związku z niższą ceną). Energia z OZE, jest dostarczana do zasobników przed wystąpieniem porannego i popołudniowego szczytu zapotrzebowania. W ten sposób system zapewnia zmniejszenie kosztów. Większość nadwyżek mocy jest sprzedawana do sieci, co generuje zysk dla właścicieli mikroinstalacji.

Prawidłowe działanie zbudowanego przez autorów EMS, jest w dużej mierze zależne od poprawności prognoz zużycia energii. System powinien być przygotowany na ich ewentualne rozbieżności z rzeczywistym zużyciem. W [4] zaproponowano sposób podejścia realizujący ten postulat.

Kwestie pracy systemu w obliczu awarii nie są w tym artykule rozpatrywane. Niemniej, są one bardzo ważne i wymagają przeprowadzenia analizy z punktu widzenia nie-

zawodności i bezpieczeństwa. W [4] zaproponowano zwiększenie pewności poprawnego działania systemu, poprzez wprowadzenie nadmiarowego urządzenia z EMS.



Rys. 4. Przebiegi mocy z OZE oraz mocy pobranej z sieci

4. PODSUMOWANIE

W artykule przedstawiono podejście do zarządzania energią w mikrosieci oparte na zadaniu optymalizacji. Do realizacji zadania mogą być wykorzystane niskobudżetowe komputery z darmowym oprogramowaniem. Komputery te mogą zawierać moduły prognozujące profile produkcji i zużycia energii, system bilansowania oraz wizualizacji. Weryfikacja zbudowanego przez autorów optymalizatora, przeprowadzona dla zróżnicowanej pod względem wykorzystanych źródeł i magazynów mikrosieci potwierdziła optymalną gospodarkę zasobami energetycznymi. Co istotne, zaproponowany system dzięki wykorzystaniu metod optymalizacji pozwala na realizację postulatów poszanowania energii, zapewniając jednocześnie jej najefektywniejsze wykorzystanie dla różnych konfiguracji mikrosieci i przyszłych scenariuszy prawnych.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Biczek P.: Integracja rozproszonych źródeł energii w mikrosieci prądu stałego, Warszawa: Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, 2012
2. ABB, Renewable Microgrid Controller MGC600, <http://new.abb.com/>, (Dostęp: 24.01.2016 r.)
3. GE, „Grid IQ Microgrid System”, <http://www.gegridsolutions.com/>, (dostęp: 24.01.2016 r.)
4. Kowalczyk A., Włodarczyk A.: Budowa systemu sterowania mikrosiecią elektroenergetyczną, praca inżynierska, WEiA 2016
5. GLPK – Reference Manual, 2015
6. Tauron, Kalkulator zużycia energii el. w domu, <http://kalkulator.tauron.pl/h5/>, (dostęp: 24.01.2015 r.)

POWER MICROGRID CONTROLLER

Power microgrid is a small power system, whose primary objective is to cover local energy needs. Microgrid is composed of generating units, storage facilities and energy consumers. Construction of hierarchical control system with the optimizer for power microgrid is main article issue. The controller manages the resources of electricity to cover the needs of local households, taking into account economic aspects. Hierarchical control structure with optimization and assignment layers is applied. Very comprehensive description of definition of the optimization problem with decision variables, constraints and initial conditions including batteries SOC (state of charge) is presented. An important element in proposed approach is to have consumers demand forecasts and weather reports which are related with energy production from renewable energy sources. Authors assumed the availability of these forecasts, and these issues are not dealt with in the article, although it is worth mentioning that the quality of forecasts has an impact on control quality. Simulation studies were carried out and the obtained results confirming the correctness of the presented method. The final form of presented microgrid controller is built based on an open source software and can be implemented with low cost hardware such as Raspberry Pi.

Keywords: microgrid, distributed generation, energy management, optimization.

OPTIMALIZACJA NIECIĄGŁYCH FUNKCJI WIELOMODALNYCH Z WYKORZYSTANIEM KOOPERACYJNEGO ALGORYTMU KOEWOLUCYJNEGO

Łukasz KUCZKOWSKI¹, Roman ŚMIERZCHALSKI²

1. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.: 58 347 21-24 e-mail: lukasz.kuczowski@pg.gda.pl
2. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.: 58 348 63-27 e-mail: roman.smierzchalski@pg.gda.pl

Streszczenie: W artykule przedstawiono algorytmy koewolucyjne, heurystyczną metodę rozwiązywania złożonych obliczeniowo problemów opartą na zasadzie korelacji oraz darwinowskiej teorii ewolucji. Opisano zalety algorytmu, możliwe zastosowania, sposób działania oraz niektóre z dotychczasowych implementacji. Następnie wybrano trzy wielomodalne lub nieciągłe funkcje testowe: Rosenbrocka, Styblinskiego-Tanga oraz Schaffer'a. Dokonano dekompozycji problemu wyznaczenia minimum globalnego funkcji i przeprowadzono optymalizację wykorzystując kooperacyjny algorytm koewolucyjny. Uzyskane wyniki pozwoliły na ocenę jakości działania algorytmu. Przeprowadzone testy i ich rezultaty są wstępem do szerszych badań nad algorytmami koewolucyjnymi.

Słowa kluczowe: algorytmy ewolucyjne, koewolucja, optymalizacja.

1. WSTĘP

Algorytmy ewolucyjne (AE) to heurystyczna metoda rozwiązywania złożonych obliczeniowo problemów, wykorzystująca mechanizmy biologiczne oparte na darwinowskiej teorii ewolucji. Algorytmy ewolucyjne zostały pomyślnie zastosowane przy rozwiązywaniu wielu złożonych problemów, których rozwiązanie jest trudne lub niemożliwe przy zastosowaniu metod analitycznych np. przewidywanie struktury białek [1], projektowanie układów regulacji i sterowania [2], projektowanie układów VLSI [3], wyznaczanie trasy obiektów ruchomych [4].

Działanie algorytmu ewolucyjnego polega na przetwarzaniu zbioru rozwiązań nazwanych populacją. Środowisko definiowane jest na podstawie problemu (funkcja celu, ograniczenia). Każdy osobnik (element populacji) reprezentuje rozwiązanie problemu. Na podstawie funkcji celu do osobnika przypisuje się wartość nazwaną przystosowaniem, która określa jakość reprezentowanego przez osobnika rozwiązania. W momencie startu algorytmu każdemu osobnikowi zostaje przypisana losowa wartość oraz wyliczone jego przystosowanie. Następnie zostają wykonane etapy: reprodukcji, operacji genetycznych, oceny oraz sukcesji. Reprodukacja polega na losowym wprowadzeniu do populacji tymczasowej osobników z populacji bazowej. Możliwe jest wprowadzenie więcej niż jednej kopii danego osobnika. Lepsza wartość przystosowania osobnika zapewnia większe

prawdopodobieństwo powielenia jego kopii. Następnie populacja tymczasowa poddawana jest operacjom genetycznym, które dokonują modyfikacji na osobnikach. Powstały w ten sposób zbiór rozwiązań nazywamy populacją potomną, która podlega ocenie. Etap sukcesji polega na stworzeniu nowej populacji bazowej. Powyższe fazy algorytmu są powtarzane w pętli do momentu spełnienia warunku zatrzymania (np. określona liczba generacji).

Głównym celem pracy jest testowanie działania kooperacyjnego algorytmu koewolucyjnego. W tym celu wybrano trzy funkcje testowe na podstawie których przeprowadzono symulacje z uwzględnieniem nieciągłej i wielomodalnej przestrzeni poszukiwań. Na podstawie badań określono jakość działania algorytmu. Artykuł zorganizowano następująco: w punkcie drugim opisano zasadę działania algorytmu koewolucyjnego z uwzględnieniem zagadnień kooperacji, w trzecim przedstawiono trzy funkcje testowe, w części czwartej zaprezentowano wyniki symulacji oraz opisano otrzymane rezultaty. W części końcowej podsumowano wyniki badań.

2. ALGORYTMY KOEWOLUCYJNE

Algorytm koewolucyjny (AK) jest rodzajem algorytmu ewolucyjnego (lub grupą algorytmów ewolucyjnych), w którym wartość przystosowania osobnika zależy od jego korelacji z innymi osobnikami. Algorytmy koewolucyjne można podzielić na algorytmy kooperacyjne oraz konkurencyjne. W algorytmach kooperacyjnych osobniki są nagradzane, kiedy lepiej współpracują ze sobą, w algorytmach konkurencyjnych promowane jest współzawodnictwo. Algorytmy koewolucyjne dedykowane są do konkretnych problemów i mają przewagę nad algorytmami ewolucyjnymi w przypadku:

- nieograniczonej lub nieskończonej przestrzeni poszukiwań,
- kiedy wymagana jest interakcja pomiędzy rozwiązaniami z różnych obszarów przestrzeni poszukiwań oraz dynamiczna adaptacja tych relacji,
- wyznaczania strategii gracza,
- dekompozycji problemu na mniejsze części (algorytm kooperacyjny),

- wymuszenia adaptacji osobników z jednej populacji względem osobników z innej (algorytm konkurencyjny).

Zasada działania algorytmów koewolucyjnych oparta jest na przetwarzaniu wielu populacji oraz ocenie osobników na podstawie przystosowania do środowiska oraz kooperacji z osobnikami z innych populacji. Ogólny schemat działania algorytmu koewolucyjnego przedstawiono na schemacie 1.

1. for populacja $p_s \in P$, wszystkie populacje
 - 1.1 Inicjalizacja populacji p_s
 2. for populacja $p_s \in P$, wszystkie populacje
 - 2.1 Ocena populacji p_s
 3. $t := 0$
 4. do
 - 4.1 for populacja $p_s \in P$, wszystkie populacje
 - 4.1.1 Selekcja
 - 4.1.2 Operacje genetyczne
 - 4.1.3 Wybór kooperantów z P
 - 4.1.4 Ocena osobników
 - 4.1.5 Sukcesja do nowej populacji p_s
 - 4.2 $t := t + 1$
- until kryterium zatrzymania.

Schemat 1. Schemat działania algorytmu koewolucyjnego

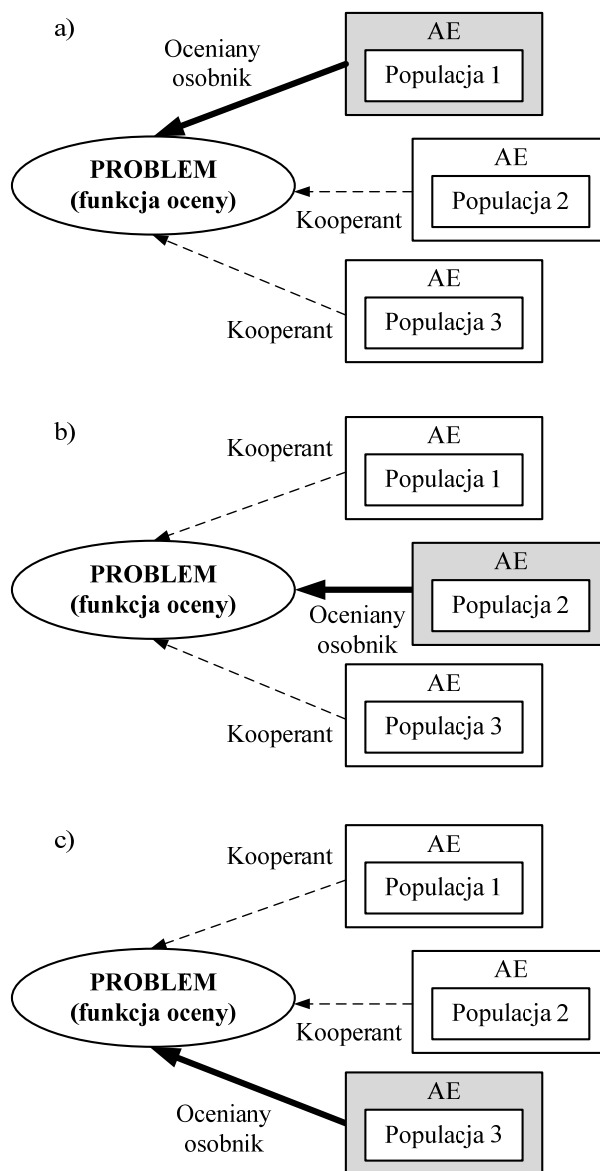
Zastosowanie algorytmów koewolucyjnych wymaga dekompozycji problemu oraz przypisania każdego komponentu do osobnej populacji. Każda z populacji ewoluuje osobno, a pojedynczy osobnik z danej populacji stanowi jedynie element potencjalnego rozwiązania. W celu oceny jego przystosowania z pozostałych populacji wybrani są tzw. kooperanci. Osobnik jest łączony z wybranymi kooperantami tworząc kompletne rozwiązanie problemu, które podlega ocenie. Możliwy jest wybór więcej niż jednego zestawu kooperantów w celu określenia wartości funkcji przystosowania. Idea oceny osobnika wraz z kooperantami została przedstawiona na rysunku 1.

Podejście koewolucyjne zostało pomyślnie zastosowane do wielu problemów, zarówno w wariacie kooperacyjnym jak i konkurencyjnym takich jak: optymalizacja dużej skali [5], identyfikacja uszkodzeń [6], rozdział mocy [7], planowanie pracy sklepu [8], identyfikacja systemów nieliniowych [9] oraz z innymi metodami inteligentnymi: sztucznymi sieciami neuronowymi [10], logiką rozmytą [11] czy algorytmami rojowymi [12].

3. FUNKCJE TESTOWE

Na podstawie [13], [14], [15] wybrano 3 funkcje testowe przy pomocy których przeprowadzono badania w celu oceny działania algorytmu koewolucyjnego. Funkcja 1 jest nieciągła i unimodalna na badanym przedziale. Funkcja 2 jest ciągła i wielomodalna na badanym przedziale. Funkcja 3 jest nieciągła i wielomodalna na badanym przedziale.

Funkcja 1 (funkcja Rosenbrocka). Do celów badawczych funkcja została zmodyfikowana, zmienna x_2 należy do zbioru liczb całkowitych. Minimum globalne funkcji znajduje się wewnątrz parabolicznego wgłębienia w punkcie $f_1(1, 1, 1) = 0$.



Rys. 1. Przebieg procesu oceny osobników dla 3 populacyjnego algorytmu koewolucyjnego

$$f_1(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^2 [100(x_{i+1} - x_i^2)^2 + (x_i - 1)^2], \mathbf{x} \in \Omega_1 \quad (1)$$

gdzie $\Omega_1 = \{(x_1, x_2, x_3): x_1 \in [-10, 10] \wedge \mathbb{R}, x_2 \in [-10, 10] \wedge \mathbb{Z}, x_3 \in [-10, 10] \wedge \mathbb{R}\}$

Funkcja 2 (funkcja Styblinskiego-Tanga). Funkcja posiada minimum globalne w punkcie $f_2(-2,903534, -2,903534, -2,903534) = -117,49797$

$$f_2(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 [x_i^4 - 16x_i^2 + 5x_i], \mathbf{x} \in \Omega_2 \quad (2)$$

gdzie $\Omega_2 = \{(x_1, x_2, x_3): x_1, x_2, x_3 \in [-5, 5] \wedge \mathbb{R}\}$

Funkcja 3 (funkcja Schaffer'a nr 4). Funkcja została zmodyfikowana do celów badawczych, zmienna x_1 należy do zbioru liczb całkowitych. Funkcja posiada minimum w punkcie $f_3(0, 1,25313) = 0,292579$.

$$f_3(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} + \frac{\cos^2(\sin(|x_1^2 - x_2^2|)) - 0,5}{(1 + 0,001(x_1^2 + x_2^2))^2}, \mathbf{x} \in \Omega_3 \quad (3)$$

gdzie $\Omega_3 = \{(x_1, x_2): x_1 \in [-100, 100] \wedge \mathbb{Z}, x_2 \in [-100, 100] \wedge \mathbb{R}\}$

Zadanie optymalizacji definiuje się następująco:

$$\min f_1(\mathbf{x}), \mathbf{x} \in \Omega_1 \quad (4)$$

$$\min f_2(\mathbf{x}), \mathbf{x} \in \Omega_2 \quad (5)$$

$$\min f_3(\mathbf{x}), \mathbf{x} \in \Omega_3 \quad (6)$$

Przyjęto model algorytmu koewolucyjnego kooperacyjnego. Dokonano dekompozycji problemu optymalizacji. Każdy argument funkcji został przypisany do osobnej populacji. Kooperanci do oceny osobnika są wybierani na podstawie ich przystosowania. Najlepiej przystosowany osobnik z populacji w danej generacji zostaje kooperantem dla pozostałych populacji. Jako mechanizm selekcji zastosowano ruletkę proporcjonalną. Operator krzyżowania zamienia wartości pomiędzy osobnikami. Operator mutacji zmienia wartość osobnika na losową z przedziału ograniczeń. Jako kryterium stopu przyjęto liczbę generacji.

4. WYNIKI BADAŃ

Dla każdej z funkcji testowych przeprowadzono serię 10 symulacji w dwóch wariantach zależnych od liczby generacji. Otrzymane rezultaty zestawiono w tabeli 1 dla funkcji Rosenbrocka, tabeli 2 dla funkcji Styblinskiego-Tanga oraz w tabeli 3 dla funkcji Schaffer'a nr 4. Tabela została skonstruowana w następujący sposób: wiersz Gen zawiera liczbę generacji, po której zakończono działanie algorytmu, kolumna L.p. oznacza liczbę porządkową kolejnej symulacji, kolumny x_1, x_2, x_3 zawierają wartości argumentów wyznaczone przez algorytm jako najlepsze, kolumna $f(\mathbf{x})$ zawiera wartość funkcji celu dla tych argumentów.

Tablica 1. Wyniki badań dla funkcji Rosenbrocka

Gen	200				500			
	L.p.	x_1	x_2	x_3	$f(\mathbf{x})$	x_1	x_2	x_3
1	0,991	1	1,005	0,036	1	1	0,998	0
2	0,999	1	1,002	0	0,589	0	0	128,9
3	0,583	0	0,004	128,9	1,004	1	0,999	0,008
4	0,992	1	1,001	0,03	0,998	1	1	0,001
5	0,995	1	1	0,008	1,001	1	1,002	0,001
6	0,999	1	1,004	0,002	0,999	1	1,005	0,002
7	1,34	2	4,002	115,7	1,363	2	3,996	115,7
8	1	1	1,008	0,007	1	1	0,997	0
9	0,604	0	0,004	129	1	1	1,001	0
10	0,998	1	1,001	0	1,003	1	0,993	0,01

Tablica 2. Wyniki badań dla funkcji Styblinskiego-Tanga

Gen	100				500			
	L.p.	x_1	x_2	x_3	$f(\mathbf{x})$	x_1	x_2	x_3
1	-2,89	-2,91	-2,91	-117,495	-2,9	-2,9	-2,9	-117,498
2	-2,9	-2,89	-2,88	-117,494	-2,9	-2,9	-2,9	-117,498
3	-2,9	-2,9	-2,89	-117,498	-2,9	-2,9	-2,9	-117,498
4	-2,91	-2,9	-2,9	-117,497	-2,9	-2,9	-2,9	-117,498
5	-2,9	-2,89	-2,89	-117,497	-2,9	-2,9	-2,9	-117,498
6	-2,9	-2,91	-2,9	-117,497	-2,9	-2,9	-2,9	-117,498
7	-2,9	-2,87	-2,91	-117,478	-2,9	-2,9	-2,9	-117,497
8	-2,9	-2,9	-2,9	-117,498	-2,9	-2,9	-2,9	-117,498
9	-2,9	-2,91	-2,88	-117,485	-2,9	-2,9	-2,9	-117,498
10	-2,89	-2,89	-2,92	-117,488	-2,9	-2,9	-2,9	-117,498

Tablica 3. Wyniki badań dla funkcji Schaffer'a nr 4

Gen	1000			3000		
	L.p.	x_1	x_2	$f(\mathbf{x})$	x_1	x_2
1	0	1,25431	0,292583	3	-1,07123	0,296087
2	0	-1,25431	0,292583	-7	0,54628	0,311038
3	0	-2,81075	0,296138	0	1,25431	0,292583
4	1	1,60832	0,293525	0	1,25431	0,292583
5	0	1,25431	0,292583	3	1,07121	0,296087
6	0	-1,25431	0,292583	0	1,24821	0,292647
7	-4	-1,36417	0,299166	4	-1,35197	0,299166
8	7	-0,55238	0,211021	4	-1,35197	0,299694
9	0	-1,26652	0,293094	0	1,23634	0,293403
10	0	-1,24821	0,292647	0	-1,25431	0,292583

Na podstawie przeprowadzonych badań stwierdzono, że kooperacyjny algorytm koewolucyjny poprawnie wyznacza globalne minimum funkcji Styblinskiego-Tanga. Niezależnie od przeprowadzonej próby i liczby generacji algorytm wyznacza rozwiązanie bliskie optymalnemu z pomijalnym błędem.

Dla funkcji Rosenbrocka, przy kryterium zatrzymania 200 generacji algorytm wyznaczył poprawne optimum globalne w 7 na 10 prób. Po zwiększeniu liczby generacji do 500 powtarzalność wzrosła do 8 na 10 prób. W pozostałych przypadkach niepoprawne rozwiązania wynikały z błędnego wyznaczenia wartości argumentu x_2 (odpowiadającego za nieciągłość funkcji). Uzyskany rezultat uznaje się za zadowalający.

Wyniki uzyskane dla funkcji Schaffer'a nr 4 oscylują blisko minimum globalnego. Wartości funkcji celu są zbliżone, jednak wyznaczone punkty różnią się. Wynika to z przebiegu funkcji w okolicy optimum. Funkcja jest silnie wielomodalna na wąskim przedziale oraz nieciągła względem argumentu x_1 . Poprawne rozwiązanie uzyskano w 2 z 10 prób dla kryterium zatrzymania po 1000 generacji oraz w 4 z 10 prób dla 3000 generacji. Dalsze zwiększanie liczby generacji nie skutkowało poprawą rezultatów. Uzyskane wyniki, pomimo wyznaczenia wartości funkcji celu bliskiej optimum globalnemu uznaje się za niepoprawne ze względu na wyznaczenie w większości przypadków niepoprawnych wartości argumentów x .

5. WNIOSKI KOŃCOWE

W artykule przedstawiono algorytm koewolucyjny, heurystyczną metodę wyznaczania globalnego optimum funkcji. Algorytm testowano wykorzystując trzy wielomodalne, nieciągłe funkcje celu. Uznano, że algorytm poprawnie wyznaczył minima dla dwóch badanych funkcji. Rozwiązania uzyskane dla funkcji uznano za niepoprawne. W celu uzyskania lepszych rezultatów należy przeprowadzić precyzyjne strojenie algorytmu lub zaproponować metodę lub modyfikację pozwalającą na zawężenie (eksploatację) przestrzeni poszukiwań w okolicy

optimum globalnego poprzez modyfikację nacisku selektywnego.

Przeprowadzone testy i ich rezultaty są wstępem do badań nad algorytmami koewolucyjnymi obejmującymi zagadnienia dekompozycji i reprezentacji problemu, doboru metod interakcji (kooperacji, konkurencji), w tym sposobu wyboru kooperantów, sposobu oceny, topologii i struktury populacji oraz możliwości praktycznego zastosowania metody.

6. BIBLIOGRAFIA

1. Wong K. C., Leung K. S., Wong M. H.: Protein structure prediction on a lattice model via multimodal optimization techniques, Proceedings of the 12th annual conference on Genetic and evolutionary computation, Nowy Jork, USA, 2010, s. 155-162.
2. Corn M., Atanasijević-Kunc M.: Designing model and control system using evolutionary algorithms, IFAC-PapersOnLine, Tom 48, Nr 1, 2015, s. 526-531.
3. Corno F., Prinetto P., Rebaudengo M., Sonza Reorda M.: Exploiting competing subpopulations for automatic generation of test sequences for digital circuits, Applications Of Evolutionary Computation Evolutionary Computation In Electrical, Electronics, And Communications Engineering, LNCS Tom 1141, 2005, s. 791-800.
4. Kuczkowski Ł., Śmierczalski R.: Impact of Initial Population on Evolutionary Path Planning Algorithm, Aktualne problemy automatyki i robotyki, Monografie Komitetu Automatyki i Robotyki Polskiej Akademii Nauk, Tom 20, 2014, s. 806 – 814.
5. Yang Z.Y., Tanga K., Yao X.: Large scale evolutionary optimization using cooperative coevolution, Information Sciences, Vol. 178, Issue: 15, 2008, s. 2985-2999.
6. Kouchmeshky B., Aquino W., Bongard J.C., Lipson H.: Co-evolutionary algorithm for structural damage identification using minimal physical testing, International Journal for Numerical Methods in Engineering, Vol. 69, Issue: 5, 2007, s. 1085-1107.
7. Chen H.Y., Wang X.F.: Cooperative Coevolutionary Algorithm for unit commitment, IEEE Transactions On Power Systems, Vol. 17, Issue: 1, 2002, s. 128-133.
8. Gu J.W., Gu M.Z., Cao C.W., Gu X.S.: A novel competitive co-evolutionary quantum genetic algorithm for stochastic job shop scheduling problem, Computers & Operations Research, Vol. 37, Issue: 5, 2010, s. 927-937.
9. Bongard J.C., Lipson H.: Nonlinear system identification using coevolution of models and tests, IEEE Transactions on Evolutionary Computation, Vol. 9, Issue: 4, 2005, s. 361-384.
10. Garcia-Pedrajas N., Hervás-Martínez U., Ortiz-Boyer D.: Cooperative coevolution of artificial neural network ensembles for pattern classification, IEEE Transactions on Evolutionary Computation, Vol. 9, Issue: 3, 2005, s. 271-302.
11. Pena-Reyes C.A., Sipper M.: Fuzzy CoCo: A cooperative-coevolutionary approach to fuzzy modeling, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 9, Issue: 5, 2001, s. 727-737.
12. Li X.D., Yao X.: Cooperatively Coevolving Particle Swarms for Large Scale Optimization, IEEE Transactions on Evolutionary Computation, Vol. 16, Issue: 2, 2012, s. 210-224.
13. Bäck T.: Evolutionary algorithms in theory and practice: evolution strategies, evolutionary programming, genetic algorithms, Oxford University Press, Oxford 1995, s. 328.
14. Haupt R. L., Haupt, S. E.: Practical genetic algorithms with DC-Rom, Wiley, New York 2004.
15. Oldenhuis R.: Many test functions for global optimizers, Mathworks 2012.

OPTIMIZATION OF DISCONTINUOUS AND MULTIMODAL FUNCTIONS USING COOPERATIVE COEVOLUTIONRY ALGORITHM

In this paper a brief study of coevolutionary algorithm is presented. The coevolutionary algorithm (CA) is an evolutionary algorithm (or collection of evolutionary algorithms) in which the fitness of an individual depends on the relationship between that individual and other individuals. CA can be divided into two fundamental sub-types. In cooperative algorithms, individuals are rewarded when they work well with other individuals and punished when they perform poorly. In competitive algorithms, however, individuals are rewarded at the expense of those with which they interact. The principle of operation of CA is quite similar to traditional evolutionary algorithm. The main difference lies in a fact that CA operate on multi-populations and evaluate individual based on its collaboration with individuals (collaborators) from other populations. Applying CA requires decomposition of the problem into components and assigning each component to a population. This article presents an optimization of discontinuous and multimodal functions using cooperative coevolutionary algorithm. The modified testing functions: Rosenbrocka, Styblinskiego-Tanga and Schaffer'a are decomposed and minimize using coevolutionary algorithm. Obtained results allow to evaluate the quality of the algorithm and will be used for further research on the topic.

Keywords: evolutionary algorithms, coevolution, optimization.

BADANIE EFEKTYWNOŚCI WYKRYWANIA ANOMALII PROCESOWYCH W DZIAŁANIU TURBINY PAROWEJ ELEKTROWNI JĄDROWEJ PRZY POMOCY METOD WIELOWYMIAROWEJ ANALIZY STATYSTYCZNEJ

Karol KULKOWSKI¹, Michał GROCHOWSKI², Kazimierz DUZINKIEWICZ³

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki

1. tel.: 58 347 17 42 e-mail: kkulkow@eia.pg.gda.pl
 2. tel.: 58 347 29 04 e-mail: michal.grochowski@pg.gda.pl
 3. tel.: 58 347 22 39 e-mail: kazimierz.duzinkiewicz@pg.gda.pl

Streszczenie: W artykule przedstawiono analizę możliwości wykrywania anomalii procesowych w działaniu turbiny parowej elektrowni jądrowej przy pomocy metod wielowymiarowej analizy statystycznej. Zasymlowano symptomy dwóch rodzajów uszkodzeń turbiny parowej tj. uderzenie wodne oraz, wyciek pary z zaworu części niskoprężnej. Jako narzędzie diagnostyczne wykorzystano Metodę Składowików Podstawowych PCA (z ang. Principal Component Analysis). Jako obiekt referencyjny wykorzystano nieliniowy, dynamiczny model matematyczny turbiny parowej. Przeprowadzone badania symulacyjne potwierdziły możliwość zastosowania metody PCA do wczesnego wykrywania wybranych uszkodzeń w turbinie parowej.

Słowa kluczowe: turbina parowa, detekcja uszkodzeń, PCA.

1. WSTĘP

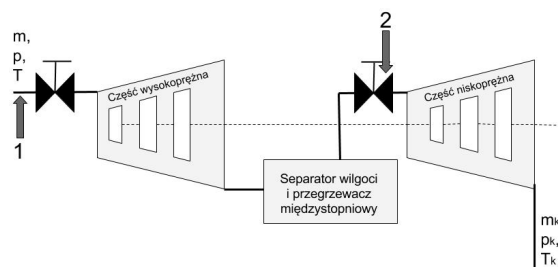
Poprawne działanie turbiny parowej, szczególnie będącej elementem systemu infrastruktury krytycznej takiego jak np. elektrownie dużej mocy, jest niezwykle istotne z finansowego i operacyjnego punktu widzenia. Bardzo ważnym problemem jest prowadzenie procesów w sposób zapobiegający lub minimalizujący ryzyko wystąpienia nieprzewidzianych awarii czy anomalii procesowych. Szczególnie istotne w tym kontekście jest efektywne monitorowanie stanu zachodzących procesów, pozwalające na wykrywanie uszkodzeń w ich wczesnym stadium lub anomalii procesowych mogących w przyszłości prowadzić do takich uszkodzeń. Rezultaty monitoringu dla celów diagnostyki pozwalają na zaplanowanie remontu urządzenia lub odpowiednią jego eksploatację, która pozwala na zapobieganie dalszemu rozwojowi uszkodzenia.

Analizowanym w niniejszym artykule urządzeniem jest turbina parowa [1] elektrowni jądrowej, będąca jednym z kluczowych elementów systemu generacji energii elektrycznej. Turbina parowa elektrowni jądrowej umożliwia zamianę energii wytwarzanej przez reaktor i wytwornicę pary na energię mechaniczną przekazywaną do generatora elektrycznego. Dokładniejsza budowa i zasada działania turbiny została opisana w [2]. Ze względu na warunki operacyjne turbiny parowej elektrowni jądrowej spowodowane jej rozmiarami i zapotrzebowaniem na generowaną przez nią moc, istnieje wysokie ryzyko

wystąpienia stanu anormalnego mogącego skutkować w przyszłości trwałym uszkodzeniem lub jej zatrzymaniem. Przykładowe uszkodzenia mogące wystąpić w turbinie parowej opisane zostały w rozdziale 2. Celem utrzymania poprawnej pracy turbiny stosuje się jej bieżącą kontrolę poprzez regularne wykonywanie pomiarów i ich odpowiednią analizę. Ze względu na trudną dostępność do niektórych części turbiny, stosuje się metody detekcji uszkodzeń bazujących na pomiarach części turbiny dostępnych z zewnątrz. Do takich metod można zaliczyć pomiar wibracji. Jednakże coraz bardziej popularnymi stają się metody eksploracji danych oparte o dane pomiarowo dostępne i umożliwiające pośrednie badanie zachowania elementów, których stan jest niemierzony. Jedną z najpowszechniej stosowanych metod jest metoda wielowymiarowej analizy statystycznej PCA (Principal Component Analysis) opisana krótko w rozdziale 3. Rozdział 4. przedstawia wyniki symulacyjne detekcji wybranych uszkodzeń turbiny parowej. W rozdziale 5. dokonano podsumowania wyników i przedstawiono dalsze plany badawcze autorów.

2. CHARAKTERYSTYKA PROBLEMU DETEKЦИИ USZKODZEŃ

Turbina parowa zamienia energię cieplną pary wodnej na energię mechaniczną w skutek rozprężania pary wodnej na kolejnych stopniach turbiny (rysunek 1).



Rys. 1. Schemat turbiny parowej ze wskazaniem miejsc uszkodzeń (1 – uderzenie wodne; 2 – wyciek z zaworu części niskoprężnej; m – przepływ masowy pary dolotowej; p – ciśnienie pary dolotowej; T – temperatura pary dolotowej; indeks k – indeks określający zmienne wyjściowe z turbiny parowej)

W tym celu turbina wykorzystuje parę wodną o parametrach wyrażanych: przepływem masowym (m), ciśnieniem (p) i temperaturą (T). Turbina składa się ze stopni pogrupowanych na części. Pomiędzy częściami turbiny parowej możliwe jest zastosowanie separacji wilgoci, jak również jej przegrzanie. Schemat turbiny parowej wykorzystanej do badań przedstawiony jest na rysunku 1. Cyframi 1 i 2 zaznaczono miejsca wystąpienia rozważanych stanów anormalnych turbiny.

W czasie pracy turbiny każdy jej element narażony jest na wystąpienie anomalii lub uszkodzenia, czy to na skutek zmiany warunków pracy i właściwości medium przez nią przepływającego, czy też z powodu zużycia elementu w czasie. Na podstawie [3, 4, 5] dokonano klasyfikacji i scharateryzowano najczęściej występujące uszkodzenia w turbinie, które zamieszczono w tabeli 1. Klasyfikacje przeprowadzono ze względu na elementy, w których może wystąpić uszkodzenie.

Tabela 1. Najczęściej występujące uszkodzenia

Element	Symptom	Potencjalne skutki
Wlot turbiny	Wzrost temperatury pary świeżej i wtórnej	Zmniejszenie wytrzymałości czasowej metalu może prowadzić do uszkodzenia
	Spadek temperatury pary (do kilkunastu K)	Obniżenie sprawności turbozespołu
	Spadek temperatury pary (do 50 K)	Uderzenie wodne obniża sprawność turbiny, może powodować korozję i uszkodzenie turbiny
Wlot turbiny WP	Spadek >10% ciśnienia pary dolotowej	Wzrost erozyjnego działania mokrej pary na ostatnie rzędy łopatek może skutkować ich uszkodzeniem
Stopnie turbiny	Redukcja przekroju części przepływowej, zwiększenie ciśnienia w stopniach	Osadzanie części soli zawartych w parze powoduje zmniejszanie się przekroju części przepływowej
Zawór	Spadek ciśnienia i przepływu masowego za zaworem	Uszkodzenie elementu w zaworze pogarsza wydajność turbiny
Łopaty wirnika	Zaburzenie parametrów pary (ciśnienie, temperatura, przepływ masowy)	Erozja spowodowana stałymi cząsteczkami lub cząsteczkami wody, może powodować erozję łopat, uszkodzenia mechaniczne lub złamanie łopaty
Wrzeczono zaworu	Spadek ciśnienia i przepływu masowego za zaworem	Zużycie, uszkodzenie prowadzi do wycieku czynnika

Uszkodzeniami poddanymi analizie i przedstawionymi w artykule (rys. 1) są: uderzenie wodne oraz wyciek z zaworu umieszczonego przed częścią niskoprężną turbiny.

Uderzenie wodne może następować stopniowo lub gwałtownie. Jest spowodowane przez obniżenie się temperatury pary dolotowej części wysokoprężnej turbiny parowej elektrowni jądrowej, przy jednoczesnym zachowaniu pozostałych parametrów pary wodnej. Anomalia ta może mieć swoje źródło na drodze wytwornica pary -

turbina i może być spowodowana przez anormalną pracę wytwornicy pary. Spadek temperatury pary przy utrzymaniu ciśnienia i ilości przepływającego medium może mieć destrukcyjne skutki dla turbiny, powodując korozję oraz powodując uszkodzenie turbiny poprzez zmianę procesu rozprężania pary w stopniach turbiny. Początkowo spadek temperatury obniża jedynie sprawność turbiny, jednak przy różnicy temperatur przekraczającej 50K turbinę należy odstawić. W związku z tym niezwykle istotne jest jak najszybsze wykrycie postępującego uszkodzenia.

Wyciek pary z zaworu części niskoprężnej może być natychmiastowy lub postępować stopniowo, powodując coraz większy ubytek masy przepływającej przez zawór, co wpływa bezpośrednio na ciśnienie za zaworem w części niskoprężnej. W artykule przedstawiono analizę stopniowo zwiększającego się uszkodzenia tego typu. Tego rodzaju uszkodzenie, wpływa na stabilność pracy części turbiny umiejscowionej za wyciekami i może prowadzić do wystąpienia poważniejszych uszkodzeń.

3. WZESNE WYKRYWANIE USZKODZEŃ – METODA PCA

W celu wczesnej detekcji analizowanych stanów anormalnych w turbinie parowej, w niniejszym artykule wykorzystano metodę Analizy Składników Podstawowych PCA [6], która należy do podstawowych narzędzi z rodziny metod wielowymiarowej analizy statystycznej. Głównym celem PCA jest analiza liniowych korelacji pomiędzy zmiennymi pomiarowymi posiadanego zbioru danych. W konsekwencji często dokonywana jest redukcja wymiarów danych wykorzystywanych do dalszej analizy. Jej stosowanie jest wskazane, gdy dane są ze sobą skorelowane liniowo. Zastosowanie PCA skutkuje zastąpieniem tradycyjnych zmiennych, np. pomiarów z czujników, nowymi zmiennymi zwanymi składnikami głównymi, będącymi kombinacjami liniowymi informacji zawartych w oryginalnych zmiennych.

Celem zapewnienia równorzędnego znaczenia zmiennych w sensie statystycznym, na wstępie procedury dane wejściowe X o wymiarze M zmiennych i N obserwacji są normalizowane zgodnie ze wzorem (1):

$$X_{Norm} = (X - I \cdot X^{mean}) \Sigma^{-1} \quad (1)$$

gdzie: X – dane wejściowe, I – wektor jednostkowy, Σ – macierz diagonalna odchyłeń standardowych poszczególnych kolumn macierzy X , X^{mean} – wektor średnich wartości poszczególnych kolumn macierzy X .

Następnie wyznacza się macierz korelacji danych R (2), która dla danych znormalizowanych jest tożsama z macierzą kowariancji. Elementy macierzy R odzwierciedlają poziom liniowej zależności pomiędzy poszczególnymi zmiennymi.

$$R = \frac{1}{N-1} X_{Norm}^T X_{Norm} \quad (2)$$

Wyznaczając wartości własne λ i wektory własne macierzy korelacji R określa się stopień korelacji pomiędzy wektorami własnymi będącymi nowymi składnikami głównymi. Sortując wartości i wektory własne malejąco według wartości własnych zobrazować można jak cenna jest informacja przenoszona przez dany składnik główny.

Im większa wartość własna tym mniejsza korelacja, a co za tym idzie, tym cenniejsza jest informacja jaką odpowiadający jej składnik reprezentuje. Kolumnowe wektory własne tworzą macierz zwaną macierzą przeładowań V . Macierz ta umożliwia zastosowanie transformacji liniowej (3) danych znormalizowanych do przestrzeni składników głównych. Proces ten jest procesem odwracalnym.

$$X_{Norm}^{PCA} = X_M V \quad (3)$$

gdzie: X_M – wektor wejściowy o rozmiarze M zmiennych, V – macierz przeładowań.

Analiza PCA prowadzi do redukcji ilości zmiennych opisujących dany proces do r głównych składowych niosących najistotniejsze informacje, co pozwala na późniejszą efektywniejszą analizę ewentualnych zmian stanu opisywanego procesu. Powoduje to redukcję macierzy przeładowań V do V^{red} .

Dysponując gotowym modelem, możemy przystąpić do monitoringu procesu, który odbywa się w oparciu o miary jakości wyznaczane dla bieżących obserwacji. Miary te określają jak dobrze aktualny stan systemu wpasowuje się w model zbudowany na podstawie danych treningowych.

Najczęściej stosowane są dwie miary [7]: T^2 (miara Hotellinga) oraz SPE (ang. Squared Prediction Error, inaczej zwana jako Q-statistic).

Miara SPE (4) pozwala określić popełniony błąd rekonstrukcji podczas redukcji danych do przestrzeni r -wymiarowej.

$$SPE = \left\| X_{Norm}^{PCA} - X_{Norm}^{PCA(r)} \right\|^2 \quad (4)$$

gdzie: $X_{Norm}^{PCA(r)}$ - zbiór danych zredukowany do r istotnych składników podstawowych.

SPE określa w jakim stopniu dana próbka wpisuje się w zależności reprezentowane przez model PCA. Model ten na etapie treningu jest budowany w taki sposób, aby optymalnie odzwierciedlić strukturę danych treningowych. Wysoka wartość SPE, sygnalizująca duży błąd rekonstrukcji, oznacza, że bieżąca próbka nie spełnia zależności zidentyfikowanych w danych treningowych, co sugeruje wystąpienie anomalii.

Miara SPE kontroluje jedynie czy spełnione są liniowe zależności wynikające z danych treningowych, nie umożliwia jednak wyciągnięcia wniosków dotyczących samych wartości parametrów. W związku z tym celowym jest stosować miarę Hotellinga (5).

$$T^2 = x_T V^{zred} \lambda^{-1} V^{zredT} x_T^T \quad (5)$$

Punkty o jednakowej wartości T^2 tworzą hipereliptyczne powierzchnie o promieniach proporcjonalnych do rozłożonych wzdłuż nich wariacji sygnału. Dla obu miar na etapie tworzenia modelu wyznaczane są miary graniczne, których przekroczenie sygnalizuje wystąpienie anomalii lub uszkodzenia.

Warunkiem skuteczności działania metody PCA jest liniowość zależności reprezentowanych przez dane treningowe oraz reprezentatywność danych treningowych. W przypadku nieliniowym skuteczność PCA może być

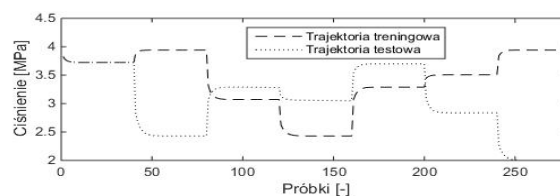
niższa, np. mogą występować fałszywe alarmy lub część stanów anormalnych może nie być wykrywana.

4. WYNIKI SYMULACJI

W artykule badaniom poddano uszkodzenia turbiny parowej elektrowni jądrowej typu 4CK465. Ze względu na trudność pozyskania danych pomiarowych, posłużono się opracowanym wcześniej przez zespół badawczy modelem turbiny. Model bazuje na publikowanym wcześniej przez autorów prac [2, 8], wcześniejszym modelu, jednak charakteryzuje się on większym stopniem szczegółowości, głównie ze względu na modelowanie każdego stopnia turbiny osobno, co pozwoliło na dokładniejszą analizę stanów przejściowych procesów zachodzących wewnątrz turbiny.

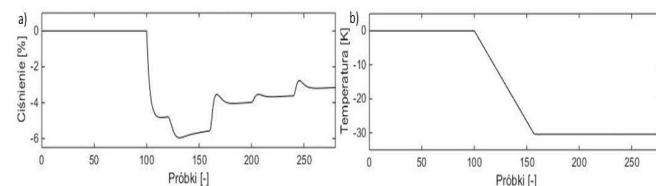
Danymi wykorzystanymi w procesie budowy modelu PCA dla celów monitorowania są dostępne ciśnienia (18 zmiennych) i temperatury pary (19 zmiennych) mierzone wzdłuż turbiny, co daje 37 zmiennych. Należy podkreślić, że na potrzeby monitorowania nie wykorzystywano przepływów masowych dostępnych w modelu turbiny, a biorących udział w generowaniu uszkodzenia, jakim jest wyciek. Powodem jest trudność fizycznej realizacji takich pomiarów. Wygenerowano dane pomiarowe o okresie próbkowania 1 sek. w czasie pracy turbiny przez 280 sek.

W wyniku przeprowadzonej analizy zastosowano model PCA o 5 składnikach podstawowych, przy czym przyjęto stopień ufności dla danych pomiarowych równy 0,95 (95% ufności danym). Zastosowanie takich parametrów pozwoliło na uzyskanie informacji niesionej przez model PCA o wartości powyżej 99% informacji zawartej w danych treningowych. Detekcję przeprowadzono dla trajektorii treningowej, przy której tworzony był model PCA dla turbiny sprawnej, jak również dla trajektorii testowej. Trajektorie te przedstawiono na rysunku 2.

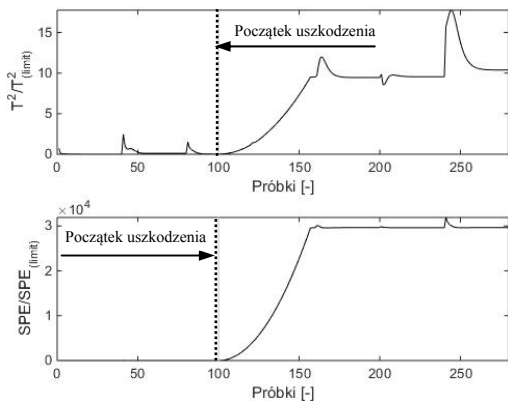


Rys. 2. Trajektorja wymuszenia (treningowa i testująca) – ciśnienie za zaworem sterującym części wysokoprężnej turbiny parowej

Dodatkowo na rysunku 3 przedstawiono profile symulowanych uszkodzeń. Wyniki detekcji uszkodzeń przedstawione są odpowiednio na rysunkach 4 i 5. Oba uszkodzenia rozpoczynały się w setnej sekundzie symulacji, co zostało zaznaczone na rysunkach pionową linią.

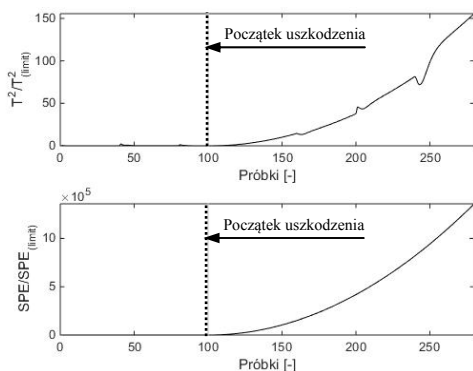


Rys. 3. a) Skutek wycieku - procentowa różnica ciśnienia między pracą normalną a z uszkodzeniem (ciśnienie za zaworem części niskoprężnej turbiny parowej) oraz b) spadek temperatury pary dolotowej na skutek uderzenia wodnego



Rys. 4. Uderzenie wodne dla trajektorii testowej, miary (od góry): $T^2/T^2_{(limit)}$, $SPE/SPE_{(limit)}$ (początek uszkodzenia – 100. próbka)

Miary pokazane na wykresach zostały odniesione do ich wartości granicznych wyliczonych w trakcie budowy modelu, stąd granicą odniesienia, powyżej której interpretuje się wykrycie uszkodzenia jest wartość równa jedności. Jak można zaobserwować w trakcie normalnej pracy turbiny (przed setną sekundą) obie miary posiadają wartości bliskie zeru. Pojawiają się jednak momenty, w których miara T^2 przekracza graniczną wartość 1 (rysunek 4.) sygnalizując fałszywe alarmy. Sytuacja taka jest prawdopodobnie spowodowana zastosowaniem liniowego modelu PCA do analizy procesów nieliniowych.



Rys. 5. Wyciek z zaworu dla trajektorii testowej, miary (od góry): $T^2/T^2_{(limit)}$, $SPE/SPE_{(limit)}$ (początek uszkodzenia – 100. próbka)

Obserwując szybkość narastania wartości miar w czasie, w skutek narastających uszkodzeń, można stwierdzić, że uszkodzenie jest wykrywane odpowiednio wcześniej i skutecznie.

5. WNIOSKI KOŃCOWE

Metoda PCA zaproponowana w artykule dla celów detekcji uszkodzeń w turbinie parowej elektrowni jądrowej okazuje się metodą spełniającą wymagania odpowiednio wczesnej detekcji uszkodzenia. Jak wynika z przeprowadzonych badań zaprezentowanych w rozdziale 4., uszkodzenia zostają wykryte prawie natychmiast od chwili ich wystąpienia.

Pomimo faktu, że metoda PCA bada liniowe zależności między zmiennymi i nieliniowego charakteru badanego obiektu, jest ona efektywna przy wykrywaniu anomalii procesowych turbiny parowej elektrowni jądrowej.

Z uwagi na swoje ograniczenia, nie wszystkie uszkodzenia czy anomalie procesowe występujące w turbinie parowej, mogą być efektywnie diagnozowane.

Dalsze prace autorów skupiać się będą nad próbą nie tylko wykrycia, ale również lokalizacji uszkodzenia w turbinie parowej z wykorzystaniem PCA oraz nieliniowego PCA, jak również innych metod eksploracji danych np. SVM (Maszyny Wektorów Podtrzymujących) czy też przy pomocy sztucznych sieci neuronowych.

6. BIBLIOGRAFIA

1. Pawlik M., Strzelczyk F.: Elektrownie, Wydawnictwo Naukowo Techniczne, Warszawa 2014.
2. Kulkowski K., Kobylarz A., Grochowski M., Duzinkiewicz K.: Dynamic model of nuclear power plant steam turbine, Archives of Control Sciences, Volume 25(LXI), 2015, s. 65-86.
3. Janiczek R.: Eksploatacja elektrowni parowych, Wydawnictwo Naukowo Techniczne, Warszawa 1980.
4. http://www.plant-maintenance.com/articles/steam_turbine_analysis.shtml (25.01.2016)
5. Salahshoor K., Kordestani M., Khoshro M. S.: Fault detection and diagnosis of an industrial steam turbine Using fusion of SVM (support vector machine) and ANFIS (adaptive neuro-fuzzy inference system) classifiers, Energy, Volume 35, 2010, s. 5472-5482.
6. Duzinkiewicz K., Borowa A., Mazur K., Grochowski M., Brdyś M. A., Jezior K.: Leakage Detection and Localisation in Drinking Water Distribution Networks by MultiRegional PCA.
7. Jackson J. E.: A User's Guide To Principal Components, JOHN WILEY & SONS, INC., 1991.
8. Sokółski P., Kulkowski K., Kobylarz A., Duzinkiewicz K., Rutkowski T. A., Grochowski M.: Wieloobszarowa Regulacja Systemu Turbogenerators Elektrowni Jądrowej, Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej, Numer 42., Gdańsk 2015, s. 129-132.

EFFICIENCY OF PROCESS ABNORMALITY DETECTION IN STEAM TURBINE OF NUCLEAR POWER PLANT USING MULTIVARIATE STATISTICAL ANALYSIS METHODS

Article presents an analysis of the possibility of anomaly detection process in nuclear power plant steam turbine using the methods of multivariate statistical analysis. Two types of steam turbine faults were simulated: water hammering and leakage of low pressure part valve. As a diagnostic tool a PCA (Principal Component Analysis) was used. As a reference a nonlinear, dynamic mathematical model of steam turbine was used. The possibility of applying PCA method for early detection in the steam turbine was confirmed by conducted simulations.

Keywords: steam turbine, fault detection, PCA.

PROJEKTOWANIE I EFEKTYWNOŚĆ STABILIZATORA SYSTEMOWEGO MINIMALIZUJĄCEGO NORMĘ H_∞

Zbigniew LUBOŚNY¹, Krzysztof DOBRZYŃSKI², Jacek KLUCZNIK³

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki

1. tel.: 58 347 1641 e-mail: zbigniew.lubosny@pg.gda.pl
2. tel.: 58 347 1798 e-mail: krzysztof.dobrzynski@pg.gda.pl
3. tel.: 58 347 1798 e-mail: jacek.klucznik@pg.gda.pl

Streszczenie: Artykuł opisuje możliwości syntezy krzepkiego stabilizatora systemowego minimalizującego normę H_∞ , którego właściwości dynamiczne kształtowane są przez wybór odpowiedniej funkcji wagowej. Rozważana jest efektywność metody w procesie projektowania stabilizatora systemowego.

Słowa kluczowe: system elektroenergetyczny, stabilizator systemowy, sterowanie krzepkie, regulator H_∞ .

1. WSTĘP

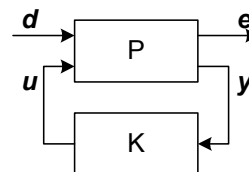
W dobie rozwoju konkurencyjnych rynków energii, ograniczane są środki finansowe na rozwój sieci i jej utrzymanie. Systemy elektroenergetyczne pracują coraz bliżej swoich ograniczeń technicznych, w tym granicy stabilności. Elementami efektywnie kształtującymi stabilność systemu elektroenergetycznego są regulatory generatorów synchronicznych, a w tym stabilizatory systemowe. Wyróżnić można tu regulatory:

- Klasyczne z regulatorami stacjonarnymi, typowe obecnie dla systemów elektroenergetycznych rzeczywistych [1].
- Nieadaptacyjne liniowe: LQR, LQG, H_2 , H_∞ i oparte o syntezy μ (tzw. regulatory optymalne) [2-9].
- Nieadaptacyjne nieliniowe, oparte na sztucznych sieciach neuronowych i sterowaniu rozmytym.
- Adaptacyjne liniowe.
- Adaptacyjne nieliniowe, oparte na sztucznych sieciach neuronowych i sterowaniu rozmytym.

W artykule rozważany jest regulator optymalny minimalizujący normę H_∞ . Jest to tzw. regulator odporny (krzepki), dla którego na etapie syntezy istnieje możliwość kształtowania charakterystyki częstotliwościowej [2]. Metoda H_∞ została tu zastosowana do syntezy stabilizatora systemowego (PSS) [2-8], w układzie z klasycznym regulatorem napięcia (AVR).

2. SYNTEZA REGULATORA

W standardowym problemie sterowania (rys. 1) d , u , e , y są odpowiednio sygnałami: egzogenicznymi, tj. zadaniem i zakłóceniami, sterowanymi zmiennymi wyjściowymi regulatora, uchybem który ma być zminimalizowany oraz pomiarami.



Rys. 1. Struktura układu regulacji (P – obiekt, K – regulator)

System z rysunku 1 ma sformalizowaną postać:

$$\begin{bmatrix} e \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11}(s) & P_{12}(s) \\ P_{21}(s) & P_{22}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d \\ u \end{bmatrix} = P(s) \cdot \begin{bmatrix} d \\ u \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$u = K(s)y,$$

gdzie obiekt $P(s)$ w postaci równań stanu jest równy:

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ e \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x \\ d \\ u \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Transmitancja układu zamkniętego pomiędzy d i e , zwana dolną liniową transformacją ułamkową, ma postać:

$$F_l(P, K) = P_{11} + P_{12} \cdot (I - P_{22} \cdot K)^{-1} \cdot K \cdot P_{21}. \quad (3)$$

Synteza regulatora polega tu na znalezieniu regulatora K , dla którego $F_l(P, K)$ będzie minimalizowana zgodnie z normą H_∞ :

$$\|F_l(P, K)\|_\infty = \max_{0 < \omega < \infty} \sigma[F_l(P, K)(j\omega)] \quad (4)$$

gdzie: σ – maksymalna wartość osobliwa macierzy F_l .

Powyższy problem można rozwiązać iteracyjnie dla obiektów spełniających szereg wymagań [2]. W celu uzyskania pożądaných właściwości dynamicznych układu należy wprowadzić wymagania dla sygnałów e oraz u . Wymagania te wprowadza się w postaci funkcji wagowych pomiędzy d i e (funkcja W_e) oraz pomiędzy d i u (funkcja W_u). Dla tak zmodyfikowanego obiektu P' (rys. 2) poszukuje

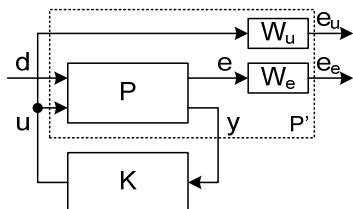
się regulatora K , który minimalizuje normę:

$$\left\| \begin{matrix} W_e \cdot F_l(P, K) \\ W_u \cdot T(P, K) \end{matrix} \right\|_{\infty}, \quad (5)$$

gdzie $F_l(P, K)$ definiuje zależność (3), a $T(P, K)$ jest równa:

$$T(P, K) = (I - P_{22} \cdot K)^{-1} \cdot K \cdot P_{21}. \quad (6)$$

Dla regulatora krzepkiego wartość normy (5) nie powinna przekroczyć jedności.



Rys. 2. Struktura układu regulacji wykorzystywanego w procesie syntezy regulatora (P – obiekt, K – regulator, W_e, W_u – wagi)

3. SYNTEZA STABILIZATORA SYSTEMOWEGO

Regulator generatora synchronicznego składa się z regulatora napięcia, stabilizatora systemowego oraz ograniczników dopuszczalnych stanów pracy. Właściwości dynamiczne systemów elektroenergetycznych (poza strukturą sieci i generatorami synchronicznymi) kształtuje regulator napięcia i stabilizator systemowy.

Stabilizator systemowy jest układem, którego celem jest tłumienie kołysań elektromechanicznych o częstotliwościach z przedziału od 0,1 do 2 Hz. Stosowane są stabilizatory systemowe jednoweściowe (z mocą czynną lub prędkością kątową wirnika na wejściu) lub wieloweściowe (z mocą czynną i częstotliwością lub prędkością kątową wirnika na wejściu). Sygnał wyjściowy PSS wprowadzany jest typowo na wejście regulatora napięcia generatora.

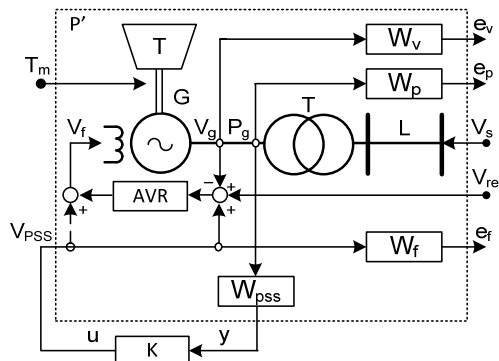
Zadaniem regulatora napięcia generatora i stabilizatora systemowego jest zapewnienie odpowiednich właściwości dynamicznych:

- Nadążnych za napięciem zadanym generatora V_{ref} . Jest to cecha ważna gdy zespół wytwórczy wykorzystywany jest przez układ regulacji nadrzędnej napięcia i mocy biernej.
- Nadążnych za mocą zadaną zespołu wytwórczego P_{ref} . Ta cecha jest ważna gdy zespół wytwórczy uczestniczy w regulacji pierwotnej lub wtórnej częstotliwości i mocy.
- Tłumiących zakłócenia (kołysania elektromechaniczne). Kołysania związane są ze zmianami napięcia w systemie, wynikającymi z różnych zakłóceń jak: zaburzenia bilansu mocy czynnej, zwarcia, operacje łączeniowe, działanie regulatorów, itp.

Do głównych problemów syntezy efektywnego stabilizatora systemowego należą:

- Silny i niestety przeciwstawny związek pomiędzy efektywnością tłumienia kołysań elektromechanicznych a efektywnością procesu regulacji napięcia.
- Silna zależność właściwości dynamicznych zespołu wytwórczego od punktu pracy generatora, tj. mocy czynnej, mocy biernej oraz struktury i parametrów sieci.
- Wymogu równoczesnego zapewnienia dobrych właściwości tłumienia zakłóceń oraz dobrych właściwości nadążnych.

Do syntezy stabilizatora systemowego wykorzystano obiekt $P'(s)$ (rys. 2), składający się z generatora synchronicznego G (model 7-go rzędu) połączonego poprzez linię L i transformator blokowy T z zastępczym systemem elektroenergetycznym o napięciu V_s , regulatora napięcia, bloku różniczkującego nieidealnego W_{PSS} na wejściu do stabilizatora, funkcji wagowych wyjściowych W_p, W_v oraz funkcji wagowej wejściowej W_f (rys. 3).



Rys. 3. System jednomaszynowy (W_v, W_p – funkcje wagowe wyjściowe, W_f – funkcja wagowa wejściowa, W_{PSS} – blok różniczkowania nieidealnego, K – projektowany PSS)

Sygnaly egzogeniczne, zmienne sterujące, uchyby oraz wielkości mierzone zdefiniowano jako:

$$\begin{aligned} d &= [V_s \quad V_{ref} \quad T_m]^T, \quad u = [V_{PSS}], \\ e_e &= [e_v \quad e_p]^T, \quad e_u = [e_f], \quad y = [\Delta P_g] \end{aligned} \quad (7)$$

gdzie funkcje wagowe są równe:

$$W_u = W_f, \quad W_e = [W_v \quad W_p]^T \quad (8)$$

gdzie: V_s – napięcie system zastępczego, V_{ref} – napięcie zadane generatora, V_{PSS} – wyjście stabilizatora, T_m – moment mechaniczny, e_v – wyjście funkcji wagowej W_v , e_p – wyjście funkcji wagowej W_p , e_f – wyjście funkcji wagowej W_f , ΔP_g – wyjście bloku W_{PSS} .

Strukturę wszystkich funkcji wagowych określono jako:

$$W(s) = K_W \frac{1 + sT_{Wa}}{1 + sT_{Wb}} \quad (9)$$

Wartości parametrów funkcji wagowych dobrano w celu odpowiedniego ukształtowania właściwości dynamicznych:

- W_v – dla zapewnienia szybkiej regulacji napięcia i dobrych właściwości nadążnych.
- W_p – dla zapewnienia efektywnego tłumienia kołysań elektromechanicznych.
- W_f – dla ograniczenia sygnału sterującego V_{PSS} do poziomu realistycznego.

4. WERYFIKACJA EFEKTYWNOŚCI DZIAŁANIA STABILIZATORA SYSTEMOWEGO

Analizowany zespół wytwórczy składa się z generatora synchronicznego o znamionowej mocy pozornej 426 MVA. Jako regulator napięcia przyjęto układ IEEE ST1A o parametrach: $T_R = 0,01$ s, $K_A = 1170$, $T_A = 0,01$ s, $T_B = 20,4$ s, $T_C = 2,4$ s. Jako stabilizator systemowy przyjęto

układ IEEE PSS1A, o parametrach: $K_s = -1,64$, $T_1 = 0$, $T_2 = 0,02$ s, $T_3 = 0,55$ s, $T_4 = 6,8$ s, $T_5 = 10$ s. Powyższe parametry odzwierciedlają dane rzeczywistych jednostek wytwórczych. Zespół wytwórczy, z PSS o powyższych parametrach, w dalszej części pracy nazywany jest klasycznym i traktowany jako układ odniesienia.

W artykule przedstawiono wyniki syntezy dwóch typów stabilizatorów systemowych:

- *Hinf_1* – PSS, którego sygnał wyjściowy V_{PSS} sumowany jest z sygnałem wyjściowym regulatora napięcia (oznaczony na rys. 3 linią przerywaną). Taka struktura nie jest typowa dla układów rzeczywistych.
- *Hinf_2* – PSS, którego sygnał wyjściowy V_{PSS} sumowany jest z sygnałem wejściowym regulatora napięcia, co jest typowe dla rzeczywistych jednostek wytwórczych.

Celem syntezy było uzyskanie układu regulacji składającego się z regulatora napięcia i stabilizatora systemowego, którego właściwości dynamiczne są, co najmniej, porównywalne z rzeczywistymi jednostkami wytwórczymi. W związku z powyższym funkcje wagowe W_V , W_P dobrano tak, aby charakterystyka amplitudowo-częstotliwościowa odwrotności funkcji wagowych była możliwie zbliżona do charakterystyk obiektu zawierającego regulator napięcia i klasyczny stabilizator systemowy.

Na rysunku 4 przedstawiono przykład charakterystyk amplitudowo-częstotliwościowych obiektu pokazując charakterystyki obiektu wyposażonego w stabilizator systemowy klasyczny (*Classic*) oraz w stabilizator krzepki (*Hinf_2*). Ponadto na rysunku pokazano charakterystyki odwrotności funkcji wagowych ($1/W_V$, $1/W_P$).

Charakterystyka częstotliwościowa $P_g/V_s = |G(j\omega)|$ obiektu wyposażonego w krzepki PSS (*Hinf_2* na rys. 4.a) położona jest poniżej odwrotności funkcji wagowej ($1/W_P$), co jest efektem pożądanym. Jednocześnie charakterystyka ta położona jest poniżej charakterystyki uzyskanej dla obiektu z klasycznym stabilizatorem systemowym w całym zakresie analizowanych częstotliwości, a w otoczeniu modu oscylacji własnych (około 1 Hz) charakterystyka przyjmuje wartości zdecydowanie mniejsze. Oznacza to lepsze tłumienie kołysań elektromechanicznych przez krzepki stabilizator systemowy w porównaniu do stabilizatora klasycznego.

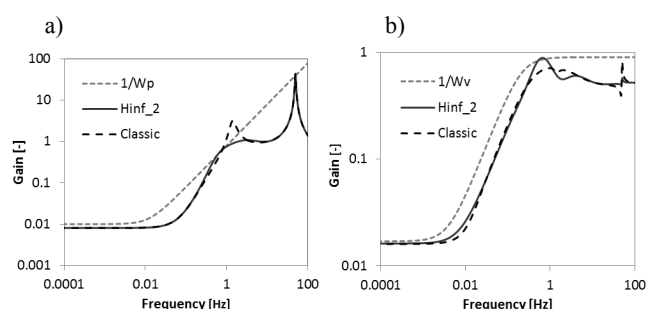
Charakterystyka częstotliwościowa $V_g/V_s = |G(j\omega)|$ obiektu wyposażonego w krzepki PSS (*Hinf_2* na rys. 4.b) położona jest w pobliżu charakterystyki uzyskanej dla układu z PSS klasycznym, poza zakresem częstotliwości odpowiadających modowi oscylacji własnych. Oznacza to, że uzyskany układ różni się, od układu wyposażonego w klasyczny PSS, w sensie jakości regulacji napięcia generatora. Dla częstotliwości mniejszych od częstotliwości modu lokalnego tłumienie oscylacji napięcia będzie lepsze, wydłuży się jednak czas regulacji.

W celu potwierdzenia powyższego na rys. 5-7 przedstawiono odpowiedź układu (z nieliniowym modelem generatora) wyposażonego w krzepki PSS (*Hinf_1*, *Hinf_2*) oraz wyposażonego w PSS klasyczny.

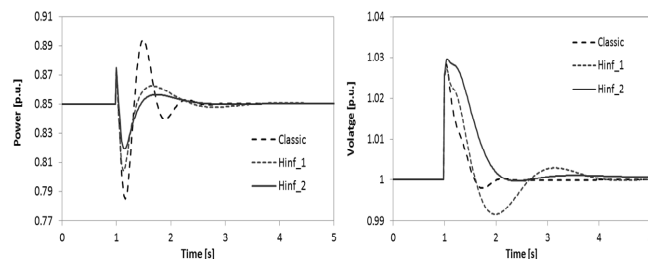
Odpowiedzi układu przedstawione na rys. 5 potwierdzają efektywność tłumienia kołysań mocy czynnej przez zaprojektowany PSS. Kołysania elektromechaniczne najefektywniej tłumia stabilizator systemowy *Hinf_2*, jednak proces regulacji napięcia w tym przypadku jest wolniejszy niż dla pozostałych układów. Czas regulacji napięcia wzrasta tu z 0,4 s do 0,8 s, co nie jest jednak złym wynikiem. Jest to typowy efekt, cena jaką się płaci za zwiększenie tłumienia kołysań elektromechanicznych. PSS oznaczony jako *Hinf_1*,

pomimo bardzo dobrego tłumienia kołysań mocy czynnej, powoduje powstawanie nieakceptowalnych kołysań napięcia generatora.

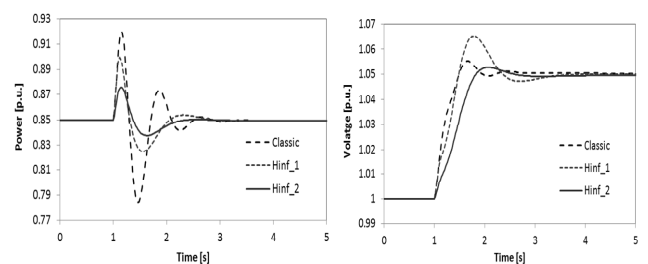
Na rysunkach 6 i 7 przedstawiono odpowiedzi układu na zmianę wartości zadanych napięcia i mocy czynnej. Nie obserwuje się tu zasadniczych różnic pomiędzy trzema porównywanymi układami. Jednak na rys. 7 widoczny jest długotrwały wzrost napięcia generatora, co jest typowe dla jednowęściowych, klasycznych stabilizatorów systemowych wykorzystujących moc czynną generatora jako sygnał wejściowy. Oba stabilizatory oparte o minimalizację normy H_∞ wykazują tu przewagę nad układem klasycznym. Najmniejsze przeregulowanie w zakresie mocy czynnej uzyskiwane jest dla układu wyposażonego w PSS *Hinf_2*. Również jakość regulacji napięcia zapewniana w układzie z tym stabilizatorem systemowym jest poprawna.



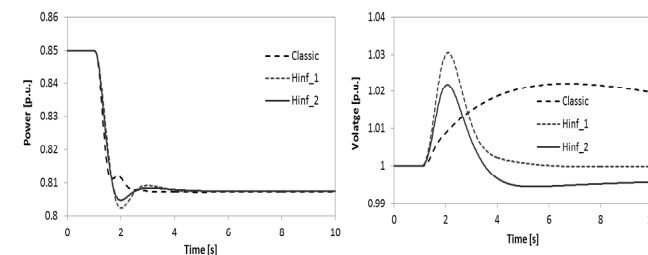
Rys. 4. Charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowe: a) $P_g/V_s = G(j\omega)$, b) $V_g/V_s = G(j\omega)$



Rys. 5. Odpowiedź układu na skokową zmianę napięcia systemu $\Delta V_s = 0,05$



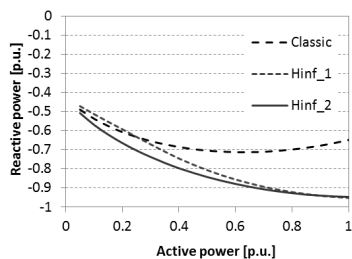
Rys. 6. Odpowiedź układu na skokową zmianę napięcia zadane go $\Delta V_{ref} = 0,05$



Rys. 7. Odpowiedź układu na skokową zmianę mocy zadanej $\Delta P_{ref} = -0,041$

Na rysunku 8 przedstawiono wpływ rozważanych PSS na granicę stabilności układu. Oba rozważane stabilizatory systemowe minimalizujące normę H_∞ znacząco zwiększają zapas stabilności.

Syntezy krzepkiego PSS dokonano dla punktu pracy odpowiadającego znamionowej mocy czynnej i biernej generatora P_{gn} , Q_{gn} dla impedancji zewnętrznej $Z_{ext} = 0,23$ p.u. Okazuje się, że efektywność PSS w innym punkcie pracy, np. P_{gn} , $Q_g = 0$, jest zbliżona do przedstawionej na rys. 5. Wartość graniczna impedancji zewnętrznej jest tu równa $Z_{ext} = 0,95$ p.u., a dla impedancji $Z_{ext} = 0,45$ p.u. oscylacje elektromechaniczne są jeszcze bardzo dobrze tłumione. Tak zaprojektowany PSS zwiększa tłumienie modu lokalnego z $\xi = 0,17$ do 0,9, dodając jednocześnie do układu nowe mody: $f = 0,67$ Hz, $\xi = 0,98$, $f = 0,61$ Hz, $\xi = 0,999$ (dla H_{inf_2}).



Rys. 8. Granica stabilności generatora

5. PODSUMOWANIE

Przedstawione w referacie rozważania pozwalają na sformułowanie następujących wniosków.

Jako pozytywne cechy metody można uznać:

- Możliwość syntezy PSS, który pozwala na uzyskanie właściwości dynamicznych układu nie gorszych niż dla układów klasycznych, przy jednoczesnym rozszerzeniu obszaru stabilności generatora.
- Kształtowanie właściwości dynamicznych układu przez dobór funkcji wagowych jest proste, ale wymaga wiedzy o związkach pomiędzy charakterystyką amplitudowo-częstotliwościową a właściwościami dynamicznymi.
- Pomimo, że synteza PSS dokonywana jest dla modelu układu jednomaszynowego, to jest on również efektywny w układzie wielomaszynowym.

Napotyka się natomiast następujące trudności:

- Metoda syntezy regulatora H_∞ jest bardzo wrażliwa na strukturę obiektu, jego parametry i punkt pracy obiektu.
- Rząd regulatora będącego wynikiem syntezy jest równy rządowi obiektu P' (liczbie zmiennych stanu). Tym samym metoda ta nie może być stosowana bezpośrednio dla układów wielomaszynowych. Model systemu musi być maksymalnie ograniczony [11].

Stabilizatory systemowe stosowane w rzeczywistych systemach elektroenergetycznych, to struktury standardowe, sprawdzone i względnie proste. Pomimo tego cechują się

one dużą efektywnością działania. Uzyskany w wyniku syntezy krzepki PSS może teoretycznie zostać przekształcony w strukturę standardową, jednak w praktyce jest to trudne, bądź wręcz niemożliwe ze względu na niemożność redukcji rzędu przy zachowaniu odpowiednich właściwości dynamicznych.

6. BIBLIOGRAFIA

1. Quinot H., Bourles H., Margotin T.: Robust Coordinated AVR+PSS for Damping Large Scale Power Systems, IEEE Trans. on Power Systems, vol. 14, no. 4, pp. 1446-1451, Nov. 1999.
2. Skogestad S., Postlethwaite I.: Multivariable feedback control, John Wiley & Sons, Chichester 1996.
3. Swarczewicz A., Lubośny Z.: The μ -synthesis in power system stabilizer design, Archives of Electrical Engineering, vol. L, no 3, pp. 235-248, 2001.
4. Asgharian R.: A robust H_∞ power system stabiliser with no adverse effect on shaft torsional modes, IEEE Transaction on Energy Conversion, vol. 9, no. 3, pp. 475-481, Sept. 1994.
5. Chen S., Malik O. P.: H_∞ optimisation-based power stabiliser design, IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib., vol. 142, no. 2, pp. 179-184, March 1995.
6. Klein M., Le L. X., Rogers G. J., Farrokhpay S., Balu H. J.: H_∞ damping controller design in large power systems, IEEE Trans. on Power Systems, vol. 10, no. 1, pp. 158-166, Feb. 1995.
7. Zhao Q., Jiang J.: Robust controller design for generator excitation systems, IEEE Transaction on Energy Conversion, vol. 10, no. 2, pp. 201-209, June 1995.
8. Chung C. Y., Tse C. T., David A. K.: Partial pole placement of H_∞ based PSS design using numerator-denominator perturbation representation, IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib., vol. 148, no. 5, pp. 413-419, Sept. 2001.
9. Komla F. A., Yorino N., Sasaki H.: Design of H_∞ -PSS using numerator-denominator uncertainty representation, IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 12, no. 1, pp. 45-50, March 1997.
10. Wróblewska-Swarzewicz K., Swarczewicz A.: Design of synchronous generator two inputs regulator based on H_{inf} control theory, Proc. of MMAR 2004 Conference, Międzyzdroje, Poland, 30.08-02.09.2004, pp. 537-544.
11. Modi N., Saha T. K.: Application of extremum seeking control to design power oscillation damping controller, Electric Power Systems Research, vol. 101, pp. 49-55, 2013
12. Lubośny Z., Dobrzyński K., Klucznik J.: Effectiveness of the robust PSS design, 2015 IEEE Power & Energy Society General Meeting, Denver, USA, June 2015.

DESIGN AND EFFICENCY OF THE ROBUST H_∞ PSS DESIGN

The paper discusses robust PSS synthesis. The PSS is an H_∞ controller, what means that minimises H_∞ norm of transfer function between the exogenous signals such as reference inputs and disturbances, and the error signals which are to be minimised to meet the control objective. The dynamic properties of the plant are shaped by choosing appropriate weighting function applied to the plant output and input signals. Question appears: does such type of PSS design lead to effective PSS which can be applied in real power system?

Keywords: power system, power system stabilizer, robust control, H_∞ controller.

RECENT ADVANCES IN GRAPHENE APPLICATION FOR ELECTRONIC SENSING

Maciej ŁUSZCZEK¹, Dariusz ŚWISULSKI²

1. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.: +48 58 347-26-43 e-mail: maciej.luszczek@pg.gda.pl
2. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.: +48 58 347-13-97 e-mail: dariusz.swisulski@pg.gda.pl

Abstract: The great interest in graphene is caused by its potential for constructing various sensors exhibiting excellent parameters. The high carrier mobility and the unique band structure of graphene makes it promising especially in the field-effect transistors (GFET) applications. In this article, recent advances of the selected graphene-based sensor applications were presented and the possible directions for further investigations were pointed out.

Keywords: graphene, sensors, GFET, metrology.

1. INTRODUCTION

Graphene is a two-dimensional layer consisting of carbons which are arranged in a hexagonal lattice. It exhibits a number of exceptional properties, such as high electrical and thermal conductivity, outstanding mechanical strength, superior flexibility and a large surface area per unit volume. Although graphene is transparent, it is able to absorb about 2% of light from the visible to the infrared range which is a remarkable optical property for the material with only an atomic layer of thickness. Graphene can be produced by various methods, for instance, by micromechanical exfoliation of graphite, epitaxial growth, chemical vapor deposition or exfoliation of graphite in liquid solvents. Another low-cost choice is to utilize reduced graphene oxide.

Electronic structure of monolayer graphene indicates that this material is a zero-gap semiconductor because the conduction and valence bands meet at the corners of the Brillouin zone. The low energy band dispersion at these points, which are commonly called Dirac points, is linear, revealing that the charge particles in graphene could be treated as massless Dirac fermions moving with an energy-independent Fermi velocity of approximately 10^6 m/s. Because of the zero density of states at the Dirac points, electronic conductivity of graphene is actually very low. However, it could be enhanced by the appropriate doping with electrons or holes to create a material with potentially better conductivity than in the case of the known good metallic conductors at room temperature. It is possible to continuously drive the Fermi level from the valence (conduction) to the conduction (valence) band by applying a gate voltage, resulting in a pronounced ambipolar electric field effect. The bilayer graphene could be regarded as a zero band-gap semiconductor, too, but its electronic dispersion is

not linear near the Dirac point. On the other hand, the valence and conduction bands begin to overlap for more than three-layer graphene. The electronic properties of graphene can be easily modified and “tuned”, e.g. by chemical doping and functionalization.

In large part, the constantly increasing interest in graphene is caused by its great potential for developing sensors of various types to enable detection of target factors with the much higher accuracy than in the currently used commercial devices. The high carrier mobility and the unique band structure of graphene makes it promising especially in field-effect transistors (FET) applications. The aim of this article is to present recent advances of the selected graphene sensor applications. We would also like to point out the perspective directions of the investigations in the field of graphene-based sensing.

2. SENSING APPLICATIONS

Based on the above-mentioned exceptional features, graphene is a promising candidate as a physically responsive material for sensing devices. One of the most popular solutions in the field of sensing of various stimuli is the use of graphene field-effect transistor (GFET) architecture [1]. GFETs are very attractive due to the simplicity of design and ease in mass production. Additionally, these devices exhibit the inherent capability of signal amplification.

Graphene-based phototransistors have recently attracted significant interest because of their potential application for ultrafast detectors. The gapless nature of graphene and the high carrier mobility result in the efficient transmission of carriers which are almost unimpeded. It was demonstrated that photoresponse for optical intensity modulations up to 40 GHz is possible to be achieved in such devices and the intrinsic bandwidth may exceed 500 GHz [2]. There are some limitations, however, because the photoresponsivity, defined as photogenerated current per incident optical power, of pristine graphene photodetector is low (about 10 mA/W) due to the short recombination lifetime and relatively weak light absorption, so some improvement is necessary. One of the promising solutions is to create midgap defect states by titanium layer introduced into the graphene (Fig.1) which provides electron trapping centers and creates a bandgap. As a result, graphene

quantum dot-like arrays were fabricated [3] with the enhanced photoresponsivity in the visible, near-infrared and mid-infrared ranges which reached as high values as 1.25 A/W, 0.2 A/W, and 0.4 A/W, respectively. Similar idea was utilized in a hybrid graphene–PbS quantum dot device with ultrahigh photodetection gain and high quantum efficiency [4]. In this type of construction graphene serves as the carrier transport channel and the colloidal quantum dots are the photon absorbing centres. The light-activated quantum dots generate electron–hole pairs and then the holes are transferred to the graphene layer, leading to the photoconductive current, while the electrons remain trapped in the quantum dots. It was shown that the responsivity is determined by the quantum dot size. In the case of small quantum dots the photoresponsivity could reach up to approximately 5×10^7 A/W.

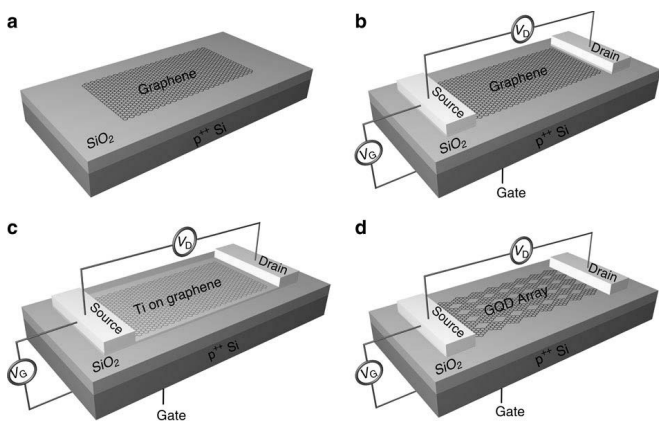


Fig. 1. Fabrication process of graphene photodetector:

- (a) exfoliation of monolayer graphene onto a SiO₂/Si substrate,
- (b) source, gate and drain terminals fabrication, (c) deposition of a thin nm-scale Ti layer by electron-beam evaporation, (d) removal of Ti resulting in the formation of graphene quantum dot-like (GQD) array structure [3]

Graphene used in the field-effect transistor architecture (GFET) could be employed for the detection of radiation-induced charge in undoped semiconductor absorber substrates without the need of the collection of the generated carriers [5]. The detection principle is based on the high sensitivity of graphene to local electric field changes caused by ionization of the electrically biased substrate. The promising performance of GFETs for the detection X-rays, gamma-rays and alpha particles was experimentally demonstrated.

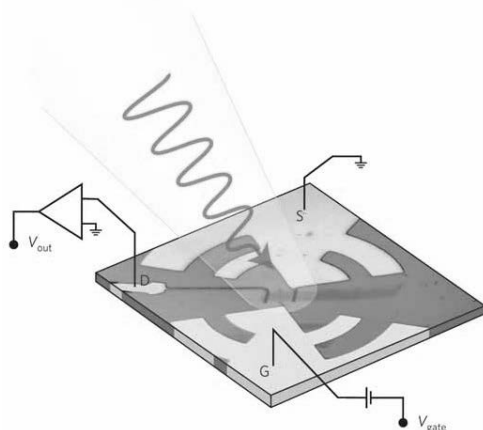


Fig. 2. Antenna-coupled GFET-terahertz detector [7]

The phenomena of charge generation and carriers mobility increase with the increased temperature could be employed for the design of the high-sensitive temperature sensors based on a reduced graphene-oxide field-effect transistor [6]. To eliminate the influence of oxygen and humidity on the RGO channel, causing electrical instability, the GFET devices were encapsulated by a tetratetracontane. It was shown, that the prepared sensor had good electrical stability and low hysteresis. The measurements of the channel conductance indicated the high response to the temperature variation with the sensitivity of 6.7 nS/K.

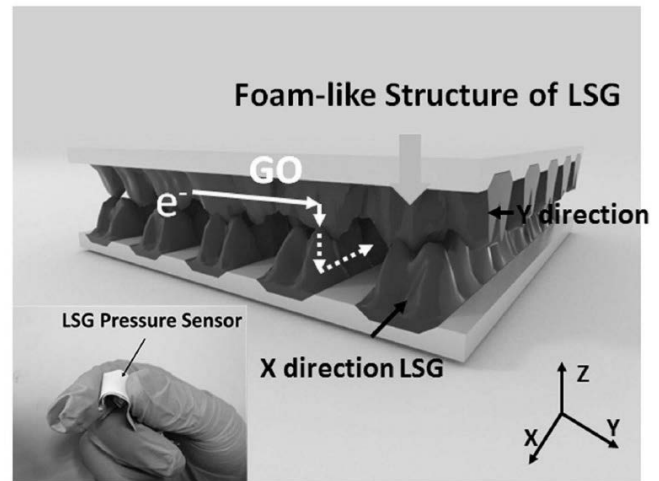


Fig. 3. The structure of the pressure sensor based on the foam-like laser-scribed graphene oxide (LSG). Inset shows a flexible LSG pressure sensor in hand [9]

The frequency-independent absorption of graphene combined with its unique electronic structure and high mobility of carriers, allows to efficiently detect electromagnetic signals in the terahertz region at room temperature (Fig.2) [7]. It was suggested in the literature, that graphene devices could be very promising for large-area fast imaging of macroscopic samples.

Strain-induced modifications of electronic band structure are followed by the measurable changes of the electrical properties of graphene and could be a basis for stress sensing applications. Although the pristine graphene structure deformation was firstly proposed for the strain sensors, there are many other ways to get a better sensitivity. One of the most promising ideas is to utilize the imperfection of a large-scale graphene resulting in the appearance of a conductive network between separated graphene sheets [8]. From a macroscopic point of view, the strain response of the graphene network mainly depends on the conductivity between neighbouring flakes which is determined by the overlap area and the contact resistance. Recently, an interesting ultra-sensitive flexible resistive pressure sensor for e-skin application with a foam-like structure based on graphene (Fig.3) has been reported [9]. The sensitivity of the constructed device was 0.96 kPa^{-1} in a wide pressure range (0 - 50 kPa) and it was able to detect the pressing, bending and twisting. It was also shown, that this type of sensor could be used for dynamic pressure measurements with the short response time of 0.4 ms.

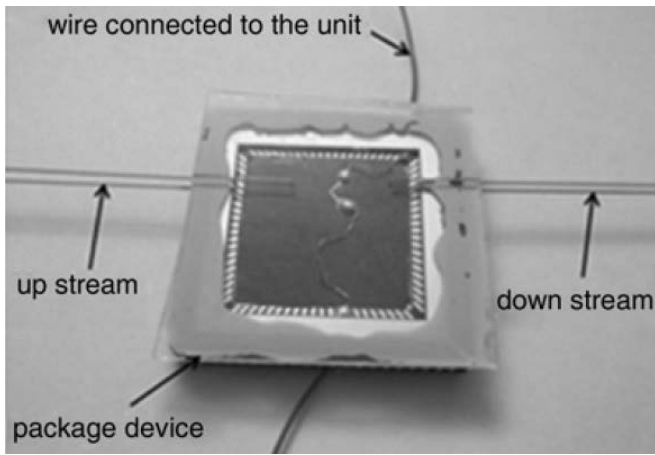


Fig. 4. The sealed graphene-based flow sensor [10]

Graphene could be used in nanoscale flow and temperature sensors (Fig.4) [10], as well. It has a large surface-to-volume ratio and a high temperature coefficient of resistance and, as a result, exhibits low thermal inertia and high sensitivity to temperature variation. What is more, the negative temperature coefficient of graphene enables the self-protection of the sensors and minimizes the sensing errors caused by the current-induced heating. The reported resolution of approximately 0.01 l/min of the constructed flow sensors was achieved by the use of graphene hot wires. Additionally, it was shown, that desired sensitivity and time response can be obtained by optimizing the number of graphene layers, the dimension of the device and the applied voltage.

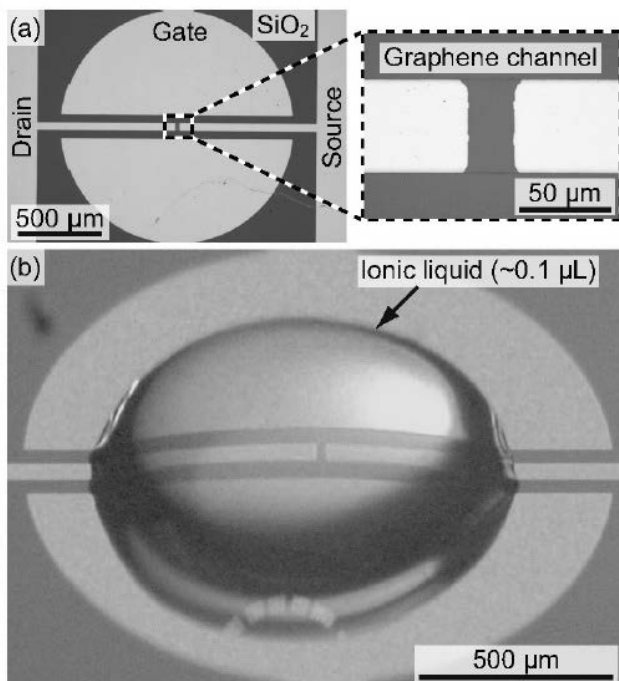


Fig.5. Ionic liquid (IL) GFET gas sensor (a) before dropping IL and (b) after dropping IL [11]

Recently, chemical sensing of gas molecules (e.g. NO_2 , NH_3 , H_2O) with the use of various graphene devices has been reported. One of them (Fig.5) utilizes an ionic liquid (IL) consisting of organic salts molten at room temperature, which serve as the liquid gate material of the GFET [11]. The general principle of GFET gas sensor is that gas molecules adsorbed on the graphene surface could act as

either acceptors or donors influencing the transport current. Noteworthy, graphene gas sensors exhibit low power consumption when compared with the conventional gas sensors, such as the ones based on metal oxide semiconductors, which require heating at temperature of approximately 300 centigrade to enhance their reactivity. In the case of GFET gas sensors, very high sensitivity of the detection (up to 1 ppb) can be achieved at room temperature due to the extremely high conductance and low intrinsic noise of graphene. However, the noticeable lack of electronic identification selectivity of gas molecules, could significantly limit the potential application of graphene for this kind of sensing. To improve the performance of GFET gas sensors, graphene may be functionalized with the "recognition elements" which can interact with the target gases. The modification of graphene structure, such as e.g. nanomesh production, could also increase the selectivity and sensitivity of the graphene-based gas sensors.

3. CONCLUSIONS AND PERSPECTIVE

As it has been briefly reviewed in this article, there is no doubt, that graphene has demonstrated its great potential for electronic sensing applications. However, there are still numerous challenges because the overall performance of graphene-based sensor devices could be affected by various intrinsic or extrinsic factors. The prediction of the designed sensor performance seems to be a crucial issue during the development process, too, because the realization of a prototype is often an expensive and a time-consuming task.

In the nearest future, further simulations followed by the experimental work on graphene field-effect transistors chips, will be carried out in the Department of Metrology and Information Systems at the Faculty of Electrical and Control Engineering, Gdańsk University of Technology [12]. The intensive study devoted to the weak output signal analysis and the processing of signals coming from the arrays of graphene-based sensors, is planned, too.

4. BIBLIOGRAPHY

1. Beibei Zhan B., Li C. Yang J., Jenkins G., Huang W., Dong X.: Graphene Field-Effect Transistor and Its Application for Electronic Sensing, *Small*, Vol. 10, 2014, pp. 4042–4065.
2. Xia F. N., Mueller T., Lin Y. M., Valdes-Garcia A., Avouri P.: Ultrafast graphene photodetector, *Nature Nanotechnology*, Vol. 4, 2009, pp. 839-843.
3. Zhang Y. Z. , Liu T., Meng B. , Li X. H., Liang G. Z., Hu X. N. , Wang Q. J. : Broadband high photoresponse from pure monolayer graphene photodetector, *Nature Communications*, Vol. 4, 2013, pp. 1811-22.
4. Konstantatos G., Badioli M., Gaudreau L., Osmond J., Bernechea M., Arquer F. P. G. , Gatti F., Koppens F. H. L.: Hybrid graphene–quantum dot phototransistors with ultrahigh gain, *Nature Nanotechnology*, Vol.7, 2012, 363–368.
5. Patil A., Lopez G., Foxe M., Childres I., Roecker C., Boguski J., Jovanovic I., Chen Y. P.: Graphene Field Effect Transistors for Detection of Ionizing Radiation, *Nuclear Science Symposium Conference Record (NSS/MIC)*, IEEE, Orlando, 2009, pp. 90 – 95.
6. Trung T. Q. , Tien N. T. , Kim D. , Jung J. H., Yoon O. J., Lee N. E.: High thermal responsiveness of a

- reduced graphene oxide field-effect transistor, *Advanced Materials*, Vol. 24, 2012, pp. 5254-5260.
7. Vicarelli L., Vitiello M. S., Coquillat D., Lombardo A., Ferrari A. C., Knap W., Polini M., Pellegrini V., Tredicucci A., *Nature Materials*, Vol. 11, 2012, pp. 865–871.
 8. Jing Z., Guang-Yu Z., Dong-Xia S.: Review of graphene-based strain sensors, *Chinese Physica B*, Vol. 22, 2013, pp.57701 -57701.
 9. Tian H., Shu Y., Wang X.-F., Mohammad, M. A., Bie Z., Xie Q.-Y.; Li C., Mi W.-T., Yang Y., Ren T.-L.: A graphene-based resistive pressure sensor with record-high sensitivity in a wide pressure range, *Scientific Reports*, Vol. 5, 2015, pp.8603-8609.
 10. Al-Mumen H., Rao F., Dong L., Li W.: Thermo-flow and temperature sensing behaviour of graphene based on surface heat convection, *Micro and Nano Letters*, Vol. 8, 2013, pp. 681–685.
 11. Inaba A., Yoo K., Takei Y., Matsumoto K., Shimoyama I.: Ammonia gas sensing using a graphene field-effect transistor gated by ionic liquid, *Sensors and Actuators B*, Vol. 195, 2014, pp. 15–21.
 12. Łuszczek M., Turzyński M., Świsulski D.: Modelling of Graphene Field-Effect Transistor for electronic sensing applications, *Przegląd Elektrotechniczny*, R. 91, Nr 10/2015, pp. 170-172.

NAJNOWSZE OSIĄGNIĘCIA W ZASTOSOWANIU GRAFENU W CZUJNIKACH ELEKTRONICZNYCH

Ogromne zainteresowanie grafenem w dużej mierze związane jest z możliwością zastosowania tego materiału do budowy różnego typu sensorów charakteryzujących się doskonałymi parametrami. Bardzo duża ruchliwość nośników ładunku oraz specyficzna pasmowa struktura elektronowa grafenu sprawiają, iż wydaje się on być bardzo obiecującym materiałem, szczególnie do zastosowań w układach pomiarowych wykorzystujących czujniki o architekturze tranzystorów polowych z kanałem grafenowym (GFET). W artykule omówione zostały najnowsze osiągnięcia w dziedzinie badań nad zastosowaniem grafenu w wybranych typach czujników. Wskazano także możliwe kierunki dalszych badań, które mogłyby być realizowane w najbliższej przyszłości w Katedrze Metrologii i Systemów Informacyjnych na Wydziale Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej.

Słowa kluczowe: grafen, sensor, GFET, metrologia.

ANALIZA WPŁYWU GENERACJI WIATROWEJ NA CENĘ ROZLICZENIOWĄ ODCHYLENIA NA RYNKU BILANSUJĄCYM W POLSCE

Adrian MILLER¹, Paweł BUĆKO²

1. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki,
e-mail: amiller@ely.pg.gda.pl
2. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki,
tel.: 58 347 1347, e-mail: pawel.bucko@pg.gda.pl

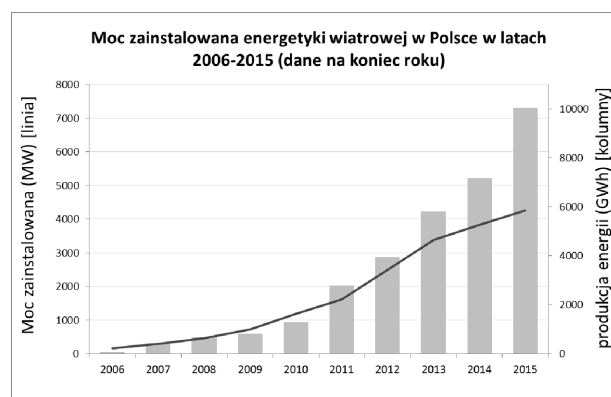
Streszczenie: Tematem artykułu jest analiza wpływu generacji wiatrowej na ustalanie się Ceny Rozliczeniowej Odchylenia (CRO) na Rynku Bilansującym (RB) w Polsce. Autorzy we wstępie swej pracy przedstawiają stan aktualny energetyki wiatrowej oraz wyjaśniają sposób ustalania się ceny na Rynku Bilansującym. Poruszają tematykę przesuwania się stosu jednostek wytwórczych, który ich zdaniem zależy bezpośrednio od aktualnych warunków pracy wiatrowych jednostek wytwórczych. Zasadniczą częścią artykułu jest przedstawienie wyników dotyczących wyliczenia współczynnika Spearmana. Potwierdza on tezę, że generacja wiatrowa ma znaczący wpływ na ustalanie się cen na Rynku Bilansującym.

Słowa kluczowe: Rynek Bilansujący, energetyka wiatrowa, Cena Rozliczeniowa Odchylenia.

1. ANALIZA PRZYROSTU MOCY ZAINSTALOWANEJ

Energetyka wiatrowa zajmuje ważne miejsce w strukturze odnawialnych źródeł energii w Polsce. Moc zainstalowana w tej grupie istotnie i systematycznie rośnie od 2006 r. Do roku 2015 moc wszystkich instalacji wiatrowych wzrosła ponad 30-krotnie: z nieco powyżej 153 MW w 2006 r. do ponad 4,2 GW pod koniec III kwartału 2015 roku. Z danych udostępnionych przez Urząd Regulacji Energetyki można zauważyć, że przyrost mocy zainstalowanej w latach 2010 – 2015 jest nie mniejszy niż 400 MW. Oznacza to wartość procentową przyrostu rok do roku nie mniejszą niż 10%. Sugeruje to, że rynek ten ma bardzo duży potencjał do dalszego rozwoju i jeszcze się nie nasycił. Ważną datą dla energetyki wiatrowej w Polsce był rok 2012. To właśnie w tym okresie nastąpiło przekroczenie bariery 2000 MW mocy zainstalowanej czyli poziomu uznawanego zwyczajowo za graniczną wartość mocy pojedynczego bloku energetycznego. Można uznać, że od 2012 roku wpływ energetyki wiatrowej na Krajowy System Elektroenergetyczny (KSE) stał się istotny. Od tego też momentu zagadnienia związane z wpływem energetyki wiatrowej na KSE nabierały coraz większego znaczenia. Moc zainstalowana z jednostek wiatrowych przekroczyła 5% mocy zainstalowanej całego systemu. Wzrost zainstalowanej mocy w OZE determinuje wzrost łącznej produkcji energii elektrycznej pochodzącej z tych źródeł, czego dowodem może być zależność przedstawiona na rysunku 1. Na tempo wzrostu mocy wpłynęło przyjęcie w 2007 roku tzw. „pakietu

3x20”. W odniesieniu do Polski cel ten zakłada, że do końca 2020 roku udział wytwarzanej energii z odnawialnych źródeł w stosunku do ogółu będzie wynosił co najmniej 15%. Nie spełnienie przyjętych warunków będzie skutkowało nałożeniem wysokich kar finansowych na Polskę.



Rys. 1. Zestawienie mocy zainstalowanej i produkcji energii elektrycznej energetyki wiatrowej w Polsce w latach 2006-2015

2. CENA ROZLICZENIOWA ODCHYLENIA NA RYNKU BILANSUJĄCYM

Rynek Bilansujący jest mechanizmem, z którego korzysta Operator Sieci Przesyłowej w celu zbilansowania zapotrzebowania na energię elektryczną i wytwarzania tej energii w KSE. Rozliczenie energii jest realizowane według następujących zasad. Wytwórca który dostarczył energię do systemu w ilości większej niż zadeklarował, sprzedaje nadwyżkę na Rynku Bilansującym. W przypadku gdy produkcja energii jest mniejsza od przewidywanej zobowiązany jest zakupić ją z rynku w wysokości równej różnicy między wartością rzeczywistą a przewidywaną. Odbiorca, który odebrał energię w ilości większej niż planowana kupuje nadwyżkę energii. W przypadku odbioru mniejszej ilości energii odbiorca sprzedaje energię na Rynku Bilansującym w ilości równej różnicy pomiędzy planowaną i rzeczywistą ilością dostaw energii.

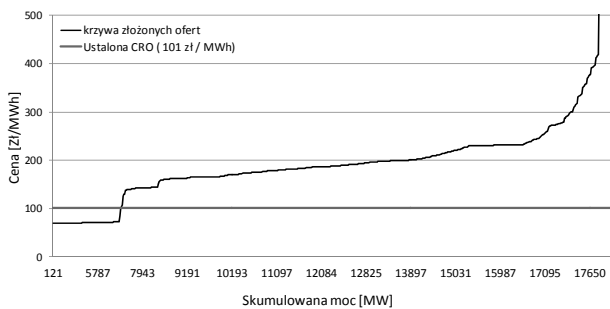
Uczestnictwo w tym mechanizmie jest obligatoryjne, a stroną wszystkich transakcji jest Operator Systemu Przesyłowego. Podstawą do rozliczenia są Ceny Rozliczeniowe Odchylenia (CRO). Cena ta jest wyznaczana

niezależnie dla każdej z 24 godzin doby jako najwyższa cena z ofert bilansujących zapewniających zbilansowanie systemu zgodnie z planowanym zużyciem energii (rys. 2). W ofertach bilansujących przedsiębiorstwa deklarują ceny, po których mogą zwiększyć (oferty przyrostowe), bądź zmniejszyć (oferty redukcyjne) produkcję lub zużycie energii. Matematycznie można zapisać, że operator posługuje się następującym algorytmem [1]:

$$f_{celu} = \min \left\{ \sum_{h=1}^{Hk} \sum_{i=1}^{No} \left[\sum_{k=m+1}^{10} C_{h,i,k}^p * E_{h,i,k} - \sum_{j=1}^m (E_{h,i,j}^{OR} - E_{h,i,j}^R) * C_{h,i,j}^R \right] \right\} \quad (1)$$

gdzie:

- $E_{h,i,k}$ - jest zaakceptowana do produkcji energia w paśmie przyrostowym k oferty JGW i w godzinie h ;
- $E_{h,i,j}^{OR}$ - oznacza energię zgłoszoną w paśmie redukcyjnym j JGW i w godzinie h ;
- $E_{h,i,j}^R$ - jest zaakceptowaną do produkcji energią z pasma redukcyjnego j oferty JGW i w godzinie h ;
- $C_{h,i,k}^p$ - oznacza cenę energii w paśmie przyrostowym JGW i w godzinie h ;
- $C_{h,i,j}^R$ - jest ceną energii w paśmie redukcyjnym j JGW i w godzinie h ;
- m - jest liczbą zadeklarowanych pasm redukcyjnych JGW i ;
- No - oznacza liczbę JGW składających oferty;
- Hk - jest horyzontem optymalizacji (liczba godzin objętych optymalizacją).

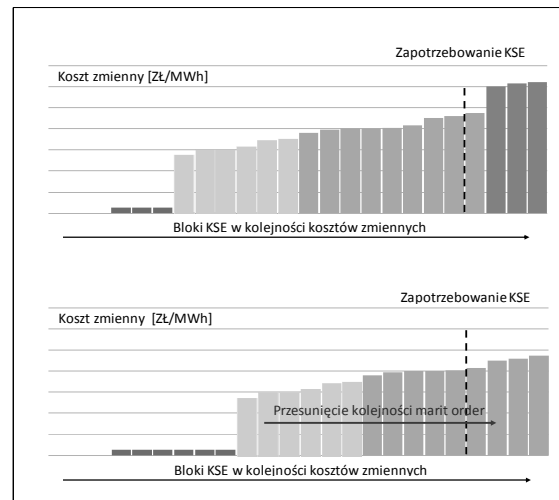


Rys. 2. Oferty bilansujące i CRO z godz. 10, dn. 06.12.2015

3. MERIT ORDER – RANKING CENOWY ELEKTROWNI

Intencją operatora jest minimalizacja kosztów związanych z bilansowaniem krajowego systemu elektroenergetycznego. Oznacza to, że o pracy w systemie decyduje kolejność kosztów zmiennych poszczególnych jednostek wytwórczych. Im wyższe zapotrzebowanie na energię elektryczną w systemie tym droższe elektrownie są wykorzystywane w celu jego pokrycia. Stos „Merit Order” rankinguje jednostki wytwórcze, na podstawie ich zmiennych kosztów wytwarzania. Wykres stosu szereguje wartości od najmniejszej do największej. Cenę energii elektrycznej wyznacza koszt produkcji elektrowni zamykającej bilans zapotrzebowania w systemie, czyli najdroższej z działających w danym momencie. Efekt przesuwania „Merit Order” co raz wyraźniej można zauważyć wraz z rozwojem odnawialnych źródeł energii, których koszty zmienne są właściwie równe zero [5]. Wyjątkiem są źródła oparte na biomasie, natomiast zgodnie z aktualnymi rozwiązaniami prawnymi ich załączanie do systemu rozpoczyna się w pierwszej kolejności. Pomimo, że produkcja energii elektrycznej w tych źródłach nie jest stała i przewidywalna, to wypychają one drogie jednostki w górę

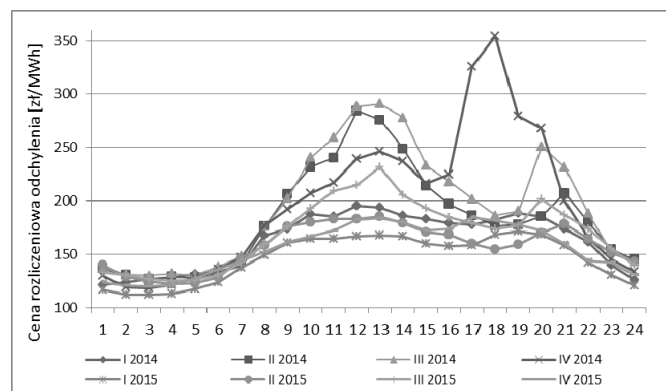
stosu „Merit Order”, w momencie gdy pracują. Rysunek 3 przedstawia ideę przesunięcia kolejności „Merit Order” poprzez zwiększoną generację OZE.



Rys. 3. Schemat przesunięcia stosu „Merit Order”

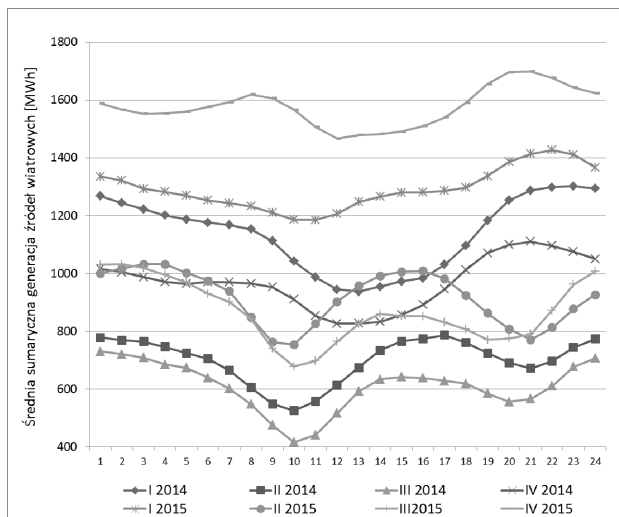
4. KORELACJE WIELKOŚCI GENERACJI WIATROWEJ I CENY ROZLICZENIOWEJ ODCHYLENIA

W celu zbadania korelacji między Ceną Rozliczeniową Odchylenia na Rynku Bilansującym a generacją sumaryczną farm wiatrowych autorzy posłużyli się danymi Operatora Systemu Przesyłowego (Polskie Sieci Elektroenergetyczne SA) podawanymi publicznie na stronie internetowej www.pse.pl [11]. Analizie poddane zostały informacje dotyczące generacji źródeł wiatrowych, krajowego zapotrzebowania na moc oraz CRO w okresie pomiędzy 1.01.2014 a 31.12.2015, dla każdej godziny w roku. Po wstępnej obróbce danych zauważono, że średnia CRO w kwartałach letnich odznacza się wyższym poziomem niż w kwartałach zimowych. Dodatkowo ceny w roku 2015 były znacząco niższe niż w roku poprzednim. Rysunek 4 przedstawia średnie kwartalne CRO w poszczególnych godzinach. Najwyższe ceny występują w przedziałach godzinowych szczytu przedpołudniowego oraz szczytu popołudniowego.



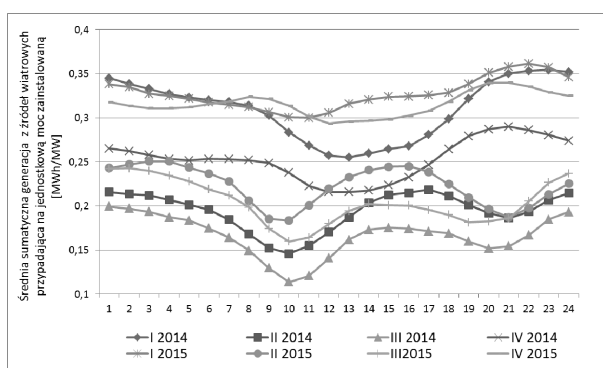
Rys. 4. Średnia cena rozliczeniowa odchylenia dla poszczególnych kwartałów 2014-2015

Rysunek 5 przedstawia średnią sumaryczną generację źródeł wiatrowych w podziale na kwartały roku. Największa wietrzność, a co za tym idzie produkcja energii elektrycznej przez farmy wiatrowe zauważana jest w okresie zimowym.

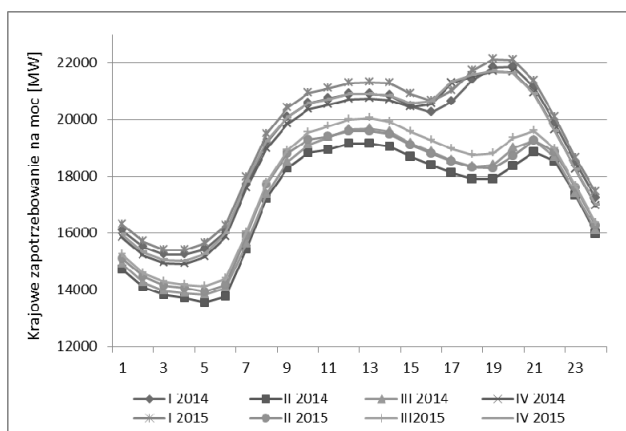


Rys. 5. Średnia sumaryczna generacja źródeł wiatrowych dla poszczególnych kwartałów 2014-2015

Generacja w tych kwartałach jest większa o ponad 60% w stosunku do kwartałów II i III. Warto zauważyć, że oprócz siły wiatru, wraz z zmianą pór roku zmienia się również profil jego intensywności, w rozbiu na poszczególne godziny doby. W kwartałach I i IV maksymalna produkcja elektrowni wiatrowych przypada między godzinami 21-22, natomiast w kwartałach letnich między godzinami 15-16.



Rys. 6. Średnia sumaryczna generacja źródeł wiatrowych dla poszczególnych kwartałów przypadająca na jednostkę mocy zainstalowaną 2014-2015



Rys. 7. Krajowe zapotrzebowanie na moc dla poszczególnych kwartałów w latach 2014-2015

Zgodnie z regułą ustalania się CRO przedstawioną w początkowej części artykułu, punkt przecięcia wyznaczający cenę uzależniony jest od krajowego

zapotrzebowania na moc. Największe zapotrzebowanie na moc w polskim systemie elektroenergetycznym można zaobserwować w miesiącach zimowych. Jest ono wyższe o około 10% w stosunku do miesięcy letnich. Porównując rysunek 4 z rysunkiem nr 7 widać, że pomimo wzrostu zapotrzebowania na energię elektryczną w okresie październik – marzec, nie przekłada się on na wzrost ceny CRO. Powodem jest między innymi załączanie się do systemu dodatkowych źródeł o niskich kosztach zmiennych – elektrociepłowni.

W celu zbadania zależności między ustaloną Ceną Rozliczenia Odchylenia na Rynku Bilansującym a generacją wiatrową autorzy skorzystali z metody wyznaczania współczynnika korelacji Spearmana (wzór 2). Współczynnik ten mierzy dowolną monotoniczną zależność i jest ogólniejszy od współczynnika Pearsona, który mierzy tylko zależność liniową. Linia uszeregowania ofert bilansujących wytwórców, na podstawie której wyznacza się CRO (zgodnie z rysunkiem nr 2) nie jest prostą, zatem zastosowana uogólniona metoda korelacji jest zasadna.

Zgodnie z definicją współczynnika:

$$r_s = 1 - \frac{6 \cdot \sum d_i^2}{n \cdot (n^2 - 1)} \quad (2)$$

gdzie

n - ilość obserwacji (X i Y mają tyle samo obserwacji)
 d_i - różnica między rangami X i Y : $RX_i - RY_i$

Rangi określają pozycję, na której znajduje się dana obserwacja po uszeregowaniu danych.

Siła korelacji dla $|r_s|$ definiowana jest następująco:

- < 0,2 - brak związku,
- 0,2 - 0,4 - słaba zależność,
- 0,4 - 0,7 - umiarkowana zależność,
- 0,7 - 0,9 - dość silna zależność,
- 0,9 - bardzo silna zależność.

Tablica 1. Zestawienie współczynnika korelacji Spearmana

Godzina	n	$\sum d_i^2$	r_s
1	63	16579	0,750
2	63	16717	0,756
3	63	15996	0,724
4	63	15866	0,718
5	63	17665	0,799
6	63	19143	0,866
7	63	19865	0,899
8	63	19923	0,901
9	63	18682	0,845
10	63	18627	0,843
11	63	18409	0,833
12	63	19496	0,882
13	63	19875	0,899
14	63	19750	0,894
15	63	20186	0,913
16	63	19610	0,887
17	63	20047	0,907
18	63	18244	0,825
19	63	17195	0,778
20	63	16707	0,756
21	63	17241	0,780
22	63	17809	0,806
23	63	18078	0,818
24	63	18843	0,853

Wyznaczanie współczynnika zostało wykonane dla poszczególnych godzin doby. Badania odbyły się na uprzednio przygotowanych i przefiltrowanych danych. Filtracja polegała na stworzeniu macierzy określającej stosunek procentowy między sumaryczną generacją wiatrową a krajowym zapotrzebowaniem na moc, a następnie pozostawieniu dni, w których wartość maksymalna tego stosunku przekraczała 20%. Uzyskane wyniki przedstawiono w tabeli 1.

Zastosowanie korelacji Spearmana wykazało dość silną korelację między CRO na Rynku Bilansującym a stosunkiem sumarycznej generacji wiatrowej i całkowitego zapotrzebowania na moc w KSE. Oznacza to, że generacja wiatrowa w Polsce na duży wpływ na kształtowanie się CRO. Nie jest to natomiast zależność liniowa. Analiza współczynnika korelacji liniowej Pearsona wykazała słabe zależności między tymi danymi. Nie dziwi to autorów, ponieważ na ustalanie się Ceny Rozliczeniowej Odchylenia mają wpływ również takie czynniki jak: wielkość zaplanowanej wymiany międzysystemowej, planowane odstawienia remontowe jednostek wytwórczych, zapotrzebowanie na moc w KSE. Opis tych zależności będzie przedmiotem kolejnych publikacji autorów.

Ilość dni spełniający warunek filtracji w 2015 roku wyniosła 39. Oznacza to, że w ok. 11% dni w ciągu roku zauważalna jest analizowana korelacja. Zdaniem autorów częstotliwość występowania obniżenia ceny na skutek generacji wiatrowej będzie się zwiększać z roku na rok. Wynika to z szybkiego przyrostu mocy zainstalowanej w energetyce wiatrowej w Polsce, przy stosunkowo wolno rosnącym szczytowym zapotrzebowaniu na moc.

5. WNIOSKI KOŃCOWE

Wzrost mocy zainstalowanej w elektrowniach wiatrowych w Polsce ma duże znaczenie przy bilansowaniu przez Operatora krajowego systemu elektroenergetycznego. Odzwierciedleniem tego są ustalane Ceny Rozliczeniowe Odchylenia na Rynku Bilansującym. Autorzy dowiedli poprzez analizę współczynnika Spearmana, że generacja wiatrowa przekraczająca 20% planowanego zapotrzebowania mocy zainstalowanej w KSE ma bezpośredni wpływ na obniżanie się CRO, a co za tym idzie przesuwanie się granicy „Merit Order”. Zastosowana filtracja danych wykazała, że przedstawiona sytuacja dotyczy obecnie co najmniej 11% czasu roku i zdaniem autorów w kolejnych latach będzie powtarzała się coraz częściej.

Podobne zależności obserwuje się w innych krajach o wysokim udziale energetyki wiatrowej, np. w Niemczech. Omawiane zjawisko jest jednym z kluczowych zagadnień pojawiających się w dyskusji na temat funkcjonowania

i kształtu rynku energii elektrycznej u naszych zachodnich sąsiadów.

Zjawisko dużego wpływu generacji wiatrowej na cenę bilansowania potęguje deficyt mocy szczytowych po stronie wytwórczej systemu. W Polsce podobnie jak w Niemczech, nieopłacalne są inwestycje w elektrownie gazowe, które mogłyby bilansować zmienności produkcji elektrowni wiatrowych [6]. Pierwszym krokiem w Polsce w celu poprawy warunków ekonomicznych funkcjonowania źródeł szczytowych na rynku było wprowadzenie operacyjnej rezerwy mocy.

6. BIBLIOGRAFIA

1. Instrukcja Ruchu i Eksploatacji Sieci Przesyłowej – Bilansowanie systemu i zarządzanie ograniczeniami systemowymi (tekst jednolity obowiązujący od 1 stycznia 2016). Polskie Sieci Elektroenergetyczne Operator S.A., Warszawa 2015, online: 2015.12.31.
2. Badyda K.: Energetyka wiatrowa. Aktualne trendy rozwoju w Polsce, Energetyka 2013.
3. Niedziółka D.: Zielona Energia w Polsce, CeDeWu Warszawa 2012.
4. Ernst & Young: Wpływ energetyki wiatrowej na wzrost gospodarczy w Polsce, Marzec 2015 (http://www.domrel.pl/_publikacje/raport_psew_2012.pdf) online: 2015.12.31
5. PWC, ING Bank Śląski: 5 mitów polskiej elektroenergetyki 2014, IV edycja raportu, Maj 2014 (http://www.pwc.pl/pl/publikacje/assets/pwc_ing_5_mitow_polskiej_elektroenergetyki_2014_raport.pdf) online: 2015.12.31
6. Derski B.: Energiewende-the turnaround in Energy is possible in Poland, Warszawa 2013
7. Marchel P., Paska J., Surma T.: Odnawialne i rozproszone źródła energii a niezawodność system elektroenergetycznego. Zeszyt Tematyczny Rynku Energii nr I (IX), maj 2014
8. Paska J., Surma T.: Electricity generation from renewable energy sources in Poland. Renewable Energy, 71 (2014).
9. Rakowski J., Szwed C., Sikorski T.: Rynek energii elektrycznej – rynek bilansujący, Energia XXIV cz. 1, Rzeczpospolita, Warszawa 2000
10. Majchrzak H., Mroziński A., Poźniak R.: Wpływ funkcjonowania rynku bilansującego na koszty ponoszone przez uczestników rynku energii elektrycznej, Energetyka nr 6, Warszawa 2005
11. Dane systemowe: (<http://www.pse.pl/index.php?dzid=115&did=581>) online: 2015.12.31

ANALYSIS OF THE IMPACT OF WIND GENERATION IN INCREMENTAL CLEARING PRICE IN THE BALANCING MARKET IN POLAND

The theme of this article is to analyze the impact of wind generation on setting up the incremental clearing price (CRO) on the Balancing Market in Poland. The authors in the preface of their work are switching current status of wind energy and explain how to determine the prices on the Balancing Market. They talk of a move to stack units (merit order), which in their opinion is directly connected with wind generation units. The main part of the article is to present the results regarding the calculation of the Spearman coefficient. It confirms the idea that wind generation has a significant impact on the determination of prices on the Balancing Market.

Keywords: Balancing Market, wind energy sector, incremental clearing price.

ZASTOSOWANIE POMIARÓW PRĄDÓW UPŁYWOWYCH W DIAGNOSTYCE OGRANICZNIKÓW PRZEPIĘĆ WYSOKIEGO NAPIĘCIA

Marek OLESZ

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel: 58 3471820 e-mail: marek.olesz@pg.gda.pl

Streszczenie: W artykule przedstawiono metody oceny stanu technicznego warystorowych ograniczników przepięć wysokiego napięcia (WN) stosowane w badaniach laboratoryjnych oraz w eksploatacji bez wyłączania ograniczników z sieci. Analiza metod diagnostycznych została uzupełniona wynikami pomiarów laboratoryjnych prądu upływowego ograniczników WN po wieloletniej eksploatacji w energetyce zawodowej.

Słowa kluczowe: ograniczniki przepięć wysokiego napięcia, warystory, diagnostyka.

1. WSTĘP

Ograniczniki przepięć WN spełniają istotną rolę w systemie elektroenergetycznym. Przede wszystkim, pod warunkiem prawidłowego doboru, zapewniają skuteczną ochronę elementów systemu, głównie transformatorów energetycznych, przed przepięciami pochodzenia piorunowego i łączeniowego. Ten ostatni rodzaj ochrony jest szczególnie ważny dla uzyskania długiego czasu eksploatacji urządzeń elektroenergetycznych, co wymaga odpowiedniej koordynacji pomiędzy wytrzymałością elektryczną izolacji, a poziomem ochrony określonym charakterystykami ochronnymi ograniczników przepięć. Okresowa kontrola stanu technicznego ogranicznika poprzez pomiary prądów upływowych lub napięć obniżonych podczas przepływu znamionowego prądu wyładowczego pozwala kontrolować utrzymanie właściwego marginesu koordynacji izolacji, co umożliwi poprawną pracę transformatora w warunkach występujących narażeń napięciowych.

Podstawowymi elementami ograniczników WN są warystory wytworzone na bazie tlenku cynku ZnO z wieloma odpowiednimi domieszkami (głównie bizmutu - przewodnika o charakterze jonowym), które dzięki wielofazowej, ziarnistej strukturze charakteryzują się nieliniową charakterystyką napięciowo-prądową. Charakterystyka napięciowo-prądowa warystora jest w przybliżeniu odcinkowo-liniowa. W początkowym zakresie przy napięciach wymuszających przepływ niewielkich prądów (do 1 mA) obserwuje się wysoką wartość rezystancji warystora, rzędu gigaomów. Dla niewielkiej zmiany napięcia U w tzw. obszarze przebicia, prąd I osiąga wartości rzędu kA według wzoru (1):

$$U = kI^\alpha \quad (1)$$

gdzie: k – stała zależna od rodzaju materiału,
 α – współczynnik nieliniowości charakterystyki.

Przy wyższych napięciach, wskutek redukcji barier między ziarnami ZnO, charakter przewodzenia prądu w warystorze jest typowo rezystancyjny przy rezystancji rzędu pojedynczych omów.

Z badań laboratoryjnych wynika, że degradacja warystorów ZnO zachodzi między innymi wskutek starzenia udarami prądowymi. Wielokrotne narażenie ich struktury przepływem prądów wyładowczych powoduje przesunięcie w prawo charakterystyki napięciowo-prądowej, co fizycznie wiąże się ze zmianą rozkładu wielkości ziaren w objętości warystora [1]. Zjawisko to ma związek z wpływem temperatury na mechanizm przewodzenia, szczególnie w warystorach mniejszych gabarytowo (np. niskiego napięcia), gdzie stosunkowo małe narażenia mogą wskutek słabszej absorpcji ударów prądowych powodować silne nagrzanie warystora i zmianę jego charakterystyki $U(I)$.

W sieciach WN energetyka zawodowa sprawdza stan technicznych ograniczników przepięć okresowo według wymagań instrukcji eksploatacji, w zakresie oględzin, np. [2]:

- izolatorów (pęknięcia, zarysowania, ślady wyładowań powierzchniowych, stan korozyjny okuć i przewodów łączących);
- liczby zadziałań ogranicznika, wartości prądu upływowego, stanu połączeń uziemiających;
- stanu przewodów - ciągłość, korozja, powłoki ochronne.

Na podstawie obserwacji wypełnia się kartę oględzin na której wpisuje się stan urządzenia – dobry, średni (naprawa w zaplanowanym terminie) i zły (natychmiastowa naprawa). Dodatkowo można nakazać przegląd specjalistyczny z wyszczególnioną listą określonych czynności pomiarowych np. w zakresie badań termowizyjnych lub pomiaru prądu upływowego i jego składowych [3]. Tego rodzaju działania dotyczą szczególnie obszaru stacji elektroenergetycznych WN/SN, gdzie zakłady energetyczne wprowadziły własne procedury kontroli.

W Polsce w odniesieniu do ograniczników przepięć WN często stosuje się metodę opatentowaną przez Instytut Energetyki [4], polegającą na zmierzeniu następujących parametrów prądu upływowego: wartość szczytowa I_{max} i średnia I_{sr} oraz zawartość składowych harmonicznych I_h . Na podstawie wyznaczonych wielkości wylicza się współczynniki p_1, p_2 i p_3 określone wzorami:

$$p_1 = \frac{I_{sr}}{I_{max}} \quad (2)$$

$$p_2 = \frac{I_h}{I_{max}} \quad (3)$$

$$p_3 = \frac{I_h}{I_{sr}} = \frac{p_2}{p_1} \quad (4)$$

które następnie powinny zawierać się w zakresie $p_1 \in (0,5; 0,76)$, $p_2 \in (0,01; 0,06)$, $p_3 \in (0,01; 0,09)$.

W wymaganiach [2] w przypadku przekroczenia przez prąd upływowy wartości dopuszczalnej ustalonej jako 1,25 wartości prądu zmierzonej podczas prób odbiorczych lub też wzrostu zawartości harmonicznym, należy rozpocząć monitorowanie prądu upływowego w okresach 1÷2 tygodniowych. Dalsze narastanie prądu upływowego jest podstawą wykonania innych badań specjalistycznych i ewentualnie wycofania ogranicznika z eksploatacji.

W takich przypadkach w celu ostatecznej oceny ograniczników przepięć podaje się dopuszczalne poziomy prądu upływowego. Przykładowo, producent Tridelta dla ogranicznika typu SBK-II 96/10.2 przy wymuszeniu prądu upływowego o wartości maksymalnej 5 mA oczekuje poziomu napięcia odniesienia z zakresu 101,6 ÷ 106,3 kV.

Niekiedy w czasie pomiarów prądu upływowego mogą występować napięcia odkształcone w sieci lub w stosowanych zespołach probierczych, które powodują przepływ wyższych harmonicznym prądu utrudniając prawidłową ocenę ogranicznika. W związku z tym w celu sprawdzenia skuteczności metody [4] przy odkształconym napięciu sieciowym, w niniejszej pracy wykonano dodatkowe badania prądu upływowego przy napięciach o współczynniku zawartości wyższych harmonicznym przekraczających 10%.

2. DIAGNOSTYKA OGRANICZNIKÓW

Zalecenia dotyczące diagnostyki beziskiernikowych ograniczników przepięć SN i WN podaje załącznik D normy [5]. Norma [5] zawiera zasady doboru i stosowania ograniczników przepięć z tlenków metali w systemach trójfazowych o napięciu powyżej 1 kV.

Załącznik D [5] dotyczy monitoringu ograniczników przepięć z tlenków metali, polegającego na zastosowaniu liczników zadziałań, iskierników wskaźnikowych oraz urządzeń do odczytu prądu ciągłego, najlepiej z wydzieleniem składowej czynnej. Możliwość te rozszerzono o stosowanie prostych urządzeń sygnalizujących stan częściowego lub całkowitego zniszczenia elementu warystorowego (np. odłączniki) lub specjalnych przyrządów analizujących temperaturę, harmonicznym prądu upływowego, czy też straty mocy czynnej. Większą część załącznika poświęcono przedstawieniu zasad pomiaru składowej czynnej prądu upływowego według metod: wykorzystania napięcia jako sygnału odniesienia, kompensacji składowej pojemnościowej przy wykorzystaniu sygnału napięcia, kompensacji bez wykorzystania sygnału napięcia, kompensacji za pomocą analizy prądów w trzech fazach oraz analizy harmonicznym metodami: trzeciej harmonicznym, trzeciej harmonicznym z kompensacją harmonicznym w napięciu sieci, analizy harmonicznym pierwszego rzędu. Tabela D2 w [5] wskazuje, że w praktyce zawodowej zasadniczo stosuje się metody

analizy harmonicznym prądu upływowego, których początki sięgają lat 80-tych ubiegłego wieku.

Niewątpliwą zaletą metody analizy harmonicznym jest możliwość pomiaru stanu ogranicznika bez odłączania go z sieci. Ze względu na znaczny błąd wynikający z zawartości trzeciej harmonicznym w napięciu zasilającym, nawet w granicach 100% ÷ 350%, w praktyce najbardziej upowszechniła się metoda analizy trzeciej harmonicznym z kompensacją sygnałem związanym z trzecią harmoniczną prądu pojemnościowego ogranicznika [6], np. system Excount-II firmy ABB. Pewną poprawę dokładności wyznaczania składowej czynnej, szczególnie w warunkach wymuszeń wysokoczęstotliwościowych daje metoda wektorów ortogonalnych [7, 8].

Urządzenia wskaźnikowe stanowią część składową kompletnego ogranicznika lub jego dodatkowy element włączony szeregowo i dzielą się na wskaźniki uszkodzeń, odłączniki oraz liczniki zadziałań. Wskaźnik uszkodzenia, w przypadku przekroczenia amplitudy prądu lub czasu trwania określonej krytycznej wartości prądu, wskazuje tylko ten fakt, ale bez automatycznego odłączenia warystora od sieci. Odłącznik z kolei ma za zadanie izolowanie ogranicznika od układu sieci w chwili jego uszkodzenia. Zazwyczaj stosuje się do tego celu element wybuchowy wyzwalany przepływem prądu zwarciego o określonej amplitudzie i czasie trwania. Odłącznik z zasady nie jest przeznaczony do gaszenia prądu zwarciego. Wadą tego rozwiązania jest fakt, że po odłączeniu ogranicznika do chwili jego wymiany nie ma ochrony przeciwprzepięciowej w danym odcinku sieci elektroenergetycznej.

Innym sposobem określenia stopnia degradacji ogranicznika jest zastosowanie licznika zadziałań wyzwalanego prądem wyładowczym przekraczającym określoną amplitudę. W przypadku wielokrotnych wyładowań o czasach między wyładowaniami krótszych niż 50 ms, ze względu na konstrukcję układu zliczającego może nie nastąpić zliczenie wszystkich wyładowań. W niektórych konstrukcjach do zadziałania licznika potrzebny jest odpowiednio długi przepływ prądu następczego, co może powodować utrudnienia przy zliczaniu krótkich prądów wyładowczych.

Ciekawa metoda analizy stanu ogranicznika polega na zastosowaniu kamery termowizyjnej. Intensywne nagrzewanie struktury warystora powoduje lokalne zwiększenie temperatury obudowy izolacyjnej wskazując na problemy z warystorem lub penetrację wody do wnętrza osłony i lokalny wzrost prądów powierzchniowych w stosie warystorowym [3].

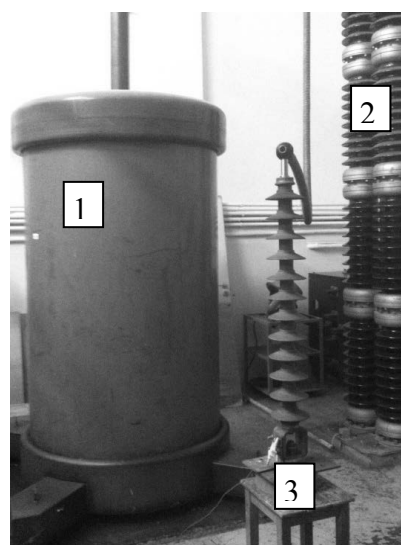
W praktyce najczęściej stosuje się metodę pomiaru prądu upływu, bazującą na określeniu składowej czynnej lub mocy strat wydzielonych na ograniczniku. Wykonuje się pomiary zarówno na ograniczniku włączonym w sieci (eksploatacyjne), jak i na odłączonym (laboratoryjne przy napięciu stałym lub przemiennym). W celu umożliwienia pomiaru prądu upływu montuje się specjalny izolowany zacisk uziemiający między ogranicznikiem a uziemieniem, do którego dołącza się okresowo (diagnostyka okresowa) lub na stałe przyrząd pomiarowy (monitoring z zapisem wartości prądu upływu).

3. METODYKA BADAŃ LABORATORYJNYCH

Podczas badań własnych realizowano pomiary prądu upływowego ograniczników WN przy zastosowaniu

dwóch źródeł napięcia o różnej zawartości wyższych harmonicznych. Pomiary dotyczyły kompletnych, eksploatowanych ograniczników w wykonaniu napowietrznym o napięciu trwałej pracy $U_c = 77$ kV i znamionowym prądzie wyładowczym 10 kA.

Badania wykonano za pomocą zespołów probierczych 50 Hz o napięciu do 150 kV oraz 300 kV (rys. 1) charakteryzujących się znacznym odkształceniem krzywej napięcia (współczynnik $THD > 10\%$). Napięcie mierzono za pomocą miernika WMUT 3 podłączonego do dzielnika pojemnościowego, a prąd wyznaczano na podstawie pomiaru napięcia na oporniku bezindukcyjnym. Obie podane wielkości rejestrowano oscyloskopem cyfrowym Tektronix TDS 5034B dla wyznaczenia składowej czynnej prądu upływowego. Kanały wejściowe oscyloskopu rejestrowały 10000 próbek w czasie 40 ms, na podstawie których następnie obliczano wyższe harmoniczne prądu i napięcia.



Rys. 1. Stanowisko pomiarowe z badanym ogranicznikiem: 1 – transformator wysokiego napięcia 300 kV, 2 – kondensator dzielnika napięciowego, 3 – ogranicznik przepięć

W celu określenia stanu technicznego sześciu ograniczników zmierzono ich prądy upływowe i wyznaczono składowe czynne przy napięciu trwałej pracy $U_c = 77$ kV oraz znamionowym $U_r = 96$ kV. Dodatkowo zgodnie z danymi producenta sprawdzono napięcie odniesienia ogranicznika przy wymuszeniu wartości maksymalnej prądu upływowego równej 5 mA. Według danych producenta napięcie odniesienia powinno zawierać się w granicach od 101,6 do 106,3 kV. Dodatkowo, dla obu zespołów probierczych określono wielkości charakterystyczne zgodne z metodyką proponowaną przez Instytut Energetyki [4]: wartość szczytową i średnią oraz zawartość składowych harmonicznych, a następnie obliczono wielkości p_1 , p_2 , p_3 odpowiednio według zależności (2), (3) i (4).

Pomiary miały na celu sprawdzenie poprawności pomiaru prądu upływowego przy różnej zawartości wyższych harmonicznych w napięciu zasilającym oraz określenie wpływu wyższych harmonicznych napięcia na uzyskane wyniki badań. Wykonano również porównanie wyników badań ogranicznika o powierzchni suchej oraz w czasie oddziaływania sztucznego deszczu.

4. ANALIZA WYNIKÓW POMIARÓW

Zestawienie wyników pomiarów ogranicznika nr 4 na dwóch zespołach probierczych o znacznej i różnej zawartości

wyższych harmonicznych napięcia pokazano w tabeli 1. Nawet przy znacznej zawartości wyższych harmonicznych wskaźniki p_1 stanu technicznego ogranicznika są poprawne. Natomiast pozostałe wskaźniki p_2 i p_3 dotyczące wyższych harmonicznych jednoznacznie przekraczają podane w [4] poziomy dopuszczalne.

Duże odkształcenia krzywej napięcia powodują wzrost harmonicznych prądowych wyższych rzędów, co powoduje znaczne zwiększenie wartości prądu upływowego, w tym także jego składowej czynnej. Obliczenie rzeczywistej wartości składowej czynnej prądu upływowego dodatkowo wymaga znajomości charakterystyk częstotliwościowych ogranicznika, co pozwala wprowadzić kompensację dominujących składowych harmonicznych [9].

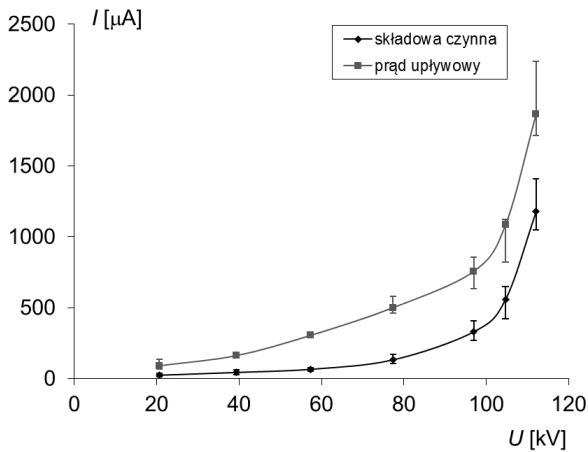
Tabela 1. Wyniki pomiarów i obliczeń wielkości charakterystycznych prądu upływowego dla ogranicznika nr 4

	zespół probierczy A		zespół probierczy B	
parametr prądu upływowego	$U=77$ kV THD_U 13%	$U=96$ kV THD_U 11%	$U=77$ kV THD_U 21%	$U=96$ kV THD_U 18%
wartość szczytowa I_{max} [μA]	678,8	1021,9	948,9	1328,5
wartość średnia I_{sr} [μA]	408,4	597,8	491,1	779,0
zawartość składowych harmon. I_h [μA]	171,5	308,1	415,2	510,4
p_1	0,60	0,58	0,52	0,59
p_2	0,25	0,30	0,44	0,38
p_3	0,42	0,52	0,85	0,66
I_R [μA]	43,6	247,18	172,36	408,17

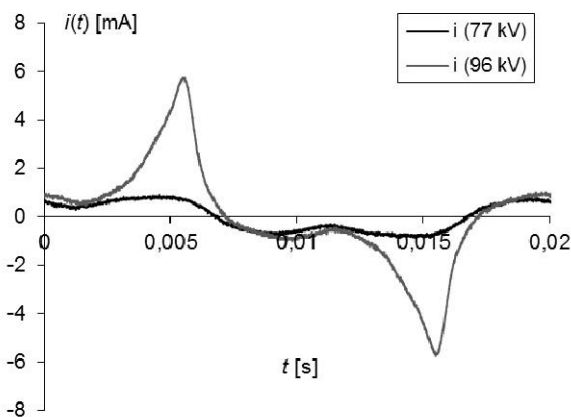
Stan techniczny badanych 6 ograniczników jest podobny. Na rysunku 2 pokazano mierzony zespołem probierczym B poziom prądu upływowego i jego składowej czynnej dla zespołu o THD_U rzędu 20%. Przy dużej zawartości 3-ciej harmonicznej w napięciu zasilającym, dla poszczególnych ograniczników składowa czynna prądu upływowego I_R , przy niewielkim rozrzucie mierzonych wartości (rys. 2), zachowuje stosunkowo niską wartość do napięcia trwałej pracy włącznie. Dla badanych ograniczników obserwuje się zmianę charakterystyki $I(U)$ po przekroczeniu napięcia U_c , co ma związek ze wzrostem składowej rezystancyjnej w prądzie upływowym (rys. 3). Dodatkowo wartości skuteczne napięcia przy amplitudzie prądu upływowego 5 mA są zgodne z wymaganiami producenta ograniczników, co sugeruje ich poprawny stan techniczny.

Przyłożenie do ogranicznika napięcia znamionowego $U_r = 96$ kV powoduje pojawienie się znacznej składowej czynnej, w której zawarte są także harmoniczne wyższych rzędów, ale o relatywnie mniejszych amplitudach w stosunku do składowej podstawowej (rys. 3).

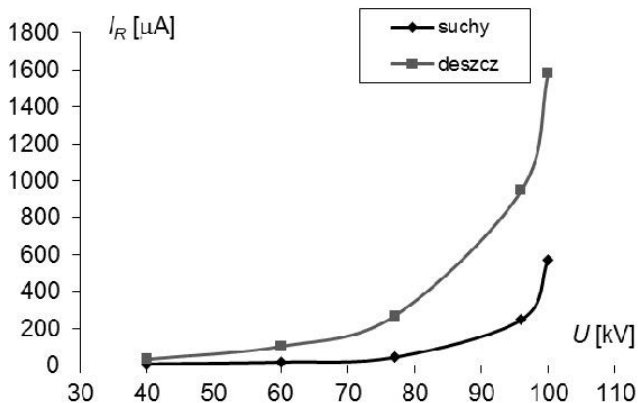
Porównanie wyników pomiarów ogranicznika o suchej i mokrej powierzchni wskazuje na zgodne z oczekiwaniami wyższe wartości składowej czynnej prądu upływowego w warunkach sztucznego deszczu (rys. 4).



Rys. 2. Charakterystyka prądowo – napięciowa dla 6 badanych ograniczników w zakresie prądu upływowego (zaznaczono wartości średnie, maksymalne i minimalne prądu upływowego) w warunkach zasilania zespołem B



Rys. 3. Przebieg prądu upływowego ogranicznika nr 4 zmierzony przy napięciu $U_c = 77$ kV i $U_r = 96$ kV przy warunkach zasilania zespołem probierczym A



Rys. 4. Wpływ stanu powierzchni ogranicznika nr 4 na wartość składowej rezystancyjnej prądu upływowego

5. WNIOSKI KOŃCOWE

W warunkach znacznych odkształceń krzywej napięcia metoda zaproponowana w [4] może nieprawidłowo określać stan techniczny ograniczników przepięć. Dla wymienionej metody w [3, 4] nie podano ostrych związków z kształtem napięcia zasilającego ogranicznik.

Obecność harmonicznych napięciowych podczas pomiarów eksploatacyjnych wymusza konieczność wprowadzenia dodatkowych obliczeń w celu wyznaczenia rzeczywistej wartości składowej czynnej prądu upływowego.

W warunkach opadu atmosferycznego przy napięciu trwałej pracy występuje kilkukrotne zwiększenie składowej czynnej prądu upływowego.

6. BIBLIOGRAFIA

1. Dolnik B.: Investigation of Electrical Properties of ZnO Varistors Stressed by Current Pulses, Proceedings of the 2014 15th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE), 12 – 14.05.2014, pp. 511 – 514.
2. Instrukcja Standardy eksploatacji urządzeń elektroenergetycznych w PGE Dystrybucja S.A. Oddział Łódź-Teren.
3. Papliński P., Wańkiewicz J.: Niestandardowe metody badań ograniczników przepięć w eksploatacji, Przegląd Elektrotechniczny nr 10/2014, pp. 118 – 120.
4. Papliński P., Czarnecki Z., Komorowska I.: Sposób diagnozowania stanu zużycia ograniczników przepięć. Patent Instytutu Energetyki nr 194371.
5. PN-EN 60099-5:2014-01, Ograniczniki przepięć - Część 5: Zalecenia wyboru i stosowania.
6. Lundquist J. i inni: New Method for Measurement of the Resistive Leakage Currents of Metal-Oxide Surge Arresters in Service, IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 5, No. 4, 1990, pp. 1811 – 1822.
7. Olesz M.: Wyznaczanie składowej rezystancyjnej prądu upływu ogranicznika metodą wektorów ortogonalnych, Przegląd Elektrotechniczny nr 11b, 2012, pp. 188 – 191.
8. Xu Z. i inni: A current orthogonality method to extract resistive leakage current of MOSA, IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 28, no. 1, January 2013, pp. 93 – 101.
9. Olesz M.: Wpływ kształtu napięcia na pomiar prądu upływowego ograniczników przepięć, Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki nr 32, 2012, pp. 49 – 52.

LEAKAGE CURRENT MEASUREMENTS AS A DIAGNOSTIC TOOL FOR HIGH VOLTAGE SURGE ARRESTERS

The paper presents some practical methods of technical state of high voltage ZnO surge arresters evaluation. Several methods of laboratory diagnostics and on-site tests were described. The analysis of commonly applied diagnostic methods was supplied by the results of leakage current measurements for HV surge arresters after outdoor exploitation. In condition of voltage distortion, should be used special corrective procedures in order to obtain the real value of the resistive leakage current component.

Keywords: high voltage arresters, varistors, diagnostics.

Politechnika Gdańska

Wydział Elektrotechniki i Automatyki

Gdańsk 2015

ACTIVE MANAGEMENT OF EQUIPMENT COOLING IN HOTELING DATA CENTERS

Artur OPALINSKI

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.: 58 347 1347 e-mail: Artur.Opalinski@pg.gda.pl

Abstract: Hoteling data centers are designated for housing computing and storage units of many, usually small customers, as opposed to traditional data centers supporting own computing and storage resources of a bigger company. One of the services to be provided to consumer's equipment is cooling. Cooling in data centers is prevalently achieved by circulating air in computer room. Efficient cooling requires delivering cold air from central cooling units directly to the equipment that needs it, in appropriate quantity, and at the right time. But with centralized cooling, hot spots and cold spots arise in computer room, caused by uneven, uncontrolled heat generation. The proposed active cold air flow management is to periodically input data from sensors into a model which calculates parameters at every floor localization based on measurements taken at the most reliable measurement locations. Such model has been created and verified by implementation in an industrial data center.

Keywords: air flow, modeling, management, energy efficiency.

1. INTRODUCTION

Hoteling data centers are designated for housing computing and storage units of many, usually small customers, as opposed to traditional data centers supporting own computing and storage resources of a bigger company. Hoteling data centers only provide infrastructure, including physical space, networking connectivity, power and cooling. Customers provide their computing and storage resources to be installed in the physical cabinets provided by hoteling data center.

One of the services to be provided to consumer's equipment is cooling. Cooling in data centers is prevalently achieved by circulating air in computer room. Air is warmed by working computing and storage nodes and exhausted through their fans. This hot air is cooled by computer room air conditioner (CRAC) units which return cool air back into the plenum, to be re-used for cooling.

Efficient cooling requires delivering cold air from CRACs directly to the equipment that needs it, in appropriate quantity, and at the right time. Hoteling data centers are more troublesome in this regard, as they leave little freedom both in physical placement of heat-generating equipment, as well as in balancing processing between nodes. Physical placement is mostly influenced by grouping consumers physical assets, while processing load is totally dependent on customer activity, i.e.

uncontrollable and unpredictable from data center point of view. This makes cooling in hoteling data centers more challenging than in typical data centers.

Additionally, cooling requirements cannot easily be specified by customers; the factor most used is inlet temperature of the cooling air. But this factor is not enough to forecast the amount of heat energy dissipated by equipment in time, i.e. not enough to forecast the right quantity and timing of cool air delivery.

2. STATE OF THE ART

Energy consumption in data centers worldwide is approximated at $3 \cdot 10^{11}$ kWh [1], while mean power consumed by a datacenter is approximated at 2.6 MW [2]. This power is consumed on a relatively small area, which creates challenges not only to produce but also to transfer energy, and to remove the resulting heat [3]. Removing heat, which is generated in significant amounts on the small area has a key meaning, as computing and storage equipment should be operated in precisely prescribed conditions. Not adhering to conditions of ambient air temperature and relative humidity results in increased fault ratio and may void product guarantees [4].

So both economical as well as ecological factors influence the desire to reduce electrical energy consumption in data centers. Hoteling data centers have less possibilities to reduce energy consumption, as only efficiency and optimization of infrastructure can be influenced by managers. The biggest share of infrastructure energy is consumed by cooling systems [5] in such data centers..

Modern data center cooling is typically done in the following way: air is pre-condition by CRACs to the given values of temperature and humidity. The air is then pushed under raised floor, which constitutes a transport channel to deliver cold air to all parts of the computer room. The air escapes to the room through perforated tiles, which should preferably be installed near the air intake of the equipment. The more heat generated by equipment, the more perforated tiles may be needed. Cooling air is then sucked by equipment's fans and flows through equipment's chassis, usually from its front to its rear. At this stage heat from the equipment is absorbed by air. Hot air escapes through equipment rear to the open

plenum. Hot air from the open plenum is taken again by CRACs, and recirculated. To avoid mixing of cold air coming from under the floor with the hot air already in plenum, plenum gets sometimes divided into open or closed aisles, which separate equipment air intakes from equipment air outlets. Equipment is installed in industrial racks, which stay in rows alongside aisles. In older solutions perforated tiles were located under racks [6].

Open cold or hot aisles are sufficient up to approximate load of 4 kW per rack [7], but currently rack load can exceed 8 kW [3], therefore closed aisles are increasingly used.

But with centralized cooling, hot spots and cold spots arise in computer room, caused by uneven, uncontrolled heat generation. This results in inefficient cooling: to ensure environmental conditions at hot spots, cold spots get unnecessarily over-cooled. Two basic methods to counter this in traditional data center are:

- Distributing equipment among racks so that heat is generated evenly in computer room space [9]. This is not possible in hoteling data centers, where consumer decides on amount of equipment placed in the racks assigned to him.
- Matching the amount of cold air with local heat generation, by using tiles with different perforation or tiles with regulated vents [10][11]. This is not possible in hoteling data centers, where changes in processing load and thus in heat generation are dependent on consumer decisions and very variable.

Due to the limits of the above methods, only very approximate reduction of temperature differences in computer room is possible. Additionally none of them addresses the dynamics of consuming electrical energy by customer equipment, and thus the space-distribution and dynamics of heat generation. Therefore energy flow in data centers is currently mainly managed statically. Racks are sub-optimally equipped from heat-generation point of view, as the equipment is bound by other requirements and limitations [12].

Providers of cooling systems and providers of computing equipment recommend only very general guidelines to balance electrical and heat energy (kW to BTU/h). These general recommendation additionally assume installed power, and not the level of power actually used. They also neglect the specifics of cooling medium flow, which features varying parameters, despite common space under floor, due to the area of the floor, under-floor obstacles, and local air flow intensity. So adhering just to these general recommendations, while ensuring a total, lump balance of energy, and ensuring environmental conditions required by equipment, does not provide for optimal consumption of electrical energy by cooling systems [13].

Currently advised and used solutions, aiming at reduction of electrical energy used by cooling systems, encompass:

- IT services virtualization and consolidation. This trend does not pertain to hoteling data centers, however.
- Using static air directors which either separate cold and hot air, or direct air flows accordingly
- Free cooling, i.e. use of outer air, or natural water reservoirs to cool air in the computer room.
- Changing power supply components of IT equipment to reduce losses during local power

conversion, e.g. by using low-voltage alternating current mains, increasing frequency of mains, or using high-voltage direct current [14].

3. SOLUTION

The general solution to the above issues lies in active management and optimization of air flow, so as to direct cooling air according to electrical energy consumption at every computer room localization. But data from temperature, humidity, and flow sensors cannot be reliably used for decision taking, as air flow under floor is very perturbed. Therefore the complete solution is to periodically input data from sensors into a model which calculates parameters at every floor localization based on measurements taken at the most reliable measurement locations. The most reliable measurements describing computer room state are:

- electric energy consumption for each rack,
- localization and state (on or off) of CRACs,
- air down-flow forced by each CRACs,
- the localization and opening rate of floor vents.

After updating with current state, the model offers support for operator decisions to change cold flow pattern, mainly by manipulating opening state of floor vents. Implications of different decisions can be easily modeled by introducing new data into the model. This also includes switching CRACs on or off, or changing the level of air flow forced by CRACs.

Optimal management of environmental conditions in data center is difficult because cooling systems are centralized, while the prescribed conditions must be generally ensured in each point of the computer room, even with unequal heat generation from different equipment or different customers. Heat generated by equipment with its dynamics is a disturbance from the control system point of view (Fig. 1). It is usually assumed that all electrical energy (E_{in}) provided to equipment is eventually dissipated as heat, i.e. that energy escaping in the form of electromagnetic emissions is negligible. Therefore, with assigning E_{out} to the amount of heat energy removed, change in ambient temperature ΔT can be described as:

$$\Delta T(t) = f(E_{in}(t), E_{out}(t)) \quad (1)$$

In hoteling data centers, electrical energy (E_{in}) is out of control as it must be provided at the time and in the amount instantaneously consumed by customer's equipment. Therefore only amount of removed heat (E_{out}) is the component under control.

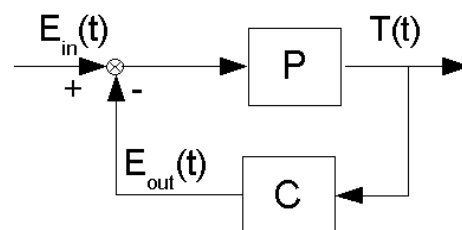


Fig. 1. Ambient temperature as result of imbalance between electrical energy (E_{in}) provided for equipment and heat energy (E_{out}) taken from the equipment. Data center designed as P , control system designed as C

To model flow of air under the floor, a grid approach is used. Each tile is a grid node. Flows under each tile are considered in four basic horizontal directions: North, East, South, West, designated as: F_N , F_E , F_S , F_W , respectively. Additionally for each node vertical direction is considered: up, i.e. air escape to the computer room (F_U) and down, i.e. air moved under the floor (F_D). Flows to the East, to the South and flow down are considered positive. For each node of the grid a single equation is created based on the law of conservation:

$$F_N + F_E + F_S + F_W + F_U = F_D \quad (2)$$

For a data center floor with R tile rows and C tile columns applying (2) to each tile results in $R \times C$ equations, which can be represented in matrix notation as:

$$P_{R \times C} \cdot R_{C \times I} = \Theta_{R \times I} \quad (3)$$

Equation matrix is sparse, and can be numerically solved by LU (lower upper) decomposition. Model parameters are: horizontal air flow resistance between neighboring tiles, vertical air flow resistance through vent tiles (considering its opening), and velocity of air forced by each CRAC. As a result, matrix $P_{R \times C}$ is obtained, where cell values represent pressures under each tile.

4. VERIFICATION

The model has been implemented in software as a C++ program with LAPACK/BLAS (Basic Linear

Algebra Subprograms) [15] library for algebraic matrix computations, and with wxWidgets library [16] for visualization. Results of solving (3) are represented by program (see Figure 2) as a map of data center floor, with each tile colored accordingly to pressure under this tile. Additionally resultant horizontal flow vector for each tile is calculated and presented as arrow on the tile. This feature significantly improves understanding of reasons of observed air flow phenomena.

All model parameters are easily editable in graphic window. Recalculation of matrix $P_{R \times C}$ by LU decomposition takes less than one second on a 16 GB, 2.2 GHz Intel i7 computer under 64-bit Windows (program compiled for 32-bit mode). This supports user in taking decisions, as various combinations of CRAC states and various degrees of floor vents opening can be checked without labor on the real plant. Model results are stable, as opposed to volatile air flow measurements, which gives a clear picture of data center cooling state.

Model parameters in regard to flow resistances, tile vent characteristics, and CRAC air flows have been validated by conducting measurements of flows under floor with a commercial anemometer at 127 tiles in all parts of data center floors. Model-calculated values differed from the measurements by less than 20 % for 101 tiles, i.e. in case of 79 % of all validated tiles, located in all parts of computer room. Obtaining a better result was not possible due to high variability and volatility of air flow measurement results.

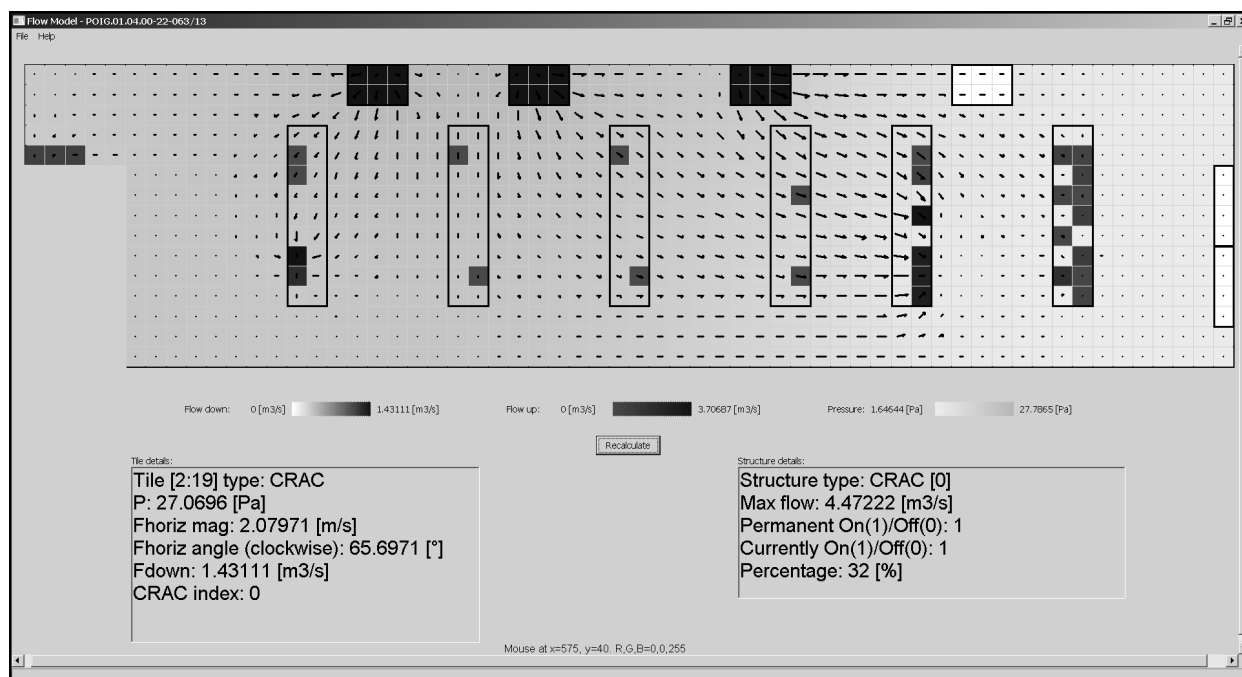


Fig. 2. Results obtained from selected flow model, visualized in computer program written by the Author

5. CONCLUSION

The approach with modeling cold air flows in addition to taking measurements of most reliable computer room parameters proved correct. A decision support system has been created, which allows to model, visualize, and check possible scenarios for different

configurations of cooling system. Decision support system response time is acceptable low.

The model has been validated and the system has been implemented in commercial data center of Pomorskie Centrum Przetwarzania Danych.

6. ACKNOWLEDGEMENT

The research described in this paper has been conducted based on data center of Pomorskie Centrum Przetwarzania Danych, as part of project Developing active heat transfer management system for data centers, financed from European Union Funds by Ministry of Infrastructure and Development, Operational Programme Innovative Economy, Activity 1.4. Support for Special Purpose Projects.

7. REFERENCES

1. Koomey, Jonathan, Worldwide electricity used in data centers. *Environmental Research Letters*. vol. 3, no. 034008. Available online, URL: <http://stacks.iop.org/1748-9326/3/034008> (DOA:2015.09.01). 2008.
2. Koomey, J.: Growth in Data center electricity use 2005 to 2010. Oakland, CA: Analytics Press. August 1, 2011.
3. Hachman M.: Data Centers Expanding, Along with Power Budgets: Survey, available online, URL:<http://slashdot.org/topic/datacenter/data-centers-expanding-along-with-power-budgets-survey/>, April 2013.
4. Alfonso Capozzolia, Gianluca Seralea, Lucia Liuzzoa, Marta Chinnici, Thermal Metrics for Data Centers: A Critical Review, 6th International Conference on Sustainability in Energy and Buildings, SEB-14, Energy Procedia, Vol.62, pp.391–400, 2014.
5. Neudorfer J.: DataCenter Knowledge, Data Center Energy Efficiency, Executive Guide Series, Part3, 2012.
6. Van Geet O.: Trends in Data Center Design - ASHRAE Leads the Way to Large Energy Savings, ASHRAE Conference backed by NREL (national laboratory of the U.S. Department of Energy, Office of Energy Efficiency and Renewable Energy), Denver, June 24, available online, URL: <http://www.nrel.gov/docs/fy13osti/58902.pdf> (DOA 2015.09.01), 2014.
7. Data Center Cooling Efficiency & Containment, DataCenter Experts, available online, URL: <http://www.datacenterexperts.com/products/data-center-cooling-efficiency-and-containment.html> (DOA: 2015,09.01).
8. Ana Maria Juan Ferrer, Jérôme Brun, Mathieu Peyral, Mick Symonds, Chee Tan, Command and control for Data Centers, ATOS, 2014.
9. Samadiani E.: Energy efficient thermal management of data centers via open multi-scale design, PhD dissertation, G.W. Woodruff School of Mechanical Engineering, Georgia Institute of Technology, 2009.
10. Tang Q., Mukherjee T., Gupta S. K. S, Cayton P.: Sensor-Based Fast Thermal Evaluation Model For Energy Efficient High-Performance Datacenters, Intelligent Sensing and Information Processing, ICISIP 2006. Fourth International Conference on, pp.203-208, 2006.
11. Bash, C.E., Patel, C.D., Sharma, R.K.: Dynamic thermal management of air cooled data centers, Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronics Systems, 2006. ITherm '06. The Tenth Intersociety Conference on, pp.446-452, 2006.
12. Yao J., Guan H., Luo J., Rao L., Liu X.: Adaptive Power Management through Thermal Aware Workload Balancing in Internet Data Centers, Parallel and Distributed Systems, IEEE Transactions on, pp.2400-2409 Vol.26, Issue:9, 2015.
13. Wang X., Wang X., Xing G., Chen J., Lin C.-X., Chen Y.: Intelligent Sensor Placement for Hot Server Detection in Data Centers, Parallel and Distributed Systems, IEEE Transactions on, pp.1577-1588 Vol.24, Issue: 8, 2013.
14. Huang W., Allen-Ware M., Carter J.B., Elnozahy E., Hamann H., Keller T., Lefurgy C., Jian Li, Rajamani K., Rubio J.: TAPO: Thermal-aware power optimization techniques for servers and data centers, 2011 International Green Computing Conference and Workshops (IGCC), Proceeding of, 2011.
15. LAPACK — Linear Algebra PACKage, Project Home Page, available online URL: <http://www.netlib.org/lapack/> (DOA: 2015.09.01).
16. wxWidgets Cross-Platform GUI library, Project Home Page, available online URL: <https://www.wxwidgets.org/> (DOA: 2015.09.01).

AKTYWNE ZARZĄDZANIE PRZEPLYWEM POWIETRZA W CENTRACH DANYCH ŚWIADCZĄCYCH USŁUGI KOŁOKACJI

Centra danych świadczące usługi kolokacji oferują przestrzeń fizyczną i infrastrukturę do działania sprzętu obliczeniowego małych klientów, w odróżnieniu od tradycyjnych centrów danych obsługujących zasoby własnej, większej firmy. Jedną z usług świadczonych klientom jest usługa chłodzenia ich sprzętu. Najczęstszą metodą chłodzenia w centrach danych jest obieg powietrza chłodzącego w serwerowni. Efektywne chłodzenie polega jednak na tym, by doprowadzać chłodne powietrze z centralnych jednostek chłodzących do odpowiedniej lokalizacji w serwerowni, we właściwej ilości, i we właściwym czasie. Stosowanie centralnych jednostek chłodzących bez dodatkowych zabiegów skutkuje jednak powstawaniem w serwerowni miejsc przegrzanych i miejsc przechłodzonych. Proponowane rozwiązanie aktywnego zarządzania powietrzem chłodzącym polega na modelowaniu parametrów w każdej lokalizacji serwerowni na podstawie pomiarów dokonywanych periodycznie w miejscach serwerowni oferujących najbardziej niezawodne wyniki. Stosowny model został opracowany i zweryfikowany poprzez wdrożenie w jednym z przemysłowych centrów danych.

Słowa kluczowe: przepływ powietrza, modelowanie, zarządzanie, efektywność energetyczna.

PREDICTION OF CONSUMER ELECTRICITY NEEDS BASED ON INTERNET WEATHER FORECASTS

Artur OPALINSKI

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.: 58 347 1347, e-mail: Artur.Opalinski@pg.gda.pl

Abstract: Electrical energy is considered both as an important driver for producing and transporting goods in companies, as well as a good in itself which requires planning and management for generating and delivering it to consumers in proper time and amounts. Weather information can be considered to convey part of the data on energy delivery needs of consumers. Free meteorological data sources on the Web do not offer consistent data to automate energy consumption forecasts. The paper identifies and addresses these inconsistencies to provide for automatic data gathering and supply to a demand forecasting model.

Keywords: demand prediction, electrical energy, weather forecasts.

1. INTRODUCTION

Short-term load forecasting (STLF), with lead times ranging from a few hours to several days ahead, helps electrical grid operators to make cost effective scheduling of resources, purchase of energy, and maintenance and security analysis studies [1][2].

STLF can be based on meteorological parameters from weather forecasts. For selected USA locations the range of annual energy consumption due to actual weather variations can be as much as +7.0% or -11.0% from long-term average weather patterns [3]. Annual peak electrical demand variation for the same locations is -4.7% to 4.9% [3]. In Poland, the most meteorological influence on demand is attributed to the temperature [4], as it is in other parts of the world [5] Other meteorological conditions are considered less frequently, but nevertheless are also reported as influencing energy use in specific cases [6][7]: sun light, relative humidity, wind direction [8] and speed [8][9], barometric pressure [8].

Recent opening of electricity markets in many countries complicates weather - based predictions, as customer locations are no longer geographically constrained to a continuous, neighboring region. Additional data may therefore be needed for some STLF, including weather forecast data for diverse customer locations.

The question of weather data sources and data acquisition methods for commercial, non-academic use of the existing models remains in shadow. It can be guessed that data originating from Institute of Meteorology and Water Management (Instytut Meteorologii i Gospodarki Wodnej, IMGW) is primarily used by commercial companies in Poland, and data from similar, relevant

meteorological institutions is used thorough the world (ECOMET institutions in European countries). Meteorological data is expensive for commercial use in volume and in digital form when provided by IMGW, or when provided by other ECOMET institutions, and hard to obtain without their involvement [10].

Meteorological institutions, including IMGW, are also required by law to publish free daily weather forecasts. For a long time this forecast data could only be manually extracted from IMGW publication archives or from popular newspaper archives for free; the daily forecasts could also be sourced from TV or radio broadcasts. Due to the recent technological advancements, a lot of useful information exists on the World Wide Web, including free weather forecasts. Sourcing data from the Web allows to get the most current data by anyone, at any time, and for diverse short-term planning horizons and geographical locations.

The goal of this paper it to present and to overcome challenges which arise when data useful for existing electricity demand prediction models is collected from the Web.

2. STATE OF THE ART

Weather forecast public data is made available on the Web in a variety of formats, using one of two mechanisms:

- Weather API - conceived for machine-processing by Web mashups, provide data mainly in XML format. There is no standard of data representation and also different communications methods are used to request the data, resulting in unique APIs used on different sites [11].
- Human-ready HTML presentations – very popular on the Web for weather forecasts, including also the sites providing Weather API. HTML is oriented on human presentation and thus data embedded therein is difficult for other machine processing. Web data is mixed together with formatting code. Actual HTML files downloaded from the web contain many formatting inconsistencies, which require special handling. Weather forecast data is often intertwined with irrelevant data, e.g. advertisements. As the result of site software upgrades or reconfigurations, unexpected and unannounced changes to the presentation format may occur. While the changes often go unnoticed by humans, they mostly require

changes to the machine processing of the weather forecasts.

Weather APIs, while promising, are still too immature due to the lack of standard. Therefore accessing data in the human-readable form is further investigated in this paper, as providing broader range of data sources to choose from.

Existing HTML data extraction techniques are based on wrappers and can be divided into two groups. Position-based solutions, currently employing DOM and XPath to describe the location (coordinates) of information in the document structure. Position-based solution provide very high accuracy when wrappers are generated by humans, but separate wrappers must be provided for different document structures used by Web sites considered as sources [12]. Ontology-based solutions, which offer the possibility to extract data from previously unseen web pages by employing domain knowledge and data labeling (if available). These methods allow to harvest data from many sources without growing human labor, but their accuracy is lower [13].

Due to the need of correct input data for predictions, this paper is pursuing the position-based approach. The arising issues of different HTML document structures at different Web sites and the problem of document format changes are addressed in the following section.

3. PROBLEM FORMULATION

STLF models are algorithms which produce their output based on a predefined set of inputs. Inputs are usually introduced in the form of time series, to represent parameter changes in the past, and require input data to be uniform in:

- **Scope**, i.e. it is required that the same parameters are available for each time instant considered by model.
- **Units**, i.e. it is required that the same parameters are expressed in the same measurement units for every time instant.
- **Time resolution**, i.e. it is required that time series contain parameter values taken at common time instants.

To the contrary to the above requirements, a short review of random, popular meteorological data sources on the Web (see Table 1) reveals that they are not uniform in respect to the above. Additionally, meteorological data sources on the Web differ by the following aspects vital to automatic data gathering:

- **Inconsistent data format**. Data is usually expressed in HTML tables, but these tables are organized very differently by different sources. Additionally sources present only textual data, some present only graphical data (pictures), and some provide meteorological information in mixed form. Thus localizing and perceiving data is intuitive for humans, but hard for automatic processing.
- **Inconsistent data values** for same time and geographical location, resulting from using different weather models and different input data for generating the weather forecasts. Web sources generally do not disclose models nor provenience of data they rely on.
- **Inconsistent time range** of published data, both in regard to history and to future.

4. SOLUTION

To solve all the above identified issues (data inconsistencies in scope, units, time resolution, format, values, and time range, availability), system architecture has been proposed as in Figure 1.

Acquisition Agents (AAs) are configured with Web URL and with the name of the geographic location(s) to collect data for. AAs are the most variable part of the system, as they must be programmed to parse data format provided by Web source to extract all currently available data, map graphical symbols to numerical values, and convert values to use a unified set of units (SI unit system is used further down processing). AAs are called at predefined instants of time by external mechanisms to collect data, preprocess it, and to send it to store. When data source is unavailable, AAs send reserved values (NULL) to the store to indicate lack of data for a specified time instant Thus AA role is to remove the limitations in data format, data units, and to address partially data availability, subject to Meteorological Data Store cooperation.

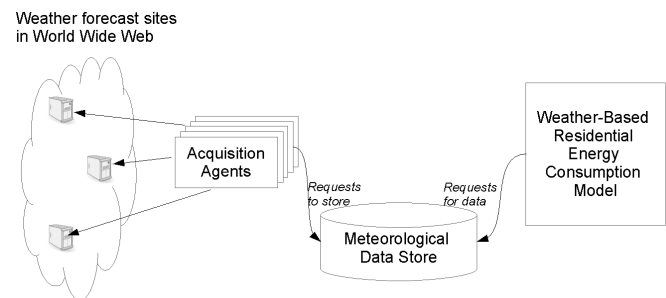


Fig. 1. Software architecture for automated import of Internet weather forecasts

Main task of Meteorological Data Store (MDR) is to accept data from AAs and to store it in database, to make it available for the Weather-Based Residential Energy Consumption Model (WBRECM). For each stored piece of data, also data source and time related to this data is stored. This additional information is checked against data requests from WBRECM to provide parameters from indicated sources and for indicated time range. If the requested range contains NULL values, a WBRECM request for this data is declined.

MDR uses a common time resolution of 1 hour for data from all sources. If a source of data offers lower time resolution of forecast data, MDR interpolates missing values. The simplest form of interpolation may be repeating the last value from this source. MDR is also responsible for removing duplicate data entries, should some agents be called too often, i.e. before their Web sources offered refreshed data. Duplicates are prevented by always accepting the newest data values from AAs for a given time instant, unless these values are NULL.

The role of MDR is therefore to remove the limitations caused by inconsistencies in data time resolution, data scope, and data availability. It also partially addresses data scope and data time range, subject to WBRECM requests.

WBRECM sends requests for data to MDR, indicating data time range, data parameters, and data sources for each of these parameters. Thus the user of the model is able to express his preferences over selection of values from specific data sources. This completes resolution of data time range, and helps to solve the issue of selecting data sources, i.e. of selecting between different data values obtained from different sources.

Tab. 1. Inconsistencies in five aspects of selected free meteorological Web data sources

	Scope [absolute temperature, temperature 'feels like', precipitation, pressure, humidity, wind speed, wind direction, cloudiness, sunrise/sunset]	Units [metric/US+ remarks]	Time resolution [h]	Data format [graphic/textual/mixed]	Forecast time range [h]
meteo.pl	temperature, precipitation, pressure, wind speed, wind direction, cloudiness	Metric; cloudiness in octants, precipitation as mm/h	1	graphic	60/72/80
yr.no	temperature, precipitation, wind speed, wind direction, cloudiness, sunrise/sunset	Metric; cloudiness as graphics, precipitation as mm/h	4	mixed	66
mojapogoda.pl (meteogroup.com)	temperature, precipitation, wind speed, wind direction, cloudiness	Metric; cloudiness as graphics, precipitation as mm/h and probability	4	graphic	168
storm247.com	absolute temperature, temperature 'feels like', precipitation, pressure, wind speed, wind, humidity, direction, cloudiness, sunrise/sunset]	Metric; precipitation as mm/h, wind direction as graphics	6	mostly textual	216
weather.com	Scope [absolute temperature, temperature 'feels like', precipitation, humidity, wind speed, wind direction, cloudiness, sunrise/sunset]	US, precipitation as mm/h, cloudiness as graphics and in descriptive form, wind direction in compass bearings	1	mixed	8/72/120/240
weather.msn.com	absolute temperature, precipitation, cloudiness	US, precipitation as probability, cloudiness as graphics	1	mixed	144+
twojapogoda.pl	absolute temperature, temperature 'feels like', precipitation, pressure, humidity, wind speed, wind direction, cloudiness	Metric, precipitation as mm/h, cloudiness in percent, wind direction as graphics	1	Mostly textual	384
pogodynka.pl	absolute temperature, precipitation, wind speed, wind direction, cloudiness	Metric, precipitation and cloudiness as graphics, wind direction as graphics	12/24	mixed	144

5. VERIFICATION

Software components in C and in Python have been developed for verification, including weather-based STLF residential energy consumption model (WBRECM). It captures possibly many meteorological parameters, being mentioned as having potential significance in different models referenced before; it is not specific to any geographic region. The model reflects: heating and cooling needs, based on temperature and wind, with a 6h lag,, lightning needs, based on: sun radiation and twilight times for GMT+1 timezone, and weekly electricity usage periodicity.

To prove that the proposed solution overcomes the identified inconsistencies of data scope, units, time resolution, format, values, and time range, two verification cases have been used:

Case 1: two Web data sources (A: pogodynka.pl and B: twojapogoda.pl) for the same geographic location, providing the same data scope and units, but differ in time resolution, data format, data values, and time range.

Case 2: for the same geographic location part of data (temperature) acquired from source A, and part of data (wind speed and Sun radiation) from source B. This was to simulate overcoming a limited scope of data in a single Web data source.

Results are depicted in Figure 2. Data set A and data set B come from two Web sources and differ in data format, units (coding), and time resolution. Despite that, model is able to generate predictions for both. Differences in predictions result from differences in weather forecast data; decision on preferring one source over another one is left to the user.

The combined input set A+B demonstrates that in case of data unavailability or inconsistencies in data scope, modeling is still possible by combining data from selected Web sources. Such forecast will of course differ from forecasts made using only data set A or only data set B. Selecting the Web sources is left to the user to mitigate issues of data quality as required.

6. CONCLUSION

Predicting electricity consumption is important for balancing its generation and for better distribution. Freely available weather forecasts can be used to automatically generate information on future demand, after overcoming data issues specific in such usage scenario.

This paper presents how to automatically and reliably collect and use data from different Web sources. The following data inconsistencies have been identified: scope, units, time resolution, format, values time range and availability. The paper proves that by carefully designing a distributed system architecture, it is possible

to fully address all identified data inconsistencies. The most decisive factors are left to the user, as user is involved in selecting data sources for each parameter, and data ranges to match his actual modeling needs.

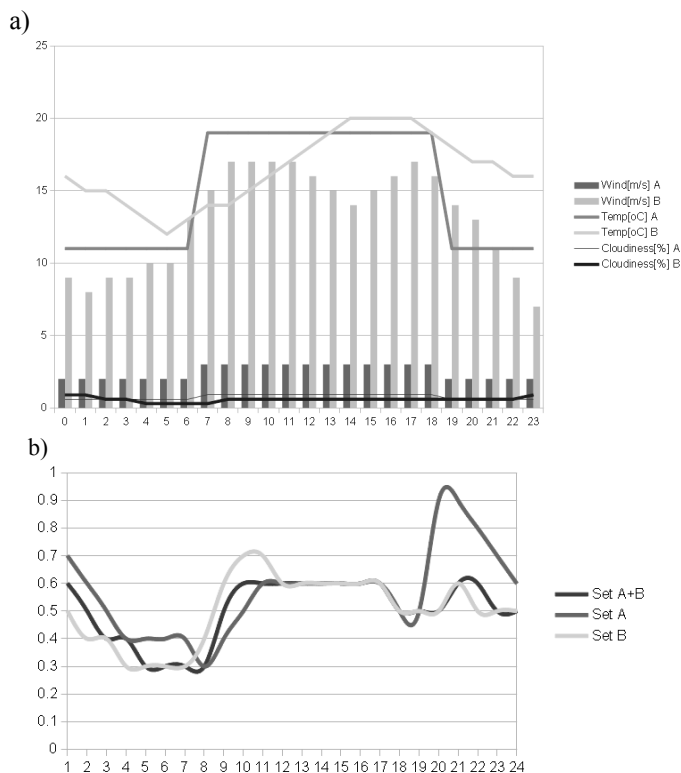


Fig. 2. a) Model input meteorological data from sources A and B, for 24 consecutive hours, on Thursday, in Summer, same geographic location, b) Predicted electricity consumption values for scenario Case 1 (Set A and set B) and for scenario Case 2 (set A+B).

7. REFERENCES

- Hayes, B., Gruber, J., Prodanovic, M.: Short-Term Load Forecasting at the local level using smart meter data, in Proc of IEEE PowerTech, 2015.
- Wu, X. ; Wang, X. ; Bi, S., Zhang, P.: Short-term load forecasting based on big data technologies, CSEE Journal of Power and Energy Systems, Vol.1, Issue:3, pp.59-67, 2015.
- Drury B. Crawley, Which Weather Data Should You Use for Energy Simulations of Commercial Buildings?, ASHRAE Transactions, vol.104 part 2, 1998.
- Łyp, J., Popławski, T., Starczynowska, E.: The comprehensive analyze of influencing meteorological factors on load variation in the National Power System, Electrotechnica Review, R.87, No.2, pp.97-100, 2011.
- Eugenio F. Sanchez-Ubeda, Ana Berzosa: New variables to improve electricity and natural gas consumption forecasting: Dynamic degree-days, Avances in Inteligencia Artificial, Vol.1, 2011.
- Ziser, C. J., Dong, Z. Y., Saha, T. K.: Investigation of Weather Dependency and Load Diversity on Queensland Electricity Demand, Proc. AU Power Engineering Conf, pp.457-462, 2005.
- Beccali M., Cellura M., Brano V. L., Marvuglia A.: A neural network model to forecast urban electricity consumption from weather data, World Renewable Energy Congress VIII Book of Abstracts, USA, 2004.
- Drury B. Crawley, Which Weather Data Should You Use for Energy Simulations of Commercial Buildings?, ASHRAE Transactions, vol.104 part 2, 1998.
- Włodarczyk, A., Zawada, M.: Modeling the impact of the weather factors on the electrical energy consumption in one of the regions in the southern Poland, Proc. of 7th International Conference on the European Energy Market (EEM), 2010.
- Maj M.: IMGW Data – not for free, and the price may be prohibitive, Internet Users's Journal, Business and Law, 2012, available online, URL:http://di.com.pl/news/46012,0,Dane_IMGW_-_nie_dostaniemy_ich_darmo_a_ceny_bywaja_zaporo_we.html (DOA: 1.08.2015).
- John Musser, 5 Weather APIs – From WeatherBug to Weather Channel, web blog entry. available online, URL: <http://blog.programmableweb.com/2009/04/15/5-weather-apis-from-weatherbug-to-weather-channel/> (DOA: 1.07.2015).
- Alberto H. F. Laender, Berthier A. RibeiroNeto, Altigran S. da Silva, Juliana S. Teixeira, A Brief Survey of Web Data Extraction Tools, ACM SIGMOD, Vol.31 Issue 2, pp.84-93, 2002.
- Ferrara E., De Meo P., Fiumara G., Baumgartner R.: Web Data Extraction, Applications and Techniques: A Survey, available online, URL: <http://www.emilio.ferrara.name/wpcontent/uploads/2011/07/survey-csur.pdf>, (DOA: 1.08.2015).

PRZEWIDYWANIE ZAPOTRZEBOWANIA NA ENERGIĘ ELEKTRYCZNĄ NA PODSTAWIE INTERNETOWYCH PROGNOZ POGODY

Energia elektryczna jest istotna w produkcji i transporcie, zaś w pewnych gałęziach gospodarki również jako dobro samo w sobie, wymagające planowania i zarządzania generacją oraz dystrybucją, w celu dostarczenia do klienta w odpowiednim czasie i ilości. Przyjmuje się, że informacje pogodowe niosą dane na temat zapotrzebowania energetycznego konsumentów. Darmowe źródła pogodowe w Internecie oferują dane niespójne, które nie pozwalają na automatyzację procesu prognozowania zapotrzebowania. Artykuł wskazuje te niespójności, oraz wskazuje sposoby ich zniwelowania, w celu zapewnienia automatycznego zbierania danych oraz generowania prognoz zapotrzebowania.

Słowa kluczowe: planowanie zapotrzebowania, energia elektryczna, prognozy pogody.

OCENA WYBRANYCH WŁAŚCIWOŚCI METROLOGICZNYCH LICZNIKÓW ENERGII ELEKTRYCZNEJ PRĄDU STAŁEGO

Przemysław OTOMAŃSKI¹, Przemysław ZAZULA²

1. Politechnika Poznańska, Instytut Elektrotechniki i Elektroniki Przemysłowej
tel.: 0-61 665 2599 e-mail: przemyslaw.otomanski@put.poznan.pl
2. Okręgowy Urząd Miar w Poznaniu, Pracownia Pomiarów Wielkości Elektrycznych
tel.: 0-61 856 7265 e-mail: pzazula@wp.pl

Streszczenie: W artykule przedstawiono stanowisko pomiarowe, przeznaczone do oceny właściwości metrologicznych nowoczesnych liczników energii elektrycznej prądu stałego. Stanowisko to składa się z dwóch wielofunkcyjnych kalibratorów, oraz skonstruowanej na potrzeby tego stanowiska specjalizowanej przystawki wysokonapięciowej umożliwiającej generację napięć stałych do 4 kV o odpowiednio wysokiej dokładności. Opisano szczegółowo poszczególne elementy tego stanowiska wraz z wynikami wzorcowania.

Słowa kluczowe: system pomiarowy, licznik energii elektrycznej prądu stałego, niepewność pomiaru.

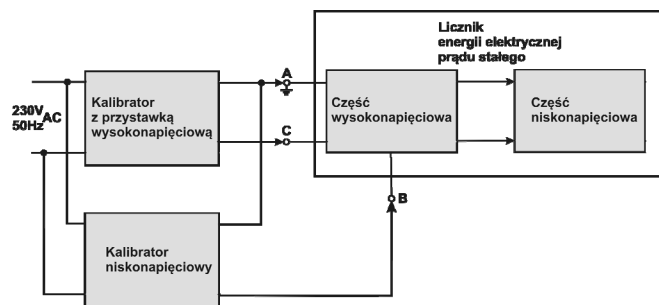
1. WPROWADZENIE

Ocena parametrów metrologicznych urządzeń służących do rozliczeń pomiędzy podmiotami gospodarczymi jest złożonym problemem pomiarowym. W praktyce często przyjmuje się, że odpowiednią formą takiej oceny jest wzorcowanie. Uzyskane w wyniku wzorcowania wartości, powiązane z niepewnością ich wyznaczenia, powinny być określone w konkretnych punktach pomiarowych. Punkty te powinny być zgodne z odpowiednimi normami i innymi dokumentami uzupełniającymi. W pracy przedstawiono opracowane i skonstruowane stanowisko pomiarowe, przeznaczone do oceny właściwości metrologicznych liczników energii elektrycznej prądu stałego EM3000 firmy Sesto. Liczniki tego typu znajdują zastosowanie w pomiarach mocy i energii prądu stałego w sieci trakcji kolejowej.

2. UKŁAD POMIAROWY

Konstrukcja badanych liczników energii elektrycznej prądu stałego, wymusiła przygotowanie stanowiska pomiarowego, które umożliwia wzorcowanie licznika przy zasilaniu napięciem stałym w zakresie od 0 V do 4 kV oraz sygnałem z bocznika prądowego odpowiadającego przepływowi prądu o wartościach od kilkudziesięciu do ponad tysiąca amperów. Wartości napięć zasilających wymusiły odpowiednią konfigurację aparatury na tym stanowisku, która gwarantuje zarówno właściwą separację galwaniczną poszczególnych podzespołów stanowiska, jak również jego bezpieczną obsługę.

Na rysunku 1 przedstawiono schemat opracowanego stanowiska pomiarowego do badań liczników energii elektrycznej prądu stałego. Opracowane stanowisko pomiarowe składa się z dwóch wielofunkcyjnych kalibratorów oraz skonstruowanej na potrzeby tego stanowiska specjalizowanej przystawki wysokonapięciowej umożliwiającej generację napięć stałych w żądanym zakresie do 4 kV, z odpowiednią niepewnością pomiaru.



Rys. 1. Schemat stanowiska pomiarowego do badań liczników energii elektrycznej prądu stałego

Sygnal pomiędzy zaciskami A i B odpowiada, w układzie rzeczywistym, spadkowi napięcia na zewnętrznym boczniku pomiarowym, natomiast sygnal pomiędzy zaciskami A i C jest napięciem odpowiadającym w rzeczywistości wysokiemu napięciu w trakcji elektrycznej. W opracowanym układzie pomiarowym napięcie U_{AB} osiąga niewielkie wartości, dzięki czemu zminimalizowano koszty izolacji pomiędzy wewnętrznymi blokami układu pomiarowego. Zacisk C znajduje się na wysokim potencjale ujemnym- 4 kV. Dzięki odpowiedniej konfiguracji i izolacji tego zacisku zagwarantowano bezpieczną obsługę całego stanowiska pomiarowego.

Kalibrator razem z przystawką wysokonapięciową pracuje przy niskich wartościach prądu obciążenia licznikiem rzędu 10 mA. Drugi z kalibratorów odpowiada za generację sygnału proporcjonalnego do spadku napięcia na boczniku pomiarowym. Pracuje on przy wartościach napięć wyjściowych do ± 200 mV. Odpowiada to w rzeczywistości przepływowi przez bocznik pomiarowy prądu o wartościach rzędu tysiąca i więcej amperów.

Opracowany układ gwarantuje zgodne z oczekiwaniami parametry metrologiczne, minimalny pobór

energii z sieci zasilającej, co jest istotne z punktu widzenia kosztów przeprowadzanych badań, jak również właściwą separację podzespołów.

Wyznaczona względna wartość niepewności rozszerzonej tej części stanowiska pomiarowego wynosi 0,06 % i jest określona w aktualnym świadectwie wzorcowania.

W pierwotnej wersji tego stanowiska, opisanej w pracy [1], pomiaru czasu dokonywano stoperem mechanicznym. Charakterystykę metrologiczną stopera w postaci wzoru na bezwzględny błąd pomiaru czasu $\Delta\tau$, wyrażonego w sekundach, przedstawia zależność (1)

$$\Delta\tau = \left[\left(\frac{\Delta_d \pm U_d}{86400} \right) \cdot \tau + (\Delta_k \pm U_k) \right], \quad (1)$$

gdzie: Δ_d oznacza błąd długoterminowy, U_d niepewność rozszerzoną błędów długoterminowych, Δ_k błąd krótkoterminowy, U_k niepewność rozszerzoną błędów krótkoterminowych, natomiast τ mierzony przedział czasu w sekundach. Błąd długoterminowy dla stopera tego typu związany jest głównie z naciągami sprężyny, natomiast błąd krótkoterminowy ma związek przede wszystkim z czasem reakcji osoby przeprowadzającej pomiary. Przy pomiarze czasu rzędu 10 minut tym stoperem uzyskano wartość niepewności rozszerzonej na poziomie 0,11 s.

Do obecnej wersji stanowiska pomiarowego wprowadzono istotne modyfikacje, które pozwoliły na znaczne zmniejszenie niedokładności pomiaru energii. Wprowadzone zmiany pozwoliły na wyeliminowanie błędów związanego z czasem reakcji osoby przeprowadzającej pomiary. Wysokie napięcie, uzyskiwane z kalibratora z przystawką wysokonapięciową, jest podłączane przez cały czas trwania pomiarów do badanego licznika. W trakcie normalnej pracy licznika w sieci trakcyjnej prąd obciążenia mierzony jest przez licznik pośrednio, poprzez spadek napięcia na zewnętrznym boczniku. Na stanowisku pomiarowym symulacja prądu obciążenia mierzonego przez licznik realizowana jest przez kalibrator niskonapięciowy, którego sygnał wyjściowy symuluje spadek napięcia z bocznika. Kalibrator ten jest wyposażony w precyzyjny generator interwału czasu (GIC) o zakresie nastaw (1–85) min. Generuje on sygnał przez ściśle określony interwał czasu, standardowo jest to 15 minut. Konstrukcja tego kalibratora umożliwia generację impulsu o możliwie największej stromości narastania, co jest równoznaczne z jak najkrótszym czasem załączenia i wyłączenia tego impulsu.

Kalibrator łącznie z GIC wywzorcowano w celu wyznaczenia niedokładności pomiaru czasu i napięcia. Błąd odtwarzania interwału czasu przez GIC w zakresie (1-15) minut określony jest zależnością (2)

$$\Delta\tau = 5,18 \text{ ms} - y \cdot \tau_n \pm 0,02 \text{ ms}, \quad (2)$$

gdzie τ_n jest wartością nominalną interwału czasu nastawioną na GIC, a wartość parametru y wyznaczona podczas wzorcowania wyniosła $(-5,8 \pm 0,1) \cdot 10^{-5}$ s/s. Błąd odtwarzania wyznaczono jako różnicę pomiędzy wartością umownie prawdziwą odtwarzanej wielkości a jej wartością nominalną. Wyniki wzorcowania GIC kalibratora niskonapięciowego dla interwału czasu równego 15 minut oraz wyniki wzorcowania tego urządzenia dla szerokiego spektrum napięć przedstawiono w pracy [2]. Wyniki wzorcowania zostały odniesione do państwowego wzorca

jednostek miar czasu i częstotliwości oraz państwowego wzorca jednostki miary napięcia elektrycznego stałego. Niepewność pomiaru została wyznaczona zgodnie z zaleceniami zawartymi w dokumencie [3]. Dzięki opisanym modyfikacjom wartość niepewności rozszerzonej pomiaru, w porównaniu z metodą pomiaru stoperem mechanicznym, jest ponad pięćdziesięciokrotnie mniejsza.

3. BADANIA EKSPERYMENTALNE

Na stanowisku pomiarowym, przedstawionym na rysunku 1, przeprowadzono wzorcowanie liczników energii elektrycznej prądu stałego EM3000. Szczegółowe parametry tego licznika są zawarte w dokumencie [4]. W trakcie tego procesu porównywano wskazania badanego licznika z nastawami na przyrządach kontrolnych. Odczyty były dokonywane z wyświetlacza licznika z rozdzielczością 0,01 kWh. Ponieważ rejestracja energii pobranej i oddanej do sieci, w przypadku liczników zamontowanych w elektrowozach, odbywa się standardowo w okresach 15-minutowych, celowe i zasadne jest, aby czas pomiaru parametrów licznika wynosił również 15 minut.

W celu weryfikacji stanowiska pomiarowego odnośnie do powtarzalności wyników pomiarów, przeprowadzono badania tego samego egzemplarza licznika przez kilka osób. Celem badań było określenie czy uzyskane wyniki pomiarów są powtarzalne, czy różnią się istotnie, tzn. weryfikowano hipotezę zerową $H_0: \mu_1 = \mu_2$ wobec hipotezy alternatywnej $H_1: \mu_1 \neq \mu_2$, gdzie μ_1 i μ_2 oznaczają wartości oczekiwane dwóch populacji o liczebnościach odpowiednio n_1 i n_2 . W zależności od informacji o tych populacjach stosuje się określony typ testu. Ponieważ każda z osób powtarzała pomiary wielokrotnie zastosowano statystykę t , która ma rozkład Studenta o liczbie stopni swobody $m = n_1 + n_2 - 1$ danej zależnością (3)

$$t = \frac{\bar{x}_1 - \bar{x}_2}{\sqrt{\frac{n_1 \cdot S_1^2 + n_2 \cdot S_2^2}{n_1 + n_2 - 2} \left(\frac{1}{n_1} + \frac{1}{n_2} \right)}}, \quad (3)$$

gdzie: wartości średnie \bar{x}_1 i \bar{x}_2 określone są według znanych zależności dla populacji o liczebnościach odpowiednio n_1 i n_2 , natomiast wariancje S^2 wyznacza się z zależności (4)

$$S_1^2 = \frac{1}{n_1} \cdot \sum_{i=1}^{n_1} (x_i - \bar{x}_1)^2, \quad S_2^2 = \frac{1}{n_2} \cdot \sum_{i=1}^{n_2} (x_i - \bar{x}_2)^2. \quad (4)$$

Z tablic rozkładu Studenta odczytuje się wartości krytyczne $t_{\alpha m}$ dla założonego poziomu istotności α i liczby stopni swobody $m = n_1 + n_2 - 1$. Obliczoną na podstawie wyników z próby wartość statystyki, daną zależnością (3), porównuje się z wartością krytyczną badając, czy znalazła się w obszarze krytycznym czy nie. Podjęta w związku z tym decyzja o odrzuceniu hipotezy zerowej H_0 , albo braku podstaw do jej odrzucenia, jest równoznaczna z tym, że różnicę między średnimi z prób uznaje się za istotną lub nieistotną.

W wyniku przeprowadzonych badań stwierdzono, że wartości statystyk t znalazły się w przedziale (0,04-0,042). Wartość krytyczna, odczytana z tablic rozkładu Studenta, dla poziomu istotności $\alpha = 0,05$ jest równa $t_{\alpha m} = 2,101$. Wobec tego stwierdzono, że w każdym przypadku uzyskane wyniki nie różnią się istotnie, czyli można stwierdzić, że nie ma

podstaw do odrzucenia hipotezy zerowej. Powyższy fakt świadczy o dobrej powtarzalności wyników pomiarów.

Pomiary przeprowadzono na partii 10 liczników energii elektrycznej prądu stałego klasy 1. Dla każdego licznika przeprowadzone badanie polegało na pomiarach wielokrotnych, minimum 10-krotnych, które były niezbędne do określenia rozrzutu uzyskanych wyników, ewentualnie do eliminacji błędów nadmiernych. Dla całej populacji liczników przeprowadzono badania, które obejmowały pomiary napięcia, prądu oraz energii pobranej i oddanej do sieci energetycznej. Wielokrotne powtarzanie pomiarów powodowało, że przeprowadzane badania były bardzo czasochłonne. Pozwoliło to jednak na wykonanie obiektywnych i wiarygodnych pomiarów, które pozwoliły na sformułowanie jednoznacznych konkluzji. Wszystkie pomiary przeprowadzono na stanowisku pomiarowym przedstawionym na rysunku 1.

W tablicach 1-4 zestawiono wyniki badań eksperymentalnych, przykładowego egzemplarza licznika energii elektrycznej prądu stałego, dla pomiarów napięć, prądów oraz energii pobranej i oddanej. W przypadku pomiarów napięć badania przeprowadzono dla napięcia nominalnego $U_n = 3300$ V oraz dla napięć różniących się od napięcia nominalnego o $\pm 10\%$. W przypadku badania rzeczono licznika w zakresie zmian prądu pomiary przeprowadzono w siedmiu punktach kontrolnych dla następujących wartości prądu: 25 A, 50 A, 125 A, 250 A, 400 A, 500 A oraz 750 A, przy czym wartość prądu nominalnego dla tego licznika wynosiła $I_n = 500$ A. Wartości zawarte w tabelach odczytano z wyświetlacza licznika – wartość zmierzona W_{zm} i z nastaw na wzorcach pomiarowych – wartość odniesienia W_{od} . Wartość błędu pomiaru Δ wyznaczono zgodnie z zależnością $\Delta = W_{zm} - |W_{od}|$ dla pomiarów napięć i prądów, natomiast w przypadku pomiarów energii zgodnie z zależnością $\Delta = W_{zm} - W_{od}$.

Tablica 1. Wyniki wzorcowania licznika EM3000 przy pomiarach napięcia

Pomiar napięcia $U_n = 3300$ V			
Wartość zmierzona	Wartość odniesienia	Błąd pomiaru Δ	Niepewność pomiaru U
V	V	V	V
2972,10	-2971,00	1,1	2,0
3302,46	-3301,40	1,1	2,2
3632,87	-3631,80	1,1	2,4

Tablica 2. Wyniki wzorcowania licznika EM3000 przy pomiarach prądu

Pomiar prądu $I_n = 500$ A			
Wartość zmierzona	Wartość odniesienia	Błąd pomiaru Δ	Niepewność pomiaru U
A	A	A	A
24,72	-25,00	-0,28	0,04
49,68	-50,00	-0,32	0,04
124,74	-125,00	-0,26	0,04
250,10	-250,00	0,10	0,05
399,96	-400,00	-0,04	0,05
499,85	-500,00	-0,15	0,06
749,65	-750,00	-0,35	0,07

Tablica 3. Wyniki wzorcowania licznika EM3000 przy pomiarach energii pobranej

Pomiar energii pobranej $U = 3300$ V, $I = 500$ A, $t = 0,25$ h			
Wartość zmierzona	Wartość odniesienia	Błąd pomiaru Δ	Niepewność pomiaru U
kWh	kWh	kWh	kWh
412,61	412,69	-0,08	0,35

Tablica 4. Wyniki wzorcowania licznika EM3000 przy pomiarach energii oddanej

Pomiar energii oddanej $U = 3600$ V, $I = -500$ A, $t = 0,25$ h			
Wartość zmierzona	Wartość odniesienia	Błąd pomiaru Δ	Niepewność pomiaru U
kWh	kWh	kWh	kWh
450,17	450,25	-0,08	0,31

4. BUDŻET NIEPEWNOŚCI

Końcowy wynik pomiaru jest kompletny tylko wówczas, kiedy zawiera zarówno wartość wielkości mierzonej, jak i niepewność wyniku pomiaru związaną z tą wartością. Zestawienie wszystkich zidentyfikowanych składowych niepewności standardowych oszacowanych metodą typu A i B nazywa się budżetem niepewności. Celem jego tworzenia jest dostarczenie dowodu, że niepewność złożona wyniku pomiaru została oszacowana rzeczowo i wnikliwie w sposób dający się zweryfikować. Prawidłowo skonstruowany budżet umożliwia dostarczenie dowodu, że analizowano wszystkie składniki niepewności, także te, których udział w niepewności złożonej okazał się nieistotny. Oznacza to, że nie odrzucono żadnego składnika arbitralnie, na podstawie subiektywnych przekonań lub tradycyjnego sposobu postępowania.

Wszystkie ujawnione składowe niepewności rozszerzonej zostały wyznaczone i uwzględnione w końcowym budżecie niepewności. Niepewność rozszerzona wyniku pomiaru została wyznaczona zgodnie z zaleceniami zawartymi w dokumentach [3] i [5]. Jej wartość wyznaczono na podstawie prawa propagacji niepewności. W analizie uwzględniono rozrzut wyników pomiarów, niedokładności kalibratora z przystawką wysokonapięciową, rozdzielczość badanego licznika, jak również w przypadku pomiarów energii niepewności związane z pomiarami napięcia, prądu oraz czasu.

Podane wartości niepewności stanowią niepewność rozszerzoną przy założonym poziomie ufności $p \approx 95\%$. W opracowanym budżecie niepewności uwzględniono wszystkie zidentyfikowane niepewności składowe oszacowane metodą typu A i B, również te, których wartość oszacowano jako zero. Taka informacja oznacza, że określony składnik niepewności był analizowany, a przyjęcie jego zerowej wartości jest uzasadnione warunkami pomiaru [6]. Dla wyników pomiarów, zestawionych w tablicach 1-4 opracowano budżety niepewności zgodnie z opisanymi regułami.

W przypadku tworzenia budżetu niepewności dla energii pobranej i oddanej do sieci elektroenergetycznej należy rozważyć większą liczbę czynników. Dlatego też w celu wyznaczenia niepewności standardowej złożonej u_c należy wyznaczyć wartości pochodnych cząstkowych względem napięcia, prądu oraz czasu, które określają wartości współczynników wrażliwości c_i . W tablicy 5 przedstawiono przykładowy budżet niepewności dla pomiaru energii pobranej.

Tablica 5. Budżet niepewności licznika EM3000 dla wybranej wartości pomiaru energii pobranej

Symbol wielkości	Estymata wielkości	Niepewność standardowa $u(x_i)$		Rozkład prawdopodobieństwa	Współczynnik wrażliwości c_i		Udział w niepewności złożonej	
$E_{zm} - E_{od}$	412,61	$1,00 \cdot 10^{-02}$	kWh	Normalny	1	kWh	$1,00 \cdot 10^{-02}$	kWh
$\delta\Delta_{rE}$	0	$2,89 \cdot 10^{-03}$	kWh	Prostokątny	1	kWh	$2,89 \cdot 10^{-03}$	kWh
$u(U)$	0	$1,10 \cdot 10^0$	V	Normalny	0,125	kAh	$1,37 \cdot 10^{-01}$	kWh
$u(I)$	0	$2,81 \cdot 10^{-02}$	A	Normalny	0,826	kVh	$2,32 \cdot 10^{-02}$	kWh
$u(t)$	0	$2,78 \cdot 10^{-07}$	h	Normalny	1650,851	kVA	$4,59 \cdot 10^{-04}$	kWh
E_{zmsr}	412,61	-	-	-	-	-	$1,40 \cdot 10^{-01}$	kWh

Wielkości wpływające na wartość niepewności złożonej oznaczają odpowiednio:

$E_{zm} - E_{od}$ – różnicę wartości energii wskazanej i zadanej,

$\delta\Delta_{rE}$ – wartość wynikającą z rozdzielczości licznika wzorcowanego,

$u(U)$, $u(I)$, $u(t)$ – niepewności związane z pomiarami napięcia, prądu oraz czasu.

5. PODSUMOWANIE

W pracy przedstawiono złożoną tematykę badań liczników energii elektrycznej prądu stałego. Zaprezentowano skonstruowane stanowisko pomiarowe, złożone z dwóch wielofunkcyjnych kalibratorów oraz przystawki wysokonapięciowej umożliwiającej generację napięć o odpowiednio wysokiej precyzji. Opisano szczegółowo poszczególne elementy tego stanowiska pomiarowego wraz z wynikami wzorcowania.

Zaprezentowano wyniki badań eksperymentalnych przeprowadzonych na reprezentatywnej partii liczników EM3000 w warunkach laboratorium akredytowanego. Uzyskane wyniki badań pozwoliły na przeprowadzenie analizy metrologicznej i sformułowanie obiektywnych konkluzji. Przy doborze punktów pomiarowych badanego licznika na stanowisku pomiarowym kierowano się wnioskami wynikającymi z badań liczników umieszczonych

w warunkach rzeczywistych na elektrowozach, podczas ich normalnej eksploatacji.

6. BIBLIOGRAFIA

- Otomański P., Zazula P.: Charakterystyka metrologiczna stanowiska pomiarowego do badań liczników energii elektrycznej prądu stałego w zakresie do 4 kV, Przegląd Elektrotechniczny, vol. 84, nr 12, str. 315-317, 2008.
- Otomański P., Zazula P.: Stanowisko pomiarowe do oceny właściwości metrologicznych liczników energii elektrycznej prądu stałego, Pomiary Automatyka Kontrola, vol. 58, nr 9, str. 764–766, 20012.
- EA-4/02 M: 2013 Evaluation of the uncertainty of measurement in calibration, European cooperation for Accreditation, 2013.
- Licznik energii elektrycznej prądu stałego EM3000, Dokumentacja techniczno-ruchowa.
- Evaluation of measurement data – Guide to the expression of uncertainty in measurement, 2008 JCGM 100:2008.
- Skubis T.: Podstawy metrologicznej interpretacji wyników pomiarów, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice, 2004.

THE EVALUATION OF SELECTED METROLOGICAL PROPERTIES OF DIRECT CURRENT WATT-HOUR METERS

The paper presents a method for evaluating the accuracy of indications of the direct current Watt-hour meters in a designed and constructed measuring system. Such system is composed of two multi-function calibrators, and a specialized high-voltage attachment, designed for the needs of this system, which makes it possible to generate direct voltages in a required range up to 4 kV with suitable high precision. The values of voltages supplying the of the Watt-meter – extorted a suitable configuration of the equipment on the constructed measuring system, which guarantees proper galvanic separation of particular components of the measuring system as well as its safe operation. Both calibrators with specialised high-voltage attachment, dedicated for the measuring system, were calibrated in order to evaluate the accuracy of the whole system. The calibration results, together with the determined value of expanded uncertainty, were included in the calibration certificate. The authors described in detail particular elements of the measuring system together with the results of its calibration. The function of direct current Watt-hour meters is the measurement of power and electrical energy in circuits of direct current supply in a railway traction network 3.3 kV. The measurement results were completed with a presentation of uncertainty budgets.

Keywords: measuring system, direct current Watt-hour meter, measurement uncertainty.

AN EXPERIMENTAL INVESTIGATION INTO THE POSITIONING ACCURACY OF LOW-COST GPS RECEIVERS IN LABVIEW ENVIRONMENT

Eligiusz PAWŁOWSKI

Politechnika Lubelska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki
tel.: 81 5384318 e-mail: e.pawlowski@pollub.pl

Abstract: A major problem in the application of satellite navigation systems is the accuracy of position determination. The manufacturers of navigation receivers use a variety of indicators to describe their accuracy of positioning, which causes difficulty in comparing the parameters of different receivers. This study presents a measurement system that allows for experimental determination of satellite navigation systems positioning accuracy. The main element of the implemented system is an application developed in the LabVIEW which receives navigation data from the receiver, collects the appropriate amount of data, and then calculates selected positioning accuracy indicators and presents them in tabular and graphical form. Then relevant calculation formulas and sample measurement results for selected GPS receiver are presented.

Keywords: GNSS, GPS receiver, positioning accuracy, LabVIEW.

1. INTRODUCTION

Global navigation satellite systems (GNSS) have numerous military and civil applications. The most popular system of this kind is the American GPS [1, 2]. The navigation receivers of these systems designed for military and some civil purposes (e.g. for geodesy, cartography and professional navigation) guarantee the highest accuracy. Nowadays most applications, however, use low-cost receivers available on the market for all consumers. The comparison of parameters of receivers produced by different manufacturers is difficult, because the manufacturers use a lot of different indicators of positioning quality [3, 4]. Different testing conditions also influence the results of the measurements what makes them difficult to compare. This study presents a measurement system that allows for an experimental study of positioning accuracy with any GPS receiver providing navigation data in the popular NMEA standard [5]. The developed application allows for reliable assessment of the accuracy of different receivers and the direct comparison between them.

2. BASICS OF THE GPS

The GPS, illustrated schematically in Figure 1, consists of three segments [1, 2]: the space segment, the control segment and the user segment. Today, the space segment consists of 31 satellites orbiting at 6 orbits at an altitude of about 20 000 km from the Earth. The control segment is composed of the main control station (MCS) and a network of monitoring stations (MS) located near the equator around

the globe, and four corrective stations with ground antennas (GA). The user segment represents all users of the GPS receivers.

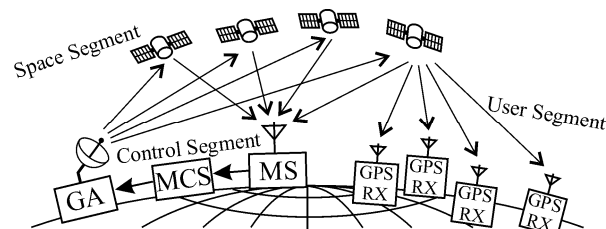


Fig. 1. Configuration of the GPS: Space, Control and User segment

The information about the parameters of the satellites orbit, the current GPS time, and the time of the radio signal propagation from the satellite to the user receiver are required to determine the user position. In the GPS, both the satellites and user positions are determined in Cartesian coordinate system centered relative to the center of the Earth and associated with the zero meridian and the equator of the Earth. This is the so-called World Geodetic System 1984 (WGS-84) [1]. It is presented in Figure 2. WGS-84 is anchored to the Earth, i.e. it rotates together with it at the angular velocity $\Omega_e = 7.2921151467 \times 10^{-5}$ rad/sec.

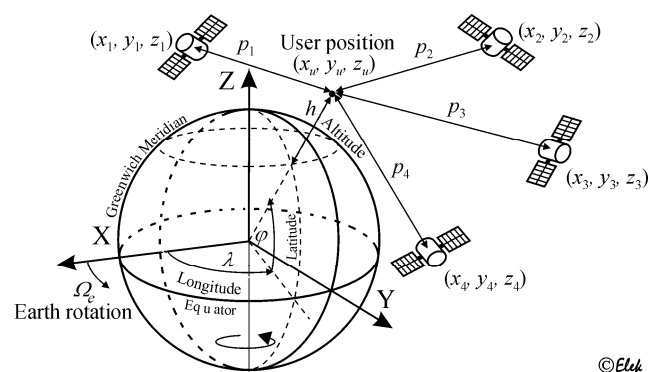


Fig. 2. The principle of determining the user's position in WGS-84

The position of each satellite is described by three coordinates (x_i, y_i, z_i) , and the user position has the following coordinates: (x_u, y_u, z_u) . User's position determined in Cartesian coordinate system must be converted into the polar

coordinate system commonly used for modern maps. It requires calculation of the latitude φ_u and longitude λ_u as well as height h_u above the sea level:

$$\varphi_c = \arctan\left(\frac{z_u}{\sqrt{x_u^2 + y_u^2}}\right), \quad (1)$$

$$\lambda_u = \arctan\left(\frac{y_u}{x_u}\right), \quad (2)$$

$$r_u = \sqrt{x_u^2 + y_u^2 + z_u^2}, \quad (3)$$

$$h_u = r_u - r_e, \quad (4)$$

where: r_u is the distance from center of the Earth to the user, r_e is the average radius of the Earth, φ_c is the geocentric latitude, assuming that the Earth is a perfect sphere of radius r_e . However, since the surface of the Earth is not a perfect sphere, geocentric latitude φ_c and height h_u must be corrected [1]:

$$\varphi_u = \varphi_c + e_p \sin 2\varphi_u, \quad (5)$$

$$r_0 = a_e(1 - e_p \sin^2 \varphi_u), \quad (6)$$

$$h_u \approx r_u - r_0, \quad (7)$$

where φ_u is the latitude, $e_p=0.00335281066474$ is the Earth's flattening, r_0 is the distance from the center of the Earth to the point on surface of the Earth below the user's position. The determined longitude λ_u does not require correction.

The easiest way to assess the accuracy of the positioning in the GPS is to perform a series of measurements and to calculate root mean squared (RMS) errors of determined longitude σ_λ and latitude σ_φ :

$$\sigma_\lambda = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n (\bar{\lambda} - \lambda_k)^2}, \quad (8)$$

$$\bar{\lambda} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \lambda_k, \quad (9)$$

$$\sigma_\varphi = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n (\bar{\varphi} - \varphi_k)^2}, \quad (10)$$

$$\bar{\varphi} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \varphi_k, \quad (11)$$

where: φ_k, λ_k - are subsequent values of the longitude and latitude, k - is the number of measurement.

Calculated RMS errors $\sigma_\lambda, \sigma_\varphi$ are expressed in the same units as longitude and latitude, that is in degrees. This is very impractical and it is much more natural to use meter as the unit of error in the position determination. Figure 3 presents the principle of converting the longitude σ_λ and latitude σ_φ errors in degrees to the errors in latitudinal direction σ_x and longitudinal direction σ_y expressed in meters. Earth model in the form of a perfect sphere of an average radius of $r_e=6368$ km is adopted [1]. For carrying out calculations on the Earth's sphere, a surface tangent to the parallel and the meridian passing through the user position $\bar{\varphi}, \bar{\lambda}$, should be imagined. On this surface there is an x-y coordinate system

which is in line with the direction of the parallel and the meridian. Taking into account the formulas to calculate the length of parallel and the meridian, we can calculate the errors expressed in meters:

$$\sigma_x = \sigma_\lambda \frac{2 \pi r_e \cos \varphi}{360^\circ}, \quad (12)$$

$$\sigma_y = \sigma_\varphi \frac{2 \pi r_e}{360^\circ}. \quad (13)$$

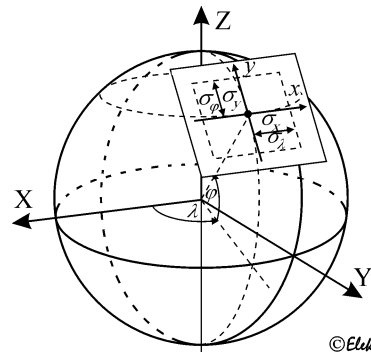


Fig. 3. The principle of conversion of positioning errors from degrees to meters in the latitudinal and meridional directions

RMS errors σ_x, σ_y describe one-dimensional errors in the latitudinal and meridional directions. In practice, the DRMS (Distance Root Mean Squared) error is more reliable, describing the error of distance in any direction [3, 4]:

$$DRMS = \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2}. \quad (14)$$

CEP (Circular Error Probability) error is defined as the radius of the circle comprising half of the position determining results and is calculated with the formula:

$$CEP = 0,62\sigma_y + 0,56\sigma_x, \quad (15)$$

which is valid for $\sigma_y / \sigma_x > 0,3$. Similarly defined is the R95 error, which is the radius of the circle comprising 95% of the position determining results. R95 error is calculated with the following formula:

$$R95 = 2,08(0,62\sigma_y + 0,56\sigma_x), \quad (16)$$

which is valid for $\sigma_y / \sigma_x = 1$. Knowing the actual position of the receiver (reference position) $\varphi_{ref}, \lambda_{ref}$ (e.g. read from a detailed map) we can determine the actual errors of latitude Δ_φ and longitude Δ_λ expressed in degrees:

$$\Delta_\varphi = \bar{\varphi} - \varphi_{ref}, \quad (17)$$

$$\Delta_\lambda = \bar{\lambda} - \lambda_{ref}, \quad (18)$$

which can then be converted in accordance with the equation (12), (13) to the actual positioning errors Δ_x and Δ_y expressed in meters. Finally, the actual radius of error Δ_R expressed in meters is calculated:

$$\Delta_R = \sqrt{\Delta_x^2 + \Delta_y^2}. \quad (19)$$

3. EXPERIMENTAL DETERMINATION OF THE POSITIONING ACCURACY

In order to allow experimental determination of the positioning accuracy of a GPS receiver, a measurement system shown in Figure 4 was built. The tested GPS receiver (Rx) is powered from a power supply (PS). Through the interface system (IS) the receiver transmits navigation data in NMEA standard [5] to a PC equipped with appropriate software developed in LabVIEW environment. The program reads data transmitted from the GPS receiver, decodes out of them the current geographical position, the altitude, the GPS time, the speed and azimuth of movement of the receiver.

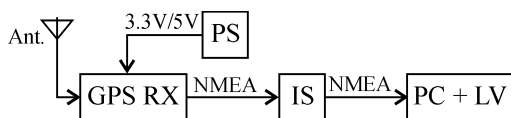


Fig. 4. Block diagram of the system for experimentally determining the positioning accuracy with GPS receiver

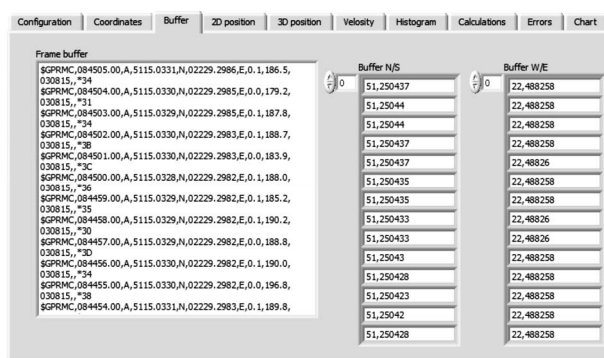


Fig. 5. Navigation data retrieved from the GPS receiver in NMEA sentences standard and decoded position: latitude and longitude

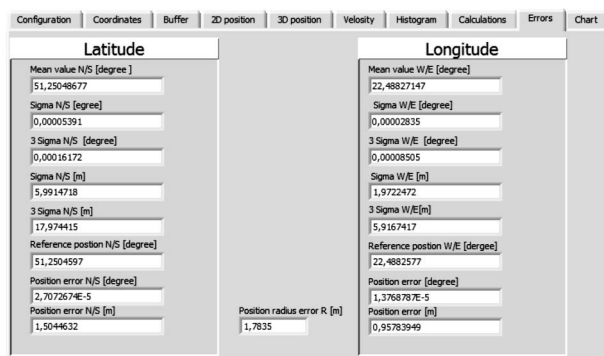


Fig. 6. Results of the statistical calculations on a set of data

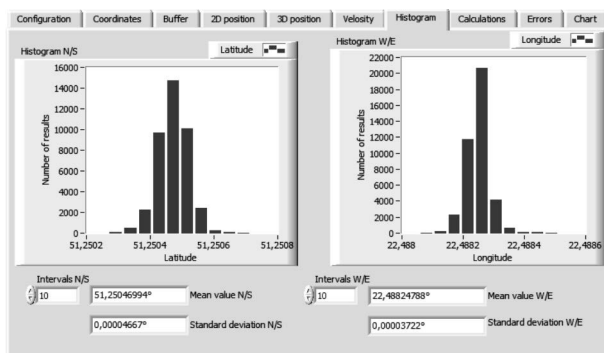


Fig. 7. Latitude and longitude histograms expressed in degrees

Navigation data retrieved from the GPS receiver are shown in Figure 5. These data are used to calculate the mean values of geographical coordinates (9), (11), standard deviations (8), (10), which are then converted into the RMS errors (12), (13), expressed in meters. Finally, DRMS (14), CEP (15), and R95 (16) errors are calculated, as shown in Figure 6. After entering the reference position φ_{ref} , λ_{ref} we can calculate the actual errors of positioning $\Delta\varphi$, $\Delta\lambda$ in degrees (17), (18) and Δ_x , Δ_y in meters as well as the radius of error Δ_R (19). The program constantly shows histograms of longitude and latitude (Fig. 7) and actual errors Δ_x , Δ_y shown in the X-Y coordinate system (Fig. 8). Figures 5 - 10 show a few examples of program tabs with real measurement results.

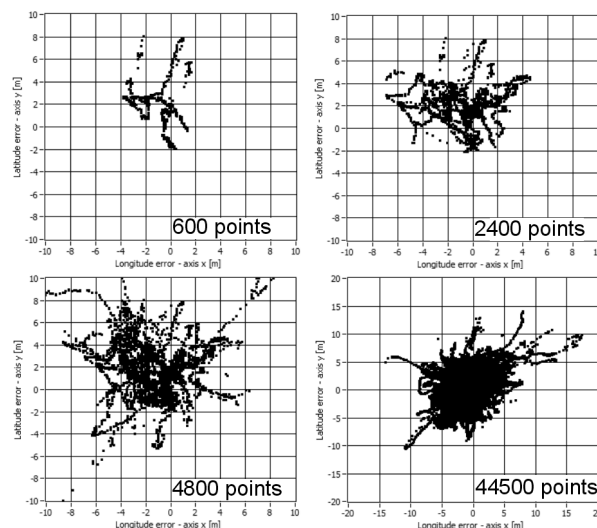


Fig. 8. Positioning errors in measurement series with increased number of measurements from 600 to 44500 points

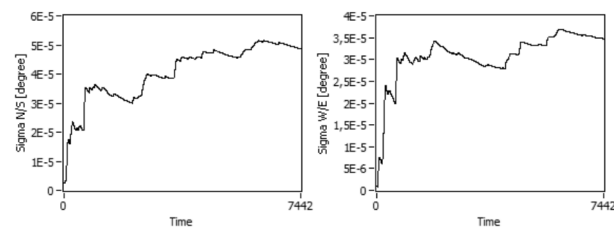


Fig. 9. Standard deviation of latitude σ_φ and longitude σ_λ in degrees versus time of measurement in seconds

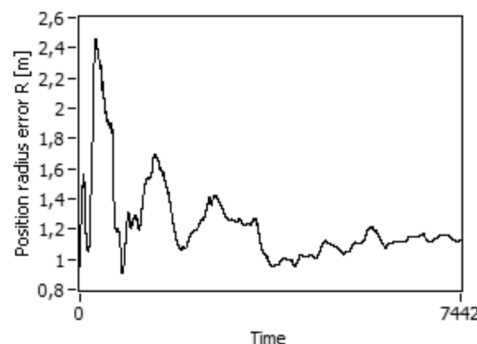


Fig. 10. Position radius error Δ_R in meters versus time of measurement in seconds

Using the implemented measurement system, the accuracy of determining the position was tested with the use of exemplary GPS receiver [6]. It was a 12-channel GPS module which defines the position in three dimensions, the

speed and azimuth of movement, and the GPS time. The manufacturer declared the position determination accuracy CEP < 5 m provided that no multipath occurs and the GDOP geometric dilution of precision factor is < 2. Several series of measurements of various duration were made. The results are shown in Figures 8, 9, 10 and Table 1. Figure 8 presents errors for series comprising from 600 measurements (duration 10 minutes) up to 44500 measurements (duration over 12 hours). The results is increasing CEP error 2.36 m to 5.14 m. Fig. 9 presents standard deviation of latitude σ_φ and longitude σ_λ in degrees versus time of measurement in seconds for the first two hours. It can be observed that standard deviation σ_φ , σ_λ increase all the time. Figure 10 presents Δ_R errors in meters versus time of measurement in seconds for the first two hours. The results indicate decreasing Δ_R error from 2.48 m to 1.15 m.

Table 1. Results obtained for series with the increasing number of measurements

k	\sqrt{k}	σ_x	σ_y	CEP	DRMS	Δ_R
-	-	m	m	m	m	m
600	24,5	1,98	2,01	2,36	2,82	1,85
1200	34,6	2,88	2,97	3,45	4,14	1,28
1800	42,4	2,97	3,55	3,86	4,63	1,36
2400	49,0	3,45	3,62	4,18	5,00	1,26
3000	54,8	3,16	3,35	3,85	4,61	1,31
3600	60,0	2,95	3,76	3,98	4,78	1,87
4200	64,8	2,86	3,95	4,05	4,88	0,98
4800	69,3	3,21	4,46	4,56	5,50	1,13
5400	73,5	3,36	4,52	4,68	5,63	1,15
6000	77,5	3,61	4,68	4,92	5,91	1,22
43200	207,8	3,82	4,84	5,14	6,17	1,15

Table 1 presents the number of measurements k , \sqrt{k} and σ_x , σ_y , CEP, DRMS, Δ_R errors for these measurements. It can be observed that increasing the number of measurements k causes the increase of standard deviation σ_x , σ_y and increase of CEP and DRMS errors, and at the same time the Δ_R error for longer series stays at the same level. It can be assumed that this effect is associated with switching the receiver to subsequent satellites, which can be seen in the

X-Y error graphs (Fig. 8) in the form of appearance of new error areas distant from each other.

It should be noted, however, that the standard deviation for the average value from the series of measurements decreases proportionally to the square of the number of measurements. Standard deviation values σ_x , σ_y in Table 1 show that increasing the length of the measurement series eventually improves the accuracy, although this effect is weaker than for the most of other measurement types.

4. SUMMARY

This paper presents a method and system for experimental evaluation of the accuracy of determining position with the use of a GPS receiver. Error types and relevant calculation formulas are described hereinabove. The implemented measurement system is designed for static testing of a single receiver and can be expanded to simultaneously test a few receivers and to support dynamic testing. The conducted measurements for a low-cost GPS receiver show that increasing the measurement series results in significant increase in the standard deviation of determined geographical coordinates and CEP, DRMS and other errors calculated from them. This increase is smaller than the square root of the number of measurements. Thus it can be concluded that the increase and averaging of the measurement series allows us to improve the accuracy of GPS positioning system receiver, however, this requires a larger number of measurements than in most other cases.

5. REFERENCES

1. Doberstein D.: Fundamentals of GPS Receivers. A Hardware Approach, Springer, 2012.
2. Bao-Yen Tsui J.: Fundamentals of GPS Receivers. A Software Approach, John Wiley & Sons, 2000.
3. GPS Position Accuracy Measures, NovAtel Customer Service, APN-029 Rev. 1, December 2003.
4. Diggelen, F.: GNSS Accuracy-Lies, Damn Lies, and Statistics, GPS World, no. 1 (18), Jan 2007, pp.26-33.
5. NMEA Reference Manual, rev. 1, SiRF Technology Inc. January 2005.
6. SUPERSTAR II User Manual, rev. 6, NovAtel Inc., Publication Number: OM-20000077, June 2005.

EKSPERYMENTALNE BADANIE DOKŁADNOŚCI POZYCJONOWANIA TANICH ODBIORNIKÓW GPS W ŚRODOWISKU LABVIEW

Istotnym problemem w stosowaniu systemów nawigacji satelitarnej jest ich dokładność wyznaczania pozycji geograficznej. Niestety producenci odbiorników GPS stosują różne wskaźniki opisujące dokładność pozycjonowania, co powoduje trudności w porównywaniu parametrów odbiorników różnych firm. Problem ten dotyczy zwłaszcza tanich i łatwo dostępnych odbiorników przeznaczonych do innych celów niż profesjonalna nawigacja, geodezja i zastosowania militarne. Dzięki niskiej cenie i coraz lepszym parametrom odbiorniki takie znajdują liczne zastosowania komercyjne w różnych dziedzinach nauki i techniki oraz w wielu wyrobach powszechnego użytku. W pracy przedstawiono system pomiarowy umożliwiający eksperymentalne wyznaczanie dokładności pozycjonowania takich odbiorników. Głównym jego elementem jest aplikacja opracowana w środowisku LabVIEW, która odbiera dane nawigacyjne w standardzie NMEA z badanego odbiornika, gromadzi ich odpowiednią ilość w pamięci komputera, oblicza wybrane wskaźniki dokładności pozycjonowania oraz przedstawia je w postaci tabelarycznej i graficznej. Zaprezentowano odpowiednie wzory obliczeniowe oraz wyniki pomiarów dla przykładowego odbiornika systemu GPS.

Słowa kluczowe: GNSS, GPS, WGS-84, odbiornik nawigacji satelitarnej, dokładność pozycjonowania, LabVIEW.

ANALIZA NIEZAWODNOŚCI CZŁOWIEKA Z UWZGLĘDNIENIEM ASPEKTÓW ZARZĄDZANIA ALARMAMI

Emilian PIESIK¹, Marcin ŚLIWIŃSKI²

1. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel: 58 347 14 35 e-mail: emilian.piesik@pg.gda.pl
2. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel: 58 347 14 35 e-mail: marcin.sliwinski@pg.gda.pl

Streszczenie: W artykule przedstawiono zagadnienie analizy warstwowego systemu zabezpieczeń z uwzględnieniem błędu człowieka-operatora. W analizie bezpieczeństwa funkcjonalnego systemów sterowania i zabezpieczeń istotną kwestią jest dokonanie redukcji ryzyka poprzez warstwy zabezpieczeniowo ochronne. W referacie przeanalizowano system składający się z trzech warstw: podstawowego systemu sterowania BPCS, systemu alarmowego AS oraz systemu automatyki zabezpieczeniowej SIS. W warstwowym systemie zabezpieczeniowym ważną funkcję spełnia system alarmowy, poprzez który człowiek-operator ma istotny wpływ na realizację funkcji bezpieczeństwa. Funkcje te są realizowane poprzez odpowiednie moduły w ramach systemu BPCS, lub SCADA.

Słowa kluczowe: HEP, człowiek-operator, bezpieczeństwo funkcjonalne, system alarmowy.

1. INFORMACJE OGÓLNE

1.1. Wprowadzenie

Bezpieczeństwo funkcjonalne systemów elektrycznych/elektronicznych i programowalnych elektronicznych E/E/EP może zależeć od czynników ludzkich, które należy rozpoznać i kształtować już na etapie projektowania tak, aby ograniczać wpływ błędów człowieka na ryzyko związane z eksploatacją systemów technicznych. Instalacja podwyższonego ryzyka powinna zostać poddana gruntownej analizie, mającej na celu określenie poziomu nienaruszalności bezpieczeństwa SIL (ang. *safety integrity level*) oraz późniejszą jego weryfikację. W odniesieniu do wyznaczonych miar ryzyka istotne znaczenie mają systemy sterowania i zabezpieczeń. Jeśli poziom ryzyka jest zbyt wysoki, ryzyko to musi zostać zredukowane do poziomu akceptowanego. Określenie wymagań dotyczących niezbędnej redukcji ryzyka (na podstawie analizy ryzyka) z jednej strony i wymagań dotyczących funkcji bezpieczeństwa (redukujących ryzyko) z drugiej, umożliwi dobranie właściwego poziomu SIL systemu E/E/PE (odpowiednia architektura i zasady eksploatacji) dla rozważanych zagrożeń.

System alarmowy przekazuje operatorowi sygnały dźwiękowe i wizualne o zaistniałych zagrożeniach i sytuacjach awaryjnych. Sygnał alarmu wskazuje na zaistnienie problemu wymagającego uwagi operatora [1]. System alarmowy wspomaga operatora w utrzymywaniu instalacji technologicznej w stanie bezpiecznym, operator

powinien interweniować w celu skorygowania sytuacji potencjalnie niebezpiecznych przed zadziałaniem systemu awaryjnego wyłączenia ESD (ang. *emergency shutdown system*) lub systemu automatyki zabezpieczeniowej SIS (ang. *safety instrumented system*).

1.2. Metody analizy niezawodności człowieka

Niezawodność człowieka-operatora oszacować można ilościowo przy użyciu jednej z metod HRA (ang. *human reliability analysis*). W literaturze zidentyfikowano ponad 70 metod oceny niezawodności człowieka [1, 2]. Szczególnie przydatną w zastosowaniach praktycznych a zwłaszcza w analizach bezpieczeństwa funkcjonalnego metodą jest SPAR-H (ang. *standardized plant analysis risk - human reliability analysis method*). Metody HRA dają możliwość oszacowania prawdopodobieństw potencjalnych błędów człowieka HEP (ang. *human error probability*) w instalacji procesowej. Ponadto przy użyciu metod HRA można ocenić wpływ potencjalnych błędów człowieka na ryzyko wystąpienia rozpatrywanego scenariusza awaryjnego ze szczególnym uwzględnieniem systemu alarmowego. Metody HRA bazują na opiniach ekspertów oraz danych reprezentowanych w postaci informacji jakościowej i/lub ilościowej. Metoda analizy niezawodności człowieka SPAR-H ma zastosowanie w przypadku obiektów przemysłowych o niedużym stopniu skomplikowania [3].

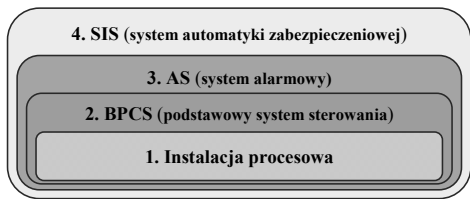
2. SYSTEM ALARMOWY

2.1. Metodyka zarządzania alarmami

Obiekty przemysłowe podwyższonego ryzyka są obecnie projektowane zgodnie z zasadą obrony w głąb z wyróżnieniem kilku warstw zabezpieczeniowo-ochronnych. Projektowanie tych warstw i systemów związanych z bezpieczeństwem bazuje na identyfikacji zagrożeń np. metodą HAZOP (ang. *hazard and operability study*) oraz analizie i ocenie ryzyka. Integralność systemów w rozumieniu bezpieczeństwa jest weryfikowana za pomocą metod formalnych na zgodność z wymaganiami i kryteriami, na przykład zawartymi w IEC 61511 [3, 4, 5, 6, 7, 8].

Na rysunku 1 przedstawiono typowe warstwy zabezpieczeniowo-ochronne związane z programowalnymi systemami sterowania, monitorowania i zabezpieczeń

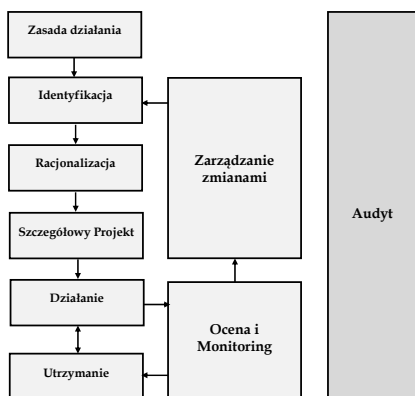
obiekty przemysłowe podwyższonego ryzyka jakim jest instalacja procesowa.



Rys. 1. Warstwy zabezpieczeniowo ochronne wg (IEC 61511) [3, 7, 8]

W warstwowym systemie zabezpieczeniowym ważną funkcję spełnia system alarmowy. Kompletny system alarmowy obejmuje sprzęt i oprogramowanie do odpowiedniego generowania informacji, sygnalizowania i wspomaganie decyzji w różnych sytuacjach dynamicznych procesu i obiektu, szczególnie w sytuacjach nienormalnych i awaryjnych. Funkcje te są realizowane przez odpowiednie moduły w ramach systemu BPCS (ang. *basic process control system*) lub SCADA (ang. *supervisory control and data acquisition*).

System alarmowy może być projektowany jako odseparowany system niezależny (rys. 1). Na rysunku 2 przedstawiono cykl życia zarządzania alarmami według standardu ISA-18.2 [9, 10].

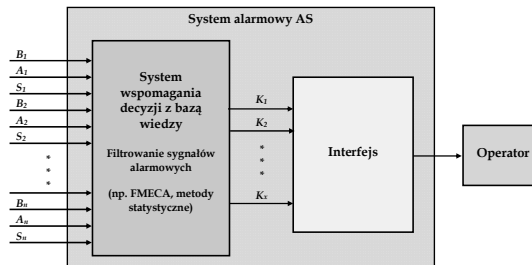


Rys. 2. Zarządzanie systemem alarmowym w cyklu życia wg (ISA-18.2) [9, 10]

Podstawowym zadaniem w projektowaniu systemu alarmowego jest rozpatrzenie zakresu jego funkcjonalności w nawiązaniu do spodziewanych trudności diagnostycznych sytuacji dynamicznych oraz jego rozwiązania sprzętowego, strukturalnego i oprogramowania. Jednym z ważnych aspektów na etapie projektowania jest odporność systemu alarmowego na tzw. występowanie fałszywych alarmów. Analiza rozwiązań systemów alarmowych w przemyśle wykazała, że są one często niewłaściwie projektowane i użytkowane. Spowodowało to wzrost zainteresowania tym problemem instytucji zrzeczających firmy projektujące i wdrażające w przemyśle nowoczesne rozwiązania systemów sterowania, alarmowych i zabezpieczeń [11, 12, 13]. Podkreśla się w literaturze, że w niektórych instalacjach przemysłowych liczba alarmów przekracza 1400 na dobę, czyli średnio 2 alarmy na minutę, a powinno występować - ze względu na możliwości odbioru i analizy informacji przez operatorów - nie więcej 150 alarmów na dobę, czyli przeciętnie nie więcej niż 1 alarm na 10 min. Wskazuje to

skalę wyzwań jakie stoją przed projektantami systemów alarmowych [7, 9, 10].

Zasadniczym problemem w zarządzaniu alarmami jest nadmiar informacji docierających do operatora [5, 7, 9, 13]. W danym przypadku niezbędny jest system pełniący funkcję filtrowania alarmów. Koncepcja takiego rozwiązania wyposażonego w system z bazą wiedzy została przedstawiona na rysunku 3.



Rys. 3. System wspomagania decyzji z bazą wiedzy do filtrowania sygnałów alarmowych

W danym przypadku system alarmowy posiada własne systemy pomiarowe i w sposób niezależny (zgodnie z filozofią przedstawioną na rys. 1) docierają z nich sygnały od A1 do An. Oprócz tego system alarmowy współpracuje z systemami BPCS i SIS. Z systemu BPCS do systemu alarmowego dochodzą sygnały od B1 do Bn (rys. 3), natomiast z systemu SIS sygnały od S1 do S2 (rys. 3). Sygnały od 1 do n pochodzą w danym przypadku od trzech niezależnych systemów: BPCS, podsystemu pomiarowego systemu alarmowego AS oraz systemu SIS. Nieprzetworzona liczba tych sygnałów jest zbyt wielka, żeby trafić bezpośrednio do interfejsu operatorskiego. Zatem przed przesłaniem tych sygnałów do systemu interfejsu operatora, potrzebny jest specjalny system filtrujący. Najlepszym rozwiązaniem jest zastosowanie systemu z bazą wiedzy lub systemu ekspertowego, który odfiltrowałby sygnały alarmowe z rozmiaru n do rozmiaru x (gdzie $x < n$). Wówczas po odfiltrowaniu do interfejsu operatora w odpowiednich ramach czasowych trafiałyby sygnały alarmowe w skali od K1 do Kx.

Do procesu filtracji sygnałów można wykorzystać metody statystyczne dotyczące występowania fałszywych alarmów dla danej instalacji/procesu. Można także, w trakcie budowy bazy wiedzy wykorzystać analizę rodzajów, skutków i krytyczności uszkodzeń FMECA (ang. *failure mode, effect and criticality analysis*), pozwalającą zidentyfikować i sklasyfikować od najbardziej do najmniej krytycznego, niekorzystne skutki końcowe sprzężone z sygnałami alarmowymi dla danego procesu/instalacji.

Jeżeli w rozpatrywanym systemie alarmowym funkcjonującym w ramach struktury warstw zabezpieczeń przedstawionych na rys. 1, do operatora poprzez system alarmowy docierają informacje o stanie procesu w sposób niezależny z trzech warstw, wówczas tę sytuację można wykorzystać w podejmowaniu decyzji dotyczących eliminacji tzw. fałszywych alarmów. Śledząc jednocześnie trzy trendy (z systemów BPCS, AS i SIS), uzyskuje się tzw. "redundancję" sygnałów docierających do operatora. W oparciu o rejestrowane zmiany można wyeliminować fałszywe alarmy jak i również zredukować liczbę sygnałów alarmowych docierających do operatora. W filtracji alarmów istotną kwestią będzie dynamika procesu oraz czas reakcji operatora na wystąpienie danego sygnału alarmowego

w zależności od stopnia jego krytyczności (zdefiniowanego np. na podstawie FMECA).

W poradniku [13] wyróżnia się kilkanaście rodzajów alarmów, które wymagają odpowiedniego potraktowania. Wymaga się na przykład, aby operator był wspomagany w działaniach polegających na selekcji odpowiednich ekranów graficznych i właściwym reagowaniu na jeden lub więcej alarmów jeśli sytuacja tego wymaga, przy czym intensywność pojawiania się alarmów powinna być zdecydowanie ograniczona. W procesie projektowania systemu alarmowego należy uwzględnić zagadnienia związane z ochroną informacji (ang. *security*) w szczególności w infrastrukturze sieciowej, w której funkcjonuje stacja SCADA [3, 7, 8, 14].

2.2. Niezawodność operatora

System alarmowy nieodpowiednio zaprojektowany może spowodować dezorientację operatora, przyczyniając się do popełnienia błędu z większym prawdopodobieństwem HEP. W publikacji EEMUA [13] podkreślona jest istota funkcji interfejsu człowiek-komputer HCI (ang. *human computer interface*), za podstawową funkcję uważa się dostarczenie operatorowi zwartego (spójnego z procesem) i łatwego w użytkowaniu interfejsu, który zapewni odpowiednią funkcjonalność monitorowania i sterowania we wszystkich możliwych do przewidzenia warunkach procesu technologicznego.

Tablica 1. Wymagania niezawodności systemu alarmowego i człowieka – operatora [13]

Wymagane $PF_{D_{avg}}$	Rodzaj systemu alarmowego i wymagania niezawodnościowe	Wymagania związane z rolą i niezawodnością człowieka - OPERATORA
Na poziomie 10^{-1}	System alarmowy bez wymagań - może być zintegrowany z BPCS	Nie ma specjalnych wymagań – systemu alarmowego.
$[10^{-2}, 10^{-1}]$	System alarmowy traktowany, jako system związany z systemem automatyki zabezpieczeniowej SIS - projektowany na poziomie SIL1	Operator powinien być szkolony w zarządzaniu sytuacjami awaryjnymi zgodnie z projektem system alarmowy; dostęp do procedur, dostęp informacji; audyt działań operatora.
$< 10^{-2}$	System alarmowy traktowany, jako system związany z systemem SIS - projektowany na poziomie, od poziomu SIL2	Wymagania na prawdopodobieństwo błędu w reakcji operatora ($PF_{D_{i,PL2}} = HEP_{i,PL2}$) nie powinny być poniżej wartości 0.01.

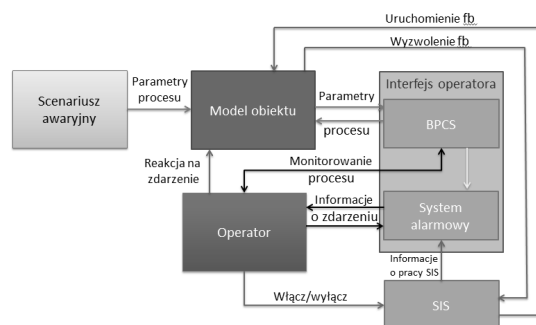
W celu optymalizowania interfejsu należy przeprowadzić analizę zadań operatora, co umożliwi ocenę pełnego zakresu obowiązków operatora w danej sytuacji. W tabelicy 1 zawarto przykładowe wymagania dotyczące kształtowania poziomów probabilistycznych (PFD lub HEP), odpowiednio systemu alarmowego i człowieka - operatora. Z tabelicy 1 wynikają podstawowe założenia do projektowania systemu alarmowego, w przypadku obiektów wysokiego ryzyka system alarmowy powinien być odseparowany od BPCS i projektowany, jako system związany z systemem bezpieczeństwa. Zasady projektowania systemów zgodnie z wymaganiami bezpieczeństwa funkcjonalnego podano w normach [3, 15],

które rozszerzono w pracy [16] o zagadnienia analizy niezawodności człowieka HRA. Należy zwrócić uwagę na fakt, iż odpowiednio zaprojektowany system alarmowy, przyczyni się do zmniejszenia prawdopodobieństwa błędów człowieka-operatora. Umożliwi to ograniczenie ryzyka do poziomu wyznaczonego w procesie zarządzania bezpieczeństwem.

3. PROPOZYCJA PODEJŚCIA

3.1. Operator w warstwowym systemie zabezpieczeń

Nowa edycja normy IEC 61511 [3] zawiera wskazania na dokumenty dotyczące analizy niezawodności człowieka, jednakże w ich treści nie znajduje się jednoznaczna odpowiedź, co do wyboru metody czy też proponowanego podejścia w rozważaniach związanych z analizą niezawodności człowieka.

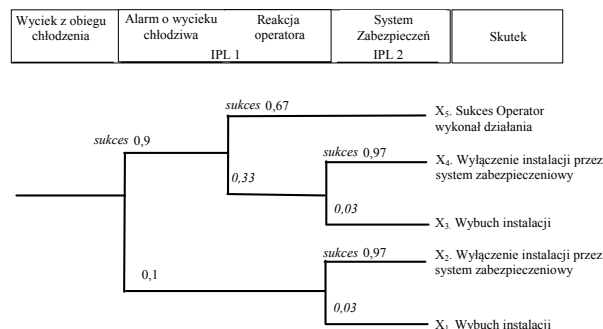


Rys. 4. Schemat roli operatora w warstwowym systemie zabezpieczeń: fb – funkcja bezpieczeństwa

Operator w warstwowym systemie zabezpieczeń wpływa na proces poprzez warstwę BPCS a także reaguje na informacje z systemu alarmowego AS. Relacje pomiędzy człowiekiem-operatorem a instalacją procesową zostały przedstawione na rysunku 4.

3.2. Przykład

Analizie poddano fragment instalacji biogazowni której model przedstawiono szczegółowo w pracy [17]. W skład systemu wchodził odsiarczalnik biogazu. W skutek rozszczelnienia instalacji chłodzenia może dojść do zapłonu metanu. W ramach rozpatrywanego scenariusza awaryjnego przyjmuje się, że instalacja odsiarczania pracuje z 100% wydajnością. Następuje pęknięcie rurociągu obiegu chłodzenia, w skutek czego dochodzi do utraty chłodziwa w następstwie, czego powstaje atmosfera wybuchowa. W przypadku powodzenia działań operatora zostanie usunięte zagrożenie poprzez uruchomienie flary.



Rys. 5. Drzewo zdarzeń z wyróżnieniem błędów operatora dla rozpatrywanej sytuacji

Analiza ryzyka wykazała, iż rozpatrywane zagrożenie stwarza ryzyko na poziomie nieakceptowalnym, ryzyko to musi zostać zredukowane do poziomu tolerowanego. Na podstawie analizy ryzyka określono wymagania SIL1 dla funkcji bezpieczeństwa. Liczba interwencji człowieka – operatora dla tego obiektu powiązana jest z drzewem zdarzeń ET (ang. *event tree*) przedstawionym na rysunku 5. Drzewo zdarzeń prezentuje także niepowodzenie w przypadku: błędnej oceny sytuacji, odizolowania obiegu, redukcji mocy, zamknięcia zaworu odcinającego dopływ biogazu, fałszywych alarmów itp. Operator po otrzymaniu alarmu w formie dźwiękowej oraz pojawieniu się informacji graficznej w oknie systemu alarmowego, powinien rozpocząć wykonywanie działań. Prawdopodobieństwo błędu człowieka wyliczone na podstawie metody SPAR-H dla tego rodzaju scenariusza awaryjnego przy założeniu, że kolejne działania operatora będą oddziaływały na system w sposób niezależny wynosi $HEP = 0,33$. Czas na podjęcie działań przez operatora $T_{max}=10$ min, od otrzymania informacji z systemu alarmowego. W przypadku niepowodzenia, po tym czasie powinno nastąpić uruchomienie funkcji bezpieczeństwa wykonywanej przez system automatyki zabezpieczeniowej SIS. System alarmowy zgodnie z wytycznymi zawartymi w tabeli 1 zrealizowany jest wraz z systemem BPCS co nie zapewnia wymaganego poziomu nienaruszalności bezpieczeństwa SIL1.

4. PODSUMOWANIE

W niniejszym artykule przedstawiono podejście metodyczne zarządzania alarmami z uwzględnieniem analizy niezawodności człowieka na przykładzie fragmentu instalacji biogazowni, w nawiązaniu do wymagań norm PN-EN 61508 i PN-EN 61511. Problem analizy niezawodności człowieka z punktu widzenia warstw zabezpieczeń w obiekcie infrastruktury krytycznej jest aktualny i wymaga dalszych prac badawczych, w których uwzględnione zostaną aspekty zarządzania informacjami z systemu alarmowego. Dane te muszą być doprowadzone do operatora w odpowiedniej konfiguracji uzależnionej od ich wagi.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Bell J., Holroyd J.: Review of human reliability assessment methods, Health and Safety Laboratory for the Health and Safety Executive (HSE), Buxton, Derbyshire 2009.
2. Carey M.: Proposed framework for addressing human factors in IEC 61508, Amey VECTRA Limited for the

- Health and Safety Executive (HSE), HSE Books, Sudbury, Suffolk 2001.
3. IEC 61511:2015 Ed.2: Functional safety – Safety instrumented systems for the process industry sector.
4. Missala T. Księga procedur do oceny zgodności bezpieczeństwa funkcjonalnego w przemyśle procesowym, Studium, PIAP, Warszawa 2010.
5. Smith D., Simpson K.: Functional Safety 2nd Edition, A straightforward guide to applying IEC 61508 and related standards, Elsevier, Oxford 2004.
6. Process Safebook1: Functional safety in the process industry, Principles, standards and implementation, Rockwell Automation, 2013.
7. Projekt VI.B.10: Opracowanie metod i narzędzi do wspomagania procesu zarządzania bezpieczeństwem funkcjonalnym i ochroną informacji, WEiA PG, Gdańsk 2013.
8. EMERSON Process Management: Safety Lifecycle Workbook, For The Process Industry Sector, Emerson, 2010.
9. ISA 18.02-2009, Management of Alarm Systems for the Process Industries.
10. EMERSON Process Management: Alarm Management. DeltaV Whitepaper, Emerson, 2010.
11. Carlin A.S., Schurr N., Marecki J.: ALARMS: Alerting and Reasoning Management System for Next Generation Aircraft Hazards, NASA No. NNL08AA20B, 2009.
12. EEMUA Publication 191: Alarm Systems; A Guide to Design, Management and Procurement (Edition 2), The Engineering Equipment and Materials Users' Association, London 2007.
13. EEMUA Publication 201: Process Plant Control Desks Utilising Human-Computer Interfaces. London: The Engineering Equipment and Materials Users' Association, 2002.
14. IEC 62443:2008, Network and system security for industrial-process measurement and control, Parts 1-5.
15. PN-EN 61508:2010, Bezpieczeństwo funkcjonalne elektrycznych/ elektronicznych/ programowalnych elektronicznych systemów związanych z bezpieczeństwem. Części 1-7, Polski Komitet Normalizacyjny.
16. Kosmowski K.T.: Functional safety analysis including human factors. Proceedings of the Third Summer Safety & Reliability Seminars 2009. ESRA-PSRA, Gdańsk-Sopot, 19-25 July 2009. Vol. 2, pp. 251-263, 2009.
17. Barnert T., Piesik E., Śliwiński M.: Real-time simulator of agricultural biogas plant, Computers and Electronics in Agriculture, Elsevier, 2014.

HUMAN RELIABILITY ANALYSIS WITH THE ALARM MANAGEMENT ASPECTS

The paper presents the problem of layer of protection analysis with safety systems, taking into account human error probability. In the functional safety analysis control and protection systems, the important issue is to reduce risk by independent protection layer. The paper assessment system consisting of three independent protection layers: BPCS control system, alarm system AS and a safety instrumented system SIS. In the systems with protection layers an important function via the alarm system have human-operator who has a significant impact on the implementation of safety functions. The complete alarm systems consist of hardware and software for generating appropriate information, signaling and decision support in different situations dynamic process, especially in abnormal and emergency situations. These functions are carried out by the appropriate modules within the system BPCS, or SCADA. These paper presents the problem of determining the probability of human error probability HEP using the simplified plant analysis risk human reliability assessment method SPAR-H. The probability of human error is the issue related to the stage of verification of certain levels SIL.

Keywords: HEP, human-operator, functional safety, alarm system.

SOME APPLICATIONS OF FRACTIONAL CALCULUS IN MODELLING OF ACCELEROMETER AND PRESSURE TRANSDUCER

Daniel PIETRUSZCZAK¹, Mirosław LUFT², Piotr LESIAK³

1. Faculty of Transport and Electrical Engineering, Kazimierz Pułaski University of Technology and Humanities in Radom
phone: 48 361-77-13, e-mail: d.pietruszczak@uthrad.pl
2. Faculty of Transport and Electrical Engineering, Kazimierz Pułaski University of Technology and Humanities in Radom
phone: 48 361-77-10, e-mail: m.luft@uthrad.pl
3. Faculty of Transport and Electrical Engineering, Kazimierz Pułaski University of Technology and Humanities in Radom
phone: 48 361-77-09, e-mail: p.lesiak@uthrad.pl

Abstract: The paper outlines applications of fractional calculus for dynamic measurements while developing a method for description of transducer dynamic properties, which the authors consider to be the original and unique achievement of their work. The main objective of the paper is to show the implementation of a fractional calculus-based method that allows for description of dynamic properties of transducers of arbitrary orders (not only integer). The paper presents possibilities of using fractional calculus in dynamic measurements for modelling an accelerometer and a pressure transducer. Tests are executed in the MATLAB&Simulink environment. New methods of modelling transducers are important particularly in the case of the development of new technologies and materials the performance of which is beyond the scope of dynamic behaviour modelled by means of differential equations of integer orders. An example here can be a pair: a capacitor (integer order model) and supercapacitor (fractional order model).

Key words: accelerometer, fractional calculus, dynamic measurements, MATLAB&Simulink, pressure transducer.

1. INTRODUCTION

The dynamic development of recent research into the use of fractional calculus for the analysis of dynamic systems [1] and [2] encouraged the authors of this paper to attempt the make use of it for the analysis and modelling of an accelerometer [3] and a pressure transducer [4].

The main objective of this work is the implementation of a fractional calculus-based method [5], and [6] that allows for the description of dynamic properties of signal processing measuring transducers with integer-order and fractional-order. Fractional calculus is a generalisation of integral-order differential calculus – this is confirmed by laboratory testing of dynamic systems [3], [6] and [7].

Modelling measurement transducers by derivative of arbitrary orders opens up a number of possibilities in the field of the dynamic system identification and the development of new, earlier unattainable control algorithms for intelligent measurement systems [8].

2. SELECTED ISSUES OF THE FRACTIONAL CALCULUS

In the fractional calculus a derivative of arbitrary order is treated as an interpolation of a sequence of operators of discrete orders with operators of continuous orders. A notation introduced by H.D. Davis [2] is used here in which a fractional order derivative of $f(t)$ function is represented as:

$${}_{t_0}D_t^\nu f(t) \quad (1)$$

where t_0 and t define the integration or differentiation interval, ν is the order of the derivative.

As the problem has been continually developed, there are many definitions of fractional derivative [1] and [2]. Describing dynamic properties of the measuring transducers using fractional arithmetic, we can use one of three definitions: Grünwald-Letnikov, Riemann-Liouville and Caputo.

The function of a real variable $f(t)$ defined in the $[t_0, t]$ interval is given. Assuming that the function increment $h > 0$ is such that: $h = \frac{t-t_0}{k}$ provided that $h \rightarrow 0$ causes that $k \rightarrow +\infty$ for the established $t-t_0$, then Grünwald-Letnikov fractional derivative of discrete function for $f(hi), i = 0, 1, 2, \dots$ is defined as:

$${}_{t_0}D_t^\nu f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} \left[\frac{1}{h^\nu} \sum_{i=1}^k a_i^{(\nu)} f(t-hi) \right]. \quad (2)$$

The Riemann-Liouville's fractional derivative (3) is the function described by the formula:

$${}^RL D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(k-\alpha)} \frac{d^k}{dt^k} \int_a^t (t-\tau)^{k-\alpha-1} f(\tau) d\tau \quad (3)$$

where ν is the order of integration within the $[t_0, t]$ interval of $f(t)$ function, $k-1 \leq \alpha \leq k$, $\alpha \in R^+$, $\Gamma(x)$ is defined as:

$$\Gamma(x) = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{n! n^x}{x(x+1)\dots(x+n)} \quad (4)$$

for $x \in C$.

The Caputo's definition of fractional derivative is described as:

$${}^C D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(k-n)} \int_a^t \frac{f^{(n)}(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha+1-n}} d\tau \quad (5)$$

where: $n-1 \leq \alpha \leq n$.

3. ACCELEROMETER. CONCEPT, RESEARCH METHODOLOGY AND RESULTS

Transducers measuring accelerations (accelerometers) are tested [3], [5], [6] and [10], treated as a representative group of measuring transducers. In the classic notation, accelerometers are described with second-order differential equations (6), like many other groups of measuring transducers. Simulation and laboratory testing of a second-order measuring transducer (Fig.1.) - accelerometer has been tested.

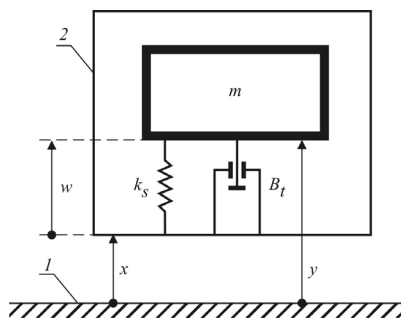


Fig. 1. Kinetic diagram of an accelerometer: m – seismic mass, k_s – spring constant, B_t – damping coefficient, x – object motion relative to a fixed system of coordinates, w – motion of a vibrating mass relative to a vibrating object, 1- base, 2- transducer housing [3] and [7]

Dynamic behaviour of the accelerometer is written down in a form of a differential equation of the second order [3]:

$$\frac{d^2}{dt^2} w(t) + 2\zeta\omega_0 \frac{d}{dt} w(t) + \omega_0^2 w(t) = -\frac{d^2}{dt^2} x(t) \quad (6)$$

where: w - motion of a vibrating mass relative to a vibrating object, x - object motion relative to a fixed system of coordinates, parameters characteristic of accelerometers k - amplification coefficient: ω_0 - natural pulsation and ζ - damping degree. Introducing a non-integral order to the measuring transducer's equation (6) converts it into:

$$\frac{d^2}{dt^2} w(t) + 2\zeta\omega_0 \frac{d}{dt^{(\nu)}} w(t) + \omega_0^2 w(t) = -\frac{d^2}{dt^2} x(t) \quad (7)$$

where ν – fractional order derivatives.

The concept of authors' work [3], [5], [6] and [7] is based on a comparison of different models of an accelerometer's dynamic behaviour (based on differential equations of integer and fractional orders) with the processing characteristics of a real accelerometer so as to obtain an unambiguous answer to the question about which method of modelling is more accurate and whether there are any criteria for which a certain model is better at reproducing the dynamic behaviour of the real accelerometer.

The research plan has included the following algorithm of proceedings:

1. Investigating processing characteristics of real accelerometers over the entire range of the measuring signal processing with the highest possible measurement accuracy.
2. Developing models describing dynamic behaviour of real accelerometers by means of differential equations of integer order on the basis of characteristics of the measuring signal processing.
3. Developing models describing dynamic behaviour of real accelerometers by means of fractional calculus on the basis of characteristics of the measuring signal processing.
4. Comparing processing characteristics of the accelerometer models from points 2 and 3 with their real counterparts and comparing processing characteristics of different models with each other.

It presents research results of acceleration measurements in the measurement system shown in Fig.2. Table 1 includes some research results.

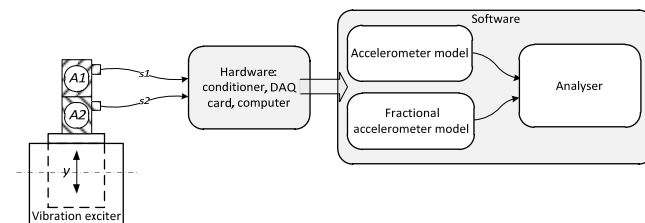


Fig. 2. Measurement system: $A1$, $A2$ - model and tested measuring transducers [3]

Signals received from accelerometers of different sensitivities were compared in the system. Sensitivity of accelerometer $A1$ which was adopted as a model was ca. 30 times higher than that of the investigated accelerometer $A2$. Equations of integer and fractional orders describing dynamic behaviour of the investigated accelerometer were determined by means of the ARX method (AutoRegressive with eXogenous input identification method) [3], [4], [6] and [10] on the basis of the data from accelerometers.

The signals from determined models were compared to the signal from the model accelerator. The relative errors of measurements were determined adopting the signal from the model accelerator as a reference value. The median of the series of 500 successive measurement samples was adopted as the error measure. Measurements were taken separately for the following frequencies of the vibration exciter: 100 Hz, 200 Hz, 300 Hz, 400 Hz and 500 Hz. On the basis of preliminary investigations it was found out that in the examined cases the models described by means of fractional order equations convey the accelerometer processing characteristics more accurately than integer order equations. Depending on examined frequencies the accuracy of reproduced dynamic behaviour of an accelerometer by a model is between ca. 5% to ca. 10%. These values can be increased if we developed a more accurate model of fractional orders. Table 1 presents results of laboratory tests. Theoretical and simulation tests are included in works [3], [5], [6] and [7].

Table 1. Values of median relative error for the transducer's model of integer and fractional order. [5]

Frequency [Hz]	Median relative error for the integer order model [%]	Median relative error for the fractional order model [%]	Difference [%]
100	30.8089	20.8040	10.0049
200	30.2997	20.8041	9.4956
300	29.5564	20.8042	8.7522
400	28.3097	20.8039	7.5058
500	26.0184	20.8040	5.2144

Conclusions from this research are compatible with conclusions from the laboratory tests [5]. Results of the research suggest that the in the future for new models of accelerometers fractional calculus model of measuring transducer will more accurate at reflecting the dynamics of the input signal processing than the model described by the classical differential equations.

4. MEMBRANE PRESSURE TRANSDUCER

This chapter presents attempt at a mathematical description and frequency analysis of a transmitter of continuous quantities, like for example pressure, with the use of the fractional order differential equations. To examine dynamic properties of the pressure transducer, a model of a pressure chamber with an inlet pipe was made (Fig. 3).

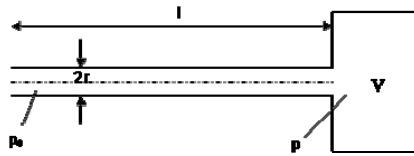


Fig. 3. Pressure chamber with an inlet pipe: r , l – pipe dimensions, p_0 – inlet pressure, p – pressure in the transmitter's chamber [4]

The differential equation constituting the mathematical model of the analysed pneumatic system, in which the fractional order differential equation is applied, looks as follows:

$$\frac{d^{(v_2)}}{dt^{(v_2)}} p(t) + 2\xi\omega_0 \frac{d^{(v_1)}}{dt^{(v_1)}} p(t) + \omega_0^2 \frac{d^{(v_0)}}{dt^{(v_0)}} p(t) = \omega_0^2 p_0(t) \quad (8)$$

where: $p(t)$ – pressure in the transmitter's chamber, $p_0(t)$ – inlet pressure, $v > 0$ – order of derivative.

To determine the derivative of a continuous function, i.e. pressure in the transmitter's chamber, we used the Riemann-Liouville definition of fractional derivative (3). The Laplace transform for the Riemann-Liouville fractional derivative is [2]:

$$L\left[{}^{R-L}_0 D_t^\alpha f(t)\right] = s^\alpha F(s) - \sum_{k=0}^{j-1} s^k {}^{R-L}_0 D_t^{\alpha-k-1} f(0) \quad (9)$$

where: $j-1 \leq \alpha \leq j \in N$

Applying the Laplace transform to equation (8), for zero initial conditions, we obtain:

$$s^{2v} p(s) + 2\xi\omega_0 s^v p(s) + \omega_0^2 p(s) = \omega_0^2 p_0(s) \quad (10)$$

Hence:

$$p(s) = \left(\frac{\omega_0^2}{s^{2v} + 2\xi\omega_0 s^v + \omega_0^2} \right) p_0(s) \quad (11)$$

From equation (11) we obtain the transfer function of the analysed pressure transmitter:

$$G^{(v)}(s) = \frac{p(s)}{p_0(s)} = \frac{\omega_0^2}{s^{2v} + 2\xi\omega_0 s^v + \omega_0^2} \quad (12)$$

Substituting:

$$s = j\omega = \omega e^{j\frac{\pi}{2}} = \omega \left[\cos\left(\frac{\pi}{2}\right) + j \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) \right] \quad (13)$$

in the formula (12), we obtain the spectral transfer of the transmitter:

$$G^{(v)}(j\omega) = \frac{\omega_0^2}{(j\omega)^{2v} + 2\xi\omega_0 (j\omega)^v + \omega_0^2} \quad (14)$$

Owing to elementary transformations we can calculate the real and imaginary parts of the spectral transform function:

$$G^{(v)}(j\omega) = P^{(v)}(\omega) + jQ^{(v)}(\omega) \quad (15)$$

Knowing the real and imaginary part of the spectral transform of the transmitter, we can determine the equation describing the logarithmic amplitude function:

$$M^{(v)}(\omega) = 20 \log \sqrt{[P^{(v)}(\omega)]^2 + [Q^{(v)}(\omega)]^2} \quad (16)$$

as well as the equation describing the logarithmic phase characteristic:

$$\varphi^{(v)}(\omega) = \arctg \left[\frac{Q^{(v)}(\omega)}{P^{(v)}(\omega)} \right] \quad (17)$$

5. NUMERICAL TESTS AND SIMULATIONS

In order to verify the dependencies describing logarithmic functions of amplitude (16) and phase (17) of the tested trasducers, a pneumatic pressure transducer was modelled in the MATLAB&Simulink described by means of an ordinary differential equation and a fractional order differential equation.

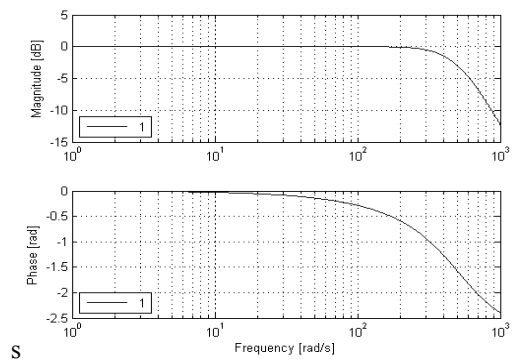


Fig. 4. Logarithmic frequency responses of the pressure transducer described by the ordinary and fractional order equation [4]

While describing the transmitter with the use of the fractional order differential equation was adopted parameter $v=1$ and compared the obtained logarithmic functions of the amplitude and phase with the logarithmic functions of the pressure transmitter made with an ordinary differential

equation. In simulations was adopted: pulsation $\omega = 500$ rad/s and damping coefficient $\xi = 0.7$.

The transfer function of the pneumatic pressure transmitter described with the use of the ordinary differential equation looks as follows:

$$G(s) = \frac{p(s)}{p_0(s)} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0s + \omega_0^2} \quad (18)$$

While conducting simulation of equation (18), which represents dynamics of phenomena occurring in the analysed pneumatic system, in MATLAB environment, we obtained the frequency responses outlined in Fig.4:

When simulating in MATLAB&Simulink environment equations (16) and (17), describing the pneumatic pressure transducer with the use of the fractional order differential equation and adopting the parameter $\nu = 0$, we obtained the the same functions outlined in Fig. 4. The comparison of classic and fractional models' described by frequency diagrams have the same course in the tested frequency ranges as the classic models. This means that fractional calculus is a generalisation of integral-order differential calculus [3].

6. CONCLUSIONS

In this paper the authors presented (proven by them) thesis: *method of description of the dynamic properties of accelerometer and pressure transducer in terms of signal processing, based on fractional calculus, allows for a description of dynamic properties of broader class of measuring transducers, i.e. integer-order and fractional-order.*

The paper presented possibilities of using fractional calculus in modelling of accelerometer. It describes a laboratory measurement system for investigating dynamic properties of it. This paper presented also attempt at a mathematical description a measuring transducer of continuous quantities, like for example pressure, with the use of the fractional order differential equations.

The authors wants to continue their work on the use of fractional calculus in dynamic measurements for measuring transducers different from those that are introduced in this paper, especially those requiring fast and accurate measurements. Further research will be conducted to verify whether: *the model of dynamic properties of real accelerometer and pressure transducer determined by means*

of fractional calculus conveys the dynamic performance of the real accelerometer over the entire processing range more accurately than modelling of the same transducer by means of integer order differential equations.

7. REFERENCES

1. Kaczorek T.: Selected Problems of Fractional Systems Theory, Springer-Verlag GmbH, ISBN 978-3-642-20501-9, Berlin, Germany 2011.
2. Ostalczyk P.: Epitome of the fractional calculus. Theory and its applications in automatics, Wydawnictwo Politechniki Łódzkiej, p. 430, ISBN 978-83-7283-245-0, Lodz, 2008 (Published in Polish).
3. Luft M., Szychta E., Cioć R., Pietruszczak D.: Effect of fractional orders in differential equation describing damping in the measuring transducer, Communications in Computer and Information Science, ISSN 1865-0929, e-ISSN 1865-0937, Springer Heidelberg Dordrecht London New York, 2011.
4. Luft M., Szychta L., Nowocień A., Cioć R., Pietruszczak D.: Charakterystyki częstotliwościowe modelu przetwornika ciśnienia opisanego równaniem różniczkowym niecałkowitego rzędu, Logistyka 4(2015), ISSN 1231-5478, Poznań, 2015 (Published in Polish).
5. Luft M., Pietruszczak D., Szychta E.: Analysis of dynamic properties of accelerometer using fractional derivatives, COMMUNICATIONS 4(2015) - Scientific Letters of the University of Zilina, ISSN 1335-4205, pp. 40-44, EDIS – Publishing Institution of the University of Zilina, Zilina, Slovak Republic, 2015.
6. Pietruszczak D., Szychta E.: Analysis of selected dynamic properties of fractional order accelerometers for application in telematics equipment, Communications in Computer and Information Science, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, ISSN 1865-0929, e-ISSN 1865-0937, 2013.
7. Luft M., Szychta E., Cioć R., Pietruszczak D.: Application of fractional calculus in identification of the measuring system, Transport Systems and Processes, CRC Press Balkema, Taylor & Francis Group, ISBN 978-0-415-69120-8, London, UK, 2011.
8. Lesiak P.: Inteligentna technika pomiarowa, ISBN 83-88001-68-X, Wydawnictwo Politechniki Radomskiej, Radom, 2001 (Published in Polish).

O PEWNYCH ZASTOSOWANIACH RACHUNKU RÓŻNICZKOWEGO NIECAŁKOWITYCH RZĘDÓW W MODELOWANIU AKCELEROMETRU I PRZETWORNIKA CIŚNIENIA

W artykule przedstawiono możliwości zastosowania rachunku różniczkowego niecałkowitych rzędów (ang. fractional calculus) do opisu właściwości dynamicznych akcelerometru i przetwornika ciśnienia dowolnych rzędów, co autorzy uważają za swoje oryginalne osiągnięcie w pracy naukowej. Badania symulacyjne wykonano w środowisku MATLAB&Simulink. Autorzy zakładają, że przyszłości właściwości dynamiczne modeli przetworników o nowych rozwiązaniach konstrukcyjnych i technologicznych będą wymagały opisu za pomocą rachunku różniczkowego niecałkowitych rzędów. Takie założenie, że „teoria” powinna wyprzedzać „praktykę” wydaje się być słusznym gdyż wielokrotnie sprawdzała się w przeszłości. Przykładem może być tutaj klasyczny kondensator i jego „ułankowy” odpowiednik: superkondensator.

Słowa kluczowe: akcelerometr, miernictwo dynamiczne, MATLAB&Simulink, przetwornik ciśnienia, rachunek różniczkowo-całkowy niecałkowitych rzędów.

MODELOWANIE NIELINIOWOŚCI OBWODU MAGNETYCZNEGO NA PRZYKŁADZIE TRANSFORMATORA 1 FAZOWEGO. ASPEKTY DYDAKTYCZNE

Mieczysław RONKOWSKI¹, Michał MICHNA², Filip KUTT³, Grzegorz KOSTRO⁴

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki

1. tel.: 58 347 20-87 e-mail: mieczyslaw.ronkowski@pg.gda.pl

2. tel.: 58 347 29 79 e-mail: michal.michna@pg.gda.pl

3. tel.: 58 347 19 39 e-mail: filip.kutt@pg.gda.pl

4. tel.: 58 347 11 57 e-mail: grzegorz.kostro@pg.gda.pl

Streszczenie: W artykule opisano proces dydaktyczny związany z analizą stanów przejściowych na przykładzie załączania nieobciążonego transformatora 1-fazowego. Eksploatacja transformatorów z rdzeniem ferromagnetycznym wiąże się z koniecznością przeciwdziałania skutkom dużych prądów łączeniowych, w tym odpowiedniego doboru zabezpieczeń. Zrozumienie przyczyn powstawania prądu łączeniowego jest kluczowym zagadnieniem przy doborze aparatury w obwodach zasilania transformatora. Autorzy opisują metodę modelowania nieliniowości obwodu magnetycznego transformatora prezentowaną podczas zajęć dydaktycznych z przedmiotu Systemy Elektromechaniczne dla studentów II stopnia studiów na kierunku Elektrotechnika.

Słowa kluczowe: transformator, nieliniowość obwodu magnetycznego, nauczanie.

1. WSTĘP

1.1. Systemy elektromechaniczne

Przedmiot Systemy Elektromechaniczne prowadzony jest dla studentów II stopnia studiów elektrotechnika na Wydziale Elektrycznym Politechniki Gdańskiej. Głównym celem jest zapoznanie studentów z ogólną strukturą oraz funkcjami wybranych systemów elektromechanicznych np. zespołów prądotwórczych o zmiennej prędkości, napędów o regulowanej prędkości obrotowej. Podstawowymi elementami każdego systemu elektromechanicznego są maszyny elektryczne i transformatory. Do najważniejszych zagadnień omawianych w trakcie zajęć należą metody formułowania modeli dynamicznych, implementacja modeli w programach symulacyjnych, wyznaczanie parametrów i porównywanie wyników badań symulacyjnych i eksperymentalnych [1].

1.2. Cel i realizacja zajęć modelowania transformatora

Głównym celem przeprowadzanych zajęć jest zapoznanie studentów z dynamicznym modelem obwodowym transformatora — wzorcowego sprzężenia transformatorowego. Dodatkowo studenci mają okazję do nauki zastosowania programu symulacyjnego LTspice do badania właściwości dynamicznych transformatora.

Zajęcia prowadzone są w trzech formach: wykład, zajęcia laboratoryjne oraz zajęcia komputerowe. W trakcie

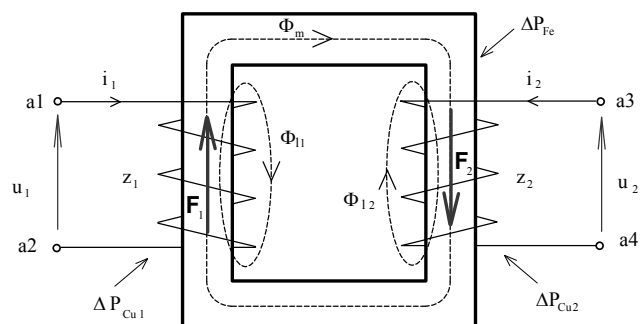
wykładów przedstawiany jest proces wyprowadzenia modelu matematycznego transformatora. Celem zajęć laboratoryjnych jest wyznaczenie parametrów do modelu transformatora oraz rejestracja prądu łączeniowego przy różnych warunkach zasilania. W trakcie zajęć komputerowych studenci wykonują badania symulacyjne typowych stanów pracy dynamicznej transformatora o zadanych wartościach parametrów modelu oraz wymuszeniach elektrycznych. Podsumowaniem zajęć jest porównanie wyników uzyskanych w trakcie badań eksperymentalnych i symulacyjnych.

2. MODEL TRANSFORMATORA

2.1. Transformator jako wzorcowe sprzężenie transformatorowe

Schemat układu elektromagnetycznego na rysunku 1 przedstawia podstawowy model fizyczny transformatora wraz z ilustracją zasady jego działania — generacji SEM transformacji [2, 3]. Na podstawowy model fizyczny transformatora składają się:

- elementy czynne: rdzeń, uzwojenia pierwotne i wtórne;
- wielkości fizyczne: napięcia, strumień magnesowania, strumienie rozproszenia uzwojeń, straty w żelazie i straty w miedzi uzwojeń.



Rys. 1. Podstawowy model fizyczny transformatora jednofazowego: rdzeń; układ uzwojeń pierwotnego i wtórnego; rozptyw strumienia magnesującego (głównego) Φ_m oraz strumieni rozproszenia Φ_{11} i Φ_{12} ; straty w żelazie ΔP_{Fe} ; straty w miedzi uzwojeń ΔP_{Cu1} oraz ΔP_{Cu2}

Przyjęte na rysunku 1 symbole $a1$, $a3$ oznaczają umowne początki uzwojeń odpowiednio pierwotnego i wtórnego, a symbole $a2$, $a4$ — umowne końce tych uzwojeń. Płynące prądy w uzwojeniach transformatora wytwarzają pola magnetyczne (przepływy, siły magnetomotoryczne -SMM: F_1 oraz F_2), których osie są skierowane zgodnie z osiami magnetycznymi tych uzwojeń (osiąmi kolumn)

Transformator jest rozpatrywany jako układ elektromagnetyczny, w którym moc elektryczna dostarczana i moc elektryczna odbierana, ulegają przemianom za pośrednictwem pola magnetycznego. Moc pola magnetycznego jest mocą wewnętrzną transformatora, gdyż układ nie ma możliwości wymiany tej mocy z otoczeniem. Pole magnetyczne wyraża się zależnościami strumieniowo-prądowymi. Stąd, stan transformatora będzie opisany układem równań napięciowo-prądowych dla obu stron elektrycznych.

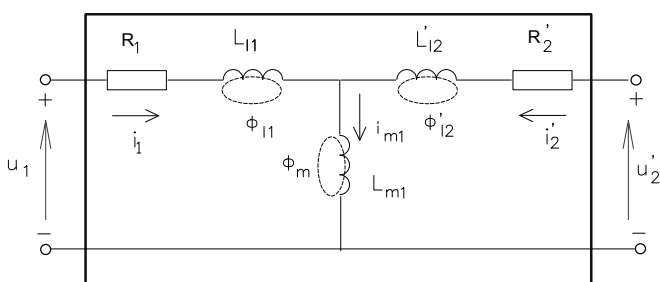
Transformator na rysunku 1 może być przedstawiony jako wielowrotnik elektromagnetyczny o dwóch parach zacisków (wrotach), które stanowią „wejście i wyjście elektryczne” — zaciski kolejnych uzwojeń. Dynamika (ruch) transformatora jest określona dwoma parametrami mocy na każdej parze zacisków. Jej formalnym opisem będzie układ równań różniczkowych zwyczajnych nieliniowych przy dwóch zadanych wymuszeniach. Układ ten opisuje, m.in., związki między napięciami, prądami i strumieniami magnetycznymi transformatora.

W dalszych rozważaniach przyjęto następujące założenia upraszczające:

- uzwojenia transformatora są układem symetrycznym;
- płynące w uzwojeniach prądy o dowolnych przebiegach wzbudzają SMM odwzorowane wektorami przestrzennymi F_1 oraz F_2 ;
- wpływ pola elektrycznego między elementami maszyny, zjawisko anizotropii, histerezy, straty w żelazie i wypieranie prądu w przewodach uzwojeń są pominięte.

2.2. Dynamiczny model obwodowy wzorcowego sprzężenia transformatorowego

Tworząc model obwodowy sprzężenia przyjęto, że wpływ zmiennych magnetycznych (strumieni magnesującego ϕ_m i rozproszenia ϕ_{11} , ϕ_{12}) na zachowanie sprzężenia odwzorowują wielkości obwodowe: indukcyjności magnesowania L_{m1} , oraz rozproszenia L_{11} i L_{12} [1]. Następnie, po redukcji uzwojenia wtórnego do pierwotnego, czyli zamianie liczby zwojów z_2 na $z'_2=z_1$, model obwodowy sprzężenia przyjmie postać jak na rysunku 2 (pominięto odwzorowanie wpływu strat w żelazie na właściwości dynamiczne sprzężenia).



Rys. 2. Model obwodowy (schemat zastępczy) wzorcowego sprzężenia transformatorowego — transformatora jednofazowego

3. BADANIA SYMULACYJNE

Stany dynamiczne transformatora określone są przez następujące czynniki [1, 4, 5]:

- warunki zasilania (wymuszenia elektryczne);
- przebiegi napięć, prądów i strumieni sprzężonych poszczególnych uzwojeń transformatora;
- siły elektrodynamiczne, jako wynik wzajemnego oddziaływania odpowiednich prądów i strumieni sprzężonych;
- warunki obciążenia strony wtórnej transformatora.

Najbardziej interesujące z punktu widzenia eksploatacji transformatorów przemysłowych są następujące przebiegi:

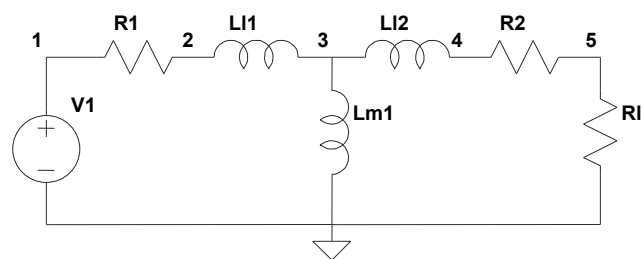
- prądu jałowego (łączeniowego) przy załączeniu transformatora,
- prądu zwarcia udarowego, w warunkach zasilania napięciem sinusoidalnie zmiennym.

Właściwa analiza wymienionych wyżej stanów pracy dynamicznej — stanów nieustalonych — transformatora, ze względu na nieliniowość zachodzących procesów elektromagnetycznych w transformatorze, wymaga zastosowania zaawansowanych technik symulacyjnych. Przedstawiony model obwodowy transformatora (rys. 2) stanowi wygodną bazę do obliczeń komputerowych, wykorzystujących programy symulacyjne obwodów elektrycznych typu: *PSpice* [6,8,9], *LTspice* [8], *Synopsys SABER* [9], *20Sim* [10], itp. Tradycyjnie programem używanym na zajęciach Symulacje Elektromechaniczne był program *PSpice* – do tego programu została przygotowana odpowiednia baza modeli maszyn elektrycznych i transformatorów. Niestety program ten nie jest już rozwijany i jako program alternatywny został zaproponowany program *LTspice* firmy *Linear Technology Corporation*.

Program *LTspice* umożliwia symulację obwodów elektrycznych i elektronicznych w oparciu o bibliotekę elementów opracowanych w języku *SPICE*. Schematy symulacyjne można przygotowywać w formacie tekstowym (cir, asc, scr) lub w środowisku graficznym. Program posiada postprocesor graficzny do analizy przebiegów uzyskanych z symulacji. Interfejs programu wzorowany jest na programie *PSpice*.

3.1. Model symulacyjny

W oparciu o model obwodowy transformatora (rys. 2) opracowano model symulacyjny transformatora w programie *LTspice*. Schemat modelu symulacyjnego przedstawiono na rysunku 3.



Rys. 3. Schemat modelu symulacyjnego transformatora do programu *LTSpice*

Przyjęto stałą strukturę modelu (liczba i połączenia między elementami), którą zastosowano przy symulacji stanu jałowego i zwarcia (zmiana wartości rezystancji R_l). Nieliniowości obwodu magnetycznego transformatora

uwzględniono poprzez odpowiednią definicję parametrów indukcyjności magnesowania (L_{m1}).

Model transformatora opracowany został w języku SPICE i zapisany w pliku tekstowym z rozszerzeniem *.cir

Wartości parametrów modelu transformatora można obliczyć z wystarczającą dokładnością dla obliczeń inżynierskich na podstawie jej danych katalogowych lub danych pomiarowych (próba zwarcia i próba stanu jałowego). Do wprowadzania wartości tych parametrów w języku SPICE wykorzystuje się instrukcję .PARAM.

3.2 Model nieliniowy transformatora

Transformator jest urządzeniem nieliniowym – rdzeń transformatora wykonany jest z blachy ferromagnetycznej, którą charakteryzuje krzywa magnesowania (zależność pomiędzy indukcją magnetyczną a natężeniem pola magnetycznego $B=f(H)$) [3, 4]. W konsekwencji zależność pomiędzy strumieniem i prądem jest również nieliniowa i odpowiada charakterystyce magnesowania. Uwzględnienie nieliniowości w modelu transformatora polega na zdefiniowaniu odpowiedniej wartości indukcyjności magnesowania L_{m1} [7-10].

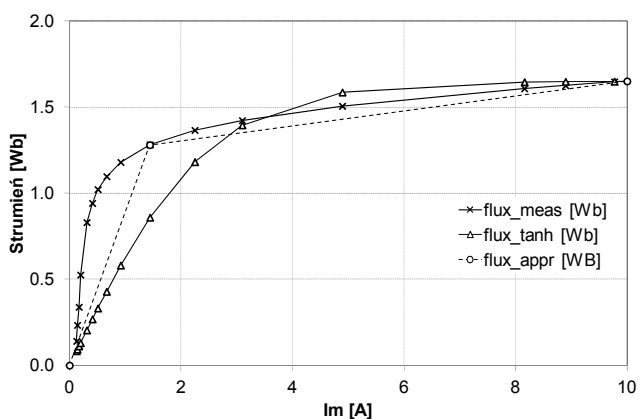
W modelu transformatora w programie *LTspice* zależność pomiędzy strumieniem a prądem opisana jest tabelarycznie przez punkty z charakterystyki magnesowania. (pary wartości prąd-strumień). Charakterystyka magnesowania może być wyznaczona na podstawie pomiarów. W modelu transformatora należy zdefiniować punkty leżące w pierwszej i trzeciej ćwiartce charakterystyki (symetrycznie). Przykładowa aproksymacja charakterystyki magnesowania w programie *LTspice* (zmienna x oznacza prąd płynący przez cewkę):

```
Lm1 3 0 flux=table(x, -18, -2.0, -0.905, -0.99 , 0 , 0, 0.905 , 0.99 , 18 , 2.0).
```

Charakterystyka magnesowania może być również opisana zależnością analityczną [8-10], na przykład przy wykorzystaniu funkcji tangens hiperboliczny według zależności:

$$\lambda(i) = \lambda_{sat} \tanh(i / I_{sat}) \quad (1)$$

Konieczne jest zdefiniowanie parametrów określających wartości strumienia nasycenia (λ_{sat}) i odpowiadającej mu wartości prądu magnesowania (I_{sat}).



Rys. 4. Modelowanie charakterystyki nieliniowej transformatora: flux_meas - wyniki pomiarów, flux_tanh - aproksymacja funkcją analityczną, flux_appr - aproksymacja odcinkami

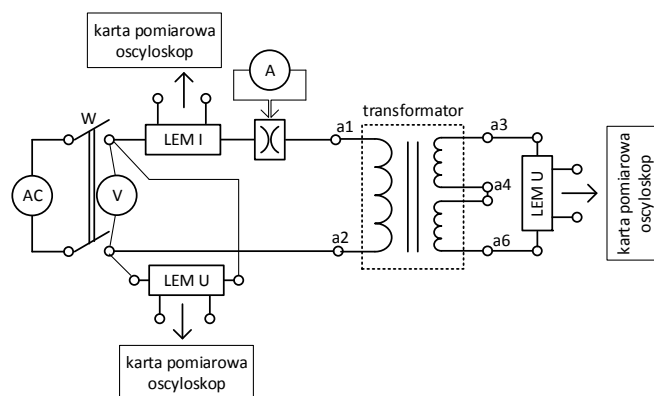
Implementacja funkcji (1) w modelu SPICE wygląda następująco:

```
PARAM Isat=8, Flux_sat=2
Lm1 3 0 flux={Flux_sat}*tanh(x/{Isat})
```

Porównanie charakterystyk magnesowania uzyskanych z pomiarów oraz aproksymowanych odcinkami prostymi lub zależnością analityczną przedstawiono na rysunku 4. Dokładność odwzorowania charakterystyki magnesowania ma znaczenie do uzyskania prawidłowego przebiegu prądu łączeniowego. Dobierając liczbę odcinków aproksymacji lub współczynniki równania (1) studenci mają możliwość obserwacji tych parametrów np. na wartość maksymalną prądu łączeniowego.

4. BADANIA EKSPERYMENTALNE

Ostatnim etapem ćwiczenia jest rejestracja prądu łączeniowego transformatora [4]. Próba polega na włączeniu napięcia zasilania na uzwojenie transformatora po dowolnej stronie i pomiarze przebiegów czasowych: prądu po stronie pierwotnej, napięcia zasilania i napięcia po stronie wtórnej. W czasie pomiaru uzwojenie wtórne transformatora jest otwarte (brak obciążenia). Schemat połączeń układu pomiarowego przedstawiono na rysunku 5.



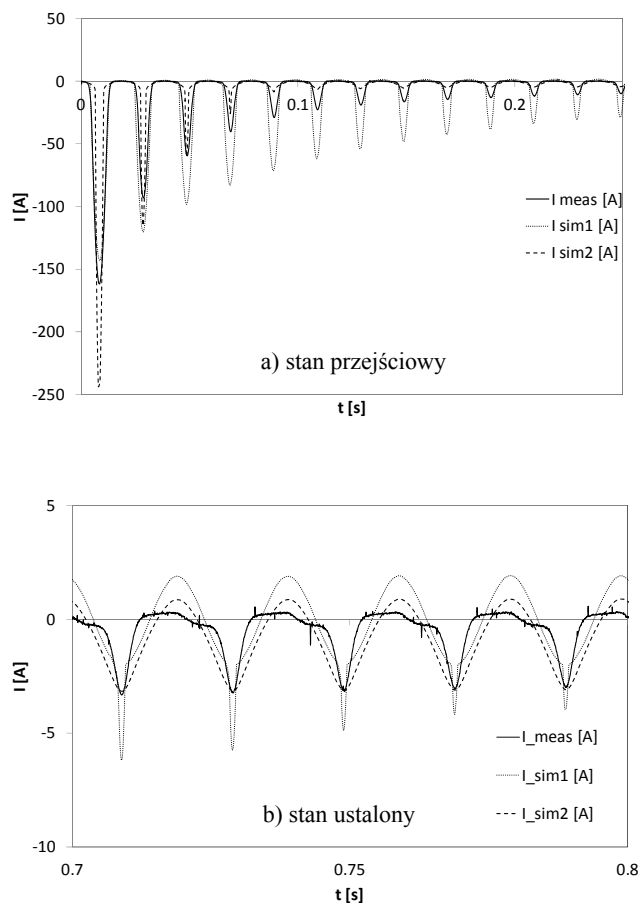
Rys. 5. Schemat połączeń układu pomiarowego do badania łączeniowych przebiegów czasowych transformatora

Pomiary wykonywane są dla dwóch przypadków: gdy wartość chwilowa napięcia w momencie załączania jest bliska wartości zerowej oraz gdy wartość chwilowa napięcia w momencie załączania jest bliska wartości maksymalnej.

Porównanie przebiegów prądu łączeniowego otrzymanych w wyniku symulacji oraz pomiarów pokazano na rysunku 6. Symulację wykonano stosując model liniowy transformatora oraz modele nieliniowe oparte o opis analityczny oraz aproksymację odcinkami charakterystyki magnesowania.

Zadaniem studentów jest dokładne wyznaczenie chwili załączenia napięcia i zadanie odpowiednich warunków początkowych symulacji (fazy załączanego napięcia). Na podstawie porównania zarejestrowanych przebiegów i symulacji prądu łączeniowego weryfikuje się poprawność wyznaczenia parametrów transformatora i dokładność odwzorowania charakterystyki magnesowania.

Opracowany model transformatora pozwala na oszacowanie wartości udarowych prądu łączeniowego nieobciążonego transformatora (rys. 6a), a także na odwzorowanie niesinusoidalnego przebiegu prądu w stanie ustalonym (bez obciążenia) (rys. 6b).



Rys. 6. Porównanie przebiegów prądu łączniowego transformatora: I_{meas} – wyniki pomiarów, I_{sim1} - wyniki symulacji aproksymacja odcinkami, I_{sim2} - wyniki symulacji nieliniowy model analityczny

5. WNIOSKI KOŃCOWE

Podstawowym celem opracowanego programu zajęć jest zapoznanie studentów z dynamicznym modelem obwodowym transformatora, sposobem jego implementacji w programie symulacyjnym oraz właściwościami dynamicznymi transformatora. Istotnym jest aby model transformatora był możliwie prosty, a jednocześnie zapewniał odwzorowanie nieliniowości wynikającej z charakterystyki magnesowania. Prosty model ułatwia jego zrozumienie i upraszcza jego zastosowanie w programie symulacyjnym. Parametry niezbędne do opisanie nieliniowości są łatwe do wyznaczenia na podstawie podstawowych prób przeprowadzanych w laboratorium.

MODELLING THE MAGNETIC CIRCUIT NONLINEARITY OF THE ONE PHASE TRANSFORMER. TEACHING ASPECTS

The paper describes the teaching process of the transients analysis based on the switch on the unloaded one phase transformer. The use of iron-core transformer is associated with need to counter the effects of high inrush currents during this transient state, including proper selection of protection system and switch gear. Understanding the causes of switching current is a key issue in the selection of equipment in the supply circuits of power transformer. The authors describe a method for modeling non-linearity of the magnetic circuit of the transformer presented during classes on the subject of electromechanical systems for students of second cycle of studies in Electrical Engineering.

Keywords: educational courses, electrical engineering education, transformer, transformer core nonlinearity.

Opracowany model transformatora, jak i modele innych maszyn elektrycznych mogą stanowić część wirtualnego laboratorium systemów elektromechanicznych [11]. Nawet najprostszy system elektromechaniczny może składać się z wielu elementów. Opracowane i sprawdzone modele przetworników elektromechanicznych pozwolą usprawnić proces diagnostyki oraz projektowania. Pozwolą również na zrozumienie zależności między poszczególnymi komponentami systemu, oraz wzajemnego oddziaływania ich parametrów.

6. BIBLIOGRAFIA

1. Ronkowski M., Michna M., Kostro G., Kutt F.: *Maszyny elektryczne wokół nas: zastosowanie, budowa, modelowanie, charakterystyki, projektowanie.* (e-skrypt). Wyd. PG, Gdańsk, 2011.
2. Krause P.C.: *Analysis of Electric Machinery.* Mc Graw - Hill Book Comp. New York, 1986.
3. Latek W.: *Teoria maszyn elektrycznych.* WNT, Warszawa, 1982.
4. Matulewicz W., Karkosiński D.: *Laboratorium stanów przejściowych maszyn elektrycznych.* Skrypt PG, 1993.
5. Paszek W.: *Stany nieustalone maszyn elektrycznych prądu przemiennego.* WNT, Warszawa, 1986.
6. Zimny P., Karwowski K.: *SPICE klucz do elektrotechniki. Instrukcja, program, przykłady.* Skrypt PG, 1993.
7. Wilk A.: *Nonlinear modeling of traction transformer with coiled iron core for dynamic simulation,* Zeszyty Naukowe WEiA PG nr 26, str. 125-128, Gdansk 2009.
8. Vahidi, B.; Beiza, J., *Using PSpice in teaching impulse Voltage testing of power transformers to senior undergraduate students,* in Education, IEEE Transactions on , vol.48, no.2, pp.307-312, May 2005
9. Pedra, J.; Sainz, L.; Co'rcoles, F.; Lopez, R.; Salichs, M.A., *PSPICE computer model of a nonlinear three-phase three-legged transformer,* in Power Delivery, IEEE Transactions on , vol.19, no.1, pp.200-207, Jan. 2004
10. Baghzouz, Y.; Gong, X.D., *Voltage-dependent model for teaching transformer core nonlinearity,* in Power Systems, IEEE Transactions on , vol.8, no.2, pp.746-752, May 1993
11. Duarte, M.; Butz, Brian P.; Miller, S.M.; Mahalingam, A., *An Intelligent Universal Virtual Laboratory (UVL),* in Education, IEEE Transactions on , vol.51, no.1, pp.2-9, Feb. 2008
12. Strona domowa programu LTspice www.linear.com
13. Strona domowa programu SABER www.synopsys.com
14. Strona domowa programu 20Sim www.20sim.com

KONCEPCJA STANOWISKA DO BADANIA WYPŁYWU ZANIECZYSZCZEŃ Z KANAŁÓW BURZOWYCH

Mariusz R. RZĄSA¹, Joanna BOGUNIEWICZ-ZABŁOCKA²

1. Politechnika Opolska, Wydział Mechaniczny
tel.: 77 449 80 71 e-mail: m.rzasa@po.opole.pl
2. Politechnika Opolska, Wydział Mechaniczny
tel.: 774498876 e-mail: j.boguniewicz@po.opole.pl

Streszczenie: Pomiar przepływu mieszaniny polidispersyjnej są jednymi z najtrudniejszych do zrealizowania w warunkach technicznych. W artykule opisano koncepcję systemu pomiarowego, który umożliwi obserwację przepływającej mieszaniny oraz wyznaczenia podstawowych parametrów jej ruchu. W pracy zaproponowano sposób opisu wydmy przesuwającego się piasku. Wymiary wydmy zdefiniowano za pomocą czterech charakterystycznych wymiarów. Zaproponowano stanowisko laboratoryjne umożliwiające badanie przepływu mieszaniny w kanale otwartym przy różnym nachyleniu kanału i różnym składzie granulometrycznym frakcji stałej. Stanowisko wyposażono w system rejestracji obrazu. Obrazy zarejestrowane kamerą poddawane są procesowi komputerowej analizy obrazu i na tej podstawie możliwe jest określenie podstawowych parametrów ruchu mieszaniny. Praca zawiera opis koncepcji stanowiska laboratoryjnego oraz ideę metody analizy obrazu.

Słowa kluczowe: przepływ w kanale otwartym, przepływ dwufazowy, komputerowa analiza obrazu.

1. WPROWADZENIE

Człowiek od początków cywilizacji, wpisujący się w środowisko naturalne. Ludzie od wieków obserwowali zmiany w swoim otoczeniu. Wokół powiększających się osiedli ludzkich, zaczęły gromadzić się odpady i inne nieczystości wynikające z egzystencji mieszkańców. Przykładem pozytywnego myślenia nad porządkiem są działania związane z doprowadzaniem wody do domostw i odprowadzaniem ścieków poza miejsce zamieszkania. W ciągu tysięcy lat obserwujemy rozwój cywilizacji, które na swój sposób radziły sobie z systemami kanalizacyjnymi.

Niejednokrotnie nie posiadając odpowiedniej wiedzy na temat zjawiska przepływu w kanałach burzowych podczas projektowania systemów kanalizacji ogólnospławnej kanały uległyby przewymiarowaniu. Nie uwzględnienie pewnych istotnych elementów podczas projektowania kanalizacji ogólnospławnej może spowodować, że wystąpienie gwałtownej ulewy, spowoduje zalania i uniemożliwi prawidłową pracę oczyszczalni. Rozwiązaniem problemu jest zastosowanie przelewu burzowego do odciążenia sieci z nadmiernej ilości wód opadowych [1].

Stosując przelewy burzowe redukuje się nadmierne wprowadzanie do oczyszczalni wody, jednocześnie redukując przewymiarowanie kanałów ściekowych oraz nie

rozcieńcza się ścieków, które oczyszczalnia może przyjąć, bez zagrożenia dla urządzeń w niej zainstalowanych.

W celu poprawnego działania w ramach ochrony odbiornika, wysokość progu w przelewie burzowym musi być tak dobrana, aby ścieki zaczynały się przelewać dopiero po osiągnięciu pożądanego stopnia rozcieńczenia wodą. Jest to zależne od wielkości odbiornika.

Na pożądaną stopień rozcieńczenia ścieków mają wpływ: stan i rodzaj odbiornika, jego wielkość, a także rodzaj i objętość dopływających ścieków. Obliczenia związane z projektowaniem tradycyjnych przelewów burzowych sprowadzają się do określenia odpowiedniej długości krawędzi przelewu. Obliczenia są obarczone błędami, wynikającymi z błędnych pomiarów. Z reguły kanały po przelewach odprowadzają więcej ścieków, niż wynika to z obliczeń [1].

Zanieczyszczenia w ściekach z kanałów burzowych mogą być bardzo różne, z powietrza wychwytywane są pyły, cząstki niedopalonych paliw, aerozole i inne substancje gazowe i stałe, których pochodzenie najczęściej wiąże się z terenami zakładów przemysłowych, środkami transportu, urządzeniami grzewczymi. Niejednokrotnie są to ciecze ropopochodne lub piasek. Najwięcej zanieczyszczeń ścieków opadowych pojawia się podczas spływu powierzchniowego.

Ścieki deszczowe charakteryzują się głównie zawiesiną mineralną, zawiesina organiczna zauważana jest w ściekach ze zlewni, na terenie których znajdują się targowiska, tereny zielone a także miejsca, gdzie jesienią następuje opad i rozkład liści. Dodatkowo z terenów utwardzonych często dostają się spore ilości zawiesiny ziarnistej [2].

Wielkości cząstek, które występują w wodach opadowych pochodzących z terenów zurbanizowanych są bardzo zróżnicowane. Ich rozkład jest cechą indywidualną dla każdej zlewni. Występują zlewnie, w których większość cząstek, to cząstki gruboziarniste, są też takie, w których zawiesina charakteryzuje się drobnoziarnistością [3].

Można zatem stwierdzić, iż występujące w wodach opadowych zawiesiny są mieszaninami wieloskładnikowymi, zawierającymi oprócz substancji rozpuszczonych i gazów, drobne zawiesiny oraz koloidy pochodzenia organicznego i mineralnego. W związku z tym ścieki te mają cechy mieszaniny polidispersyjnej, w której znajduje się faza ciekła stała i gazowa oraz ma miejsce

jednoczesny przepływ ciecz-ciecz, ciecz-ciało stałe oraz ciecz-gaz.

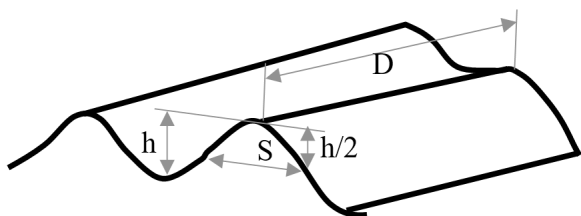
Podjęto próbę wyjaśnienia mechanizmu przepływu mieszaniny polidispersyjnej w kanale otwartym. Głównymi trudnościami opisu mechanizmu przepływu polidispersyjnego jest przede wszystkim: złożoność procesu spowodowana wzajemnym oddziaływaniem faz i cząstek zanieczyszczeń podczas transportu oraz brak możliwości wykonania bardzo dokładnej wizualizacji procesu w kanale burzowym. Dlatego też koniecznym jest uproszczenie opisu procesu i przyjęcie założenia, że zawiesiny ziarniste - ziarna substancji ulegają tylko opadaniu i toczeniu, natomiast podczas transportu nie zmieniają rozmiaru. W tym celu konieczne jest opracowanie i zbudowanie stanowiska laboratoryjnego umożliwiającego obserwację i pomiar ruchu mieszaniny polidispersyjnej jaka występuje w kanałach burzowych. W pracy ograniczono się do koncepcji stanowiska umożliwiającego obserwację ruchu fazy stałej (piasku) w kanale otwartym.

2. METODA POMIARU OBJĘTOŚCI



Rys. 1. Obraz piasku przemieszczającego się po dnie [8]

Koncepcję stanowiska pomiarowego opracowano w celu badania przenoszenia fazy stałej (piasku) na skutek przepływu fazy ciekłej (wody). Tego rodzaju przepływ jest typowy w kanałach burzowych. Piasek w zależności od wielkości frakcji i strumienia cieczy może być unoszony razem z cieczą, toczony po dnie kanału, może też osadzać się na dnie kanału. W pracy skoncentrowano uwagę na przypadku, gdy piasek jest toczony po dnie kanału. Proces przetaczania się piasku jest chaotyczny, jednakże wykazuje on pewne charakterystyczne cechy (rys.1). Typowe dla tego rodzaju przepływu jest tworzenie się niewielkich wydym piasku. Wydmy te stopniowo przesuwały się w kierunku przepływu [4].



Rys. 2. Wymiary charakteryzujące wydmy

Śledzenie lub pomiar pojedynczych ziarenek piasku jest praktycznie niemożliwy, stąd postanowiono mierzyć przemieszczanie się wydmy piasku, na podstawie której wnioskuje się o ilości przemieszczającego się piasku. W celu jednoznacznego określenia strumienia przemieszczającego się piasku zaproponowano opisać wydmy za pomocą kilku wymiarów charakterystycznych (rys.2). Wymiar D przyjęto

równy szerokości kanału, natomiast wymiar h oznacza jej wysokość. Wymiar S oznacza szerokość wydmy w połowie jej wysokości.

Ponieważ kształt przekroju poprzecznego wydmy jest zbliżony do funkcji sinus, w dalszych obliczeniach przyjęto takie założenie. Objętość piasku jaka znajdująca się w wydmy może być obliczona na podstawie scałkowania funkcji sinus w granicach jednego okresu, który jest równy wartości 2S.

$$V = D \cdot \int_0^{2S} \left(\frac{h}{2} + \frac{h}{2} \sin\left(\frac{\pi}{S}x\right) \right) dx \quad (1)$$

gdzie: h – wysokość wydmy [m], D – długość wydmy [m], S – szerokość wydmy [m], x – odległość w kierunku zgodnym z przepływem [m].

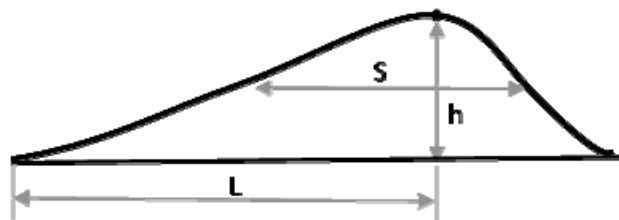
Po obliczeniu całki otrzymuje się zależność:

$$V = D \cdot h \cdot 2S \quad (2)$$

gdzie: h – wysokość wydmy [m], D – długość wydmy [m], S – szerokość wydmy [m].

Na podstawie obliczenia objętości wydmy oraz prędkości przesuwania się jej wierzchołka możliwe jest określenie strumienia objętościowego przepływu piasku. Strumień piasku jest jednym z podstawowych parametrów charakteryzujących ruch w przepływie dwufazowym.

Z uwagi na to, że nie zawsze wydmy posiadają kształt symetryczny konieczne było wprowadzenie jeszcze jednego parametru opisującego kształt wydmy (rys.3). Jest nim odległość L pomiędzy minimalną i maksymalną wysokością wydmy, mierzona od strony napływającej cieczy.



Rys. 3. Typowy kształt wydmy

Ostatecznie przyjęto że dowolna wydma może być opisana za pomocą czterech charakterystycznych wymiarów. A obliczenie podstawowych parametrów ruchu będzie zdefiniowane tymi wymiarami. Przykładowo prędkość poruszania się wydmy będzie pochodną drogi jaką przebędzie wierzchołek wydmy po czasie.

Pomiar dwóch faz należy do jednych z najbardziej złożonych problemów metrologii (parametry geometryczne i przepływowe) [5]. Dodatkowo pomiary utrudnia stochastyczny charakter zjawisk zachodzących w każdej fazie. Powoduje to, że koncentracja fazy rozproszonej zależy od położenia i czasu. Szybkie zmiany w czasie i przestrzeni: powierzchni międzyfazowej, koncentracji, lokalnych prędkości przemieszczania się faz oraz kierunku ich przemieszczania, w znacznym stopniu utrudnia prowadzenie pomiarów. W proponowanym rozwiązaniu do identyfikacji faz zastosowano kamerę z aplikacją do analizy obrazu.

Obecnie brak jest uniwersalnej metody pomiarowej, która pozwalałaby na prowadzenie pomiaru w szerokim

zakresie parametrów, a większość metod charakteryzuje ograniczona przydatność. Stąd konieczne jest poszukiwanie nowych metod pomiarowych, zwłaszcza że brakuje rozwiązań analitycznych, na podstawie których można byłoby określać parametry procesu. W wielu przypadkach jedynym rozwiązaniem jest poszukiwanie zależności empirycznych lub wspomaganie modelowania danymi z eksperymentu. Skala trudności w pomiarze parametrów przepływów dwufazowych w stosunku do pomiaru przepływów jednofazowych jest nieporównywalnie większa. Na ogół pomiary takie wymagają stosowania odmiennych metod pomiarowych.

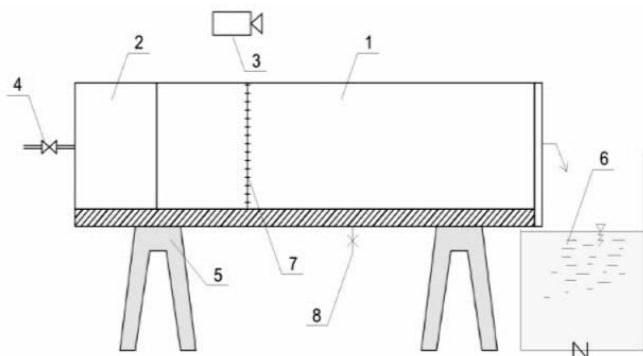
Podstawowymi parametrami, jakie podlegają pomiarowi są: skład frakcyjny kształt powierzchni międzyfazowej, prędkość lokalna i średnia, udział objętościowy, strumień objętości lub masy, struktura przepływu, opory przepływu mieszaniny. Do pomiaru tych parametrów wykorzystuje się różne metody pomiarowe: mechaniczne, elektryczne, optyczne, termiczne, chemiczne, akustyczne oraz magnetyczne. Obecnie niejednokrotnie wspomaga się te metody technikami komputerowymi.

3. KONCEPCJA STANOWISKA BADAWCZEGO

Na potrzeby badań laboratoryjnych planuje się zbudowanie stanowiska do badania prędkości i sposobu przemieszczania się piasku w kanale otwartym. Stanowisko składa się z kanału o przekroju prostokątnym wyposażonym w system do rejestracji i analizy obrazu.

3.1. Stanowisko badawcze

Planowane jest przeprowadzenie badań na stanowisku, którego schemat ideowy przedstawiono na rysunku 4.



Rys. 4. Schemat proponowanego stanowiska badawczego

W kanale otwartym (1), gdzie odcinek pomiarowy kanału wykonany będzie z bezbarwnej szyby o długości 7 metrów i szerokości 0,1 m, przepływać będzie medium (woda z dodatkiem zanieczyszczeń o składzie zbliżonym do wód opadowych). Przezroczysty odcinek pomiarowy pozwoli na rejestrację obrazu fazy stałej przy zastosowaniu kamery, która umożliwi rejestrację obrazu do 100 klatek na sekundę. (3). Pozwoli to na wykonanie dokumentacji fotograficznej. Strumień główny wody podawany będzie przez zawór (4) do kanału wspartego na konstrukcji nośnej (5). Woda z koryta odprowadzana jest do zbiornika (6), który pozwoli na stabilizację strugi cieczy. W celu ułatwienia wzorcowania obrazu z kamery na ściankach kanału zaznaczone, będą podziałki minimetrowej (7), co umożliwi określenie w przekroju podłużnym stosunku długości porównywalnej z długością rzeczywistą. Śruba regulacyjna (8) służy do zmiany kąta nachylenia kanału co

umożliwi badanie przepływu przy różnej prędkości mieszaniny.

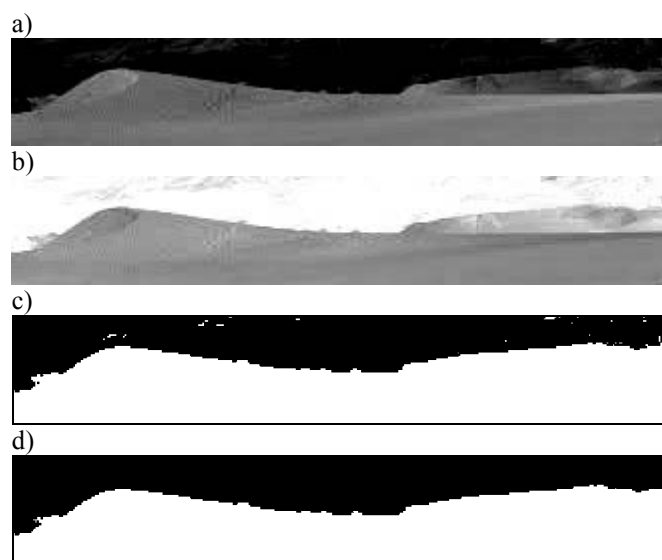
W początkowej części odcinka kanału wsypywany jest piasek. System przesuwany pozwala na zmianę odległości zastawki. Dodanie odpowiedniej substancji np. piasku w części początkowej kanału umożliwi bezpośrednio uruchomienie dodatkowego strumienia zanieczyszczeń, które przepływając przez kanał, zapewnia transport strumienia ziaren substancji stałej z przepływającą wodą.

Badanym materiałem będą wody opadowe z odpowiednimi dodatkami zanieczyszczeń stałych np. ziarnowych piasku kwarcowego. Wybór do badań piasku kwarcowego wynika między innymi z: niezmienności składu ziarnowego, gęstości rzeczywistej i usypowej w trakcie przechowywania, niewrażliwości chemicznej na wpływ otoczenia, oraz szerokiego zastosowania w wielu gałęziach przemysłu. Materiał przeznaczony do badań - cząstki ciała stałego, przed umieszczeniem w kanale, zostanie odpowiednio przygotowany. Proponowane stanowisko laboratoryjne daje możliwość obserwacji przepływającego medium. Ponadto, co ważne zapewniona jest stabilność warunków przepływu i szczelność układu. Możliwość instalacji urządzeń pomiarowych w różnych konfiguracjach pozwoli na szerokie badanie procesów przepływu. Stanowisko zapewnia łatwość obsługi i sterowania przepływem.

Dla celów badawczych ważna jest przede wszystkim możliwość tworzenia odpowiedniej mieszaniny wieloskładnikowej do badań. Wypełnienie kanału stanowić będzie mieszanina polidispersyjna cząstek o różnych właściwościach. Celem badań eksperymentalnych będzie określenie zachowania się zanieczyszczeń podczas przepływu w kanale, a tym samym wyznaczenie charakterystycznych parametrów.

3.2. Analiza obrazu

W celu identyfikacji oraz obliczenia podstawowych wymiarów charakteryzujących wydmy piasku planuje się napisanie własnej aplikacji w programie LabVIEW z pakietem Vision umożliwiające identyfikację w oparciu o analizę obrazu z kamery [6, 7].



Rys. 5. Proces analizy obrazu

Przykładowe obrazy z kamery uzyskane na prototypowym stanowisku badawczym przedstawiono na

rysunku 5. Obrazy z kamery niejednokrotnie obarczone są pewnymi defektami, takimi jak refleksy światła, różnego rodzaju cienie i odbicia. Powoduje to, że obraz bezpośrednio pochodzący z kamery nie nadaje się do dalszej analizy, co niejednokrotnie wymaga korekty jasności oraz kontrastu. Z uwagi na potrzebę rozróżnienia dwóch faz obraz kolorowy zamieniono na obraz w skali odcieni szarości (rys. 5a). W celu dalszej poprawy kontrastu obrazu dokonuje się inwersji barw (rys. 5b). Na obrazie o dużym kontraście przeprowadzono operację progowania, celem rozdzielenia na fazę stałą i ciekłą (rys. 5c). W wyniku powyższego przekształcenia otrzymuje się obraz, w którym następuje przyporządkowanie poszczególnym pikselom wartości 1 lub 0. Odpowiada to występowaniu w danym miejscu piasku lub wody. Obraz ten zawiera nieliczne artefakty które należy usunąć oraz wygładzić krawędzie. Na rysunku 5d przedstawiono obraz po usunięciu artefaktów, kolor biały oznacza piasek, natomiast czarny wodę. Dla tak przygotowanego obrazu, oblicza się poszczególne wymiary wydmy zamieniając odpowiednio skalę w pikselach na milimetry.

4. PODSUMOWANIE

Podjęta do badań problematyka stanowi odpowiedź na uwypuklona w literaturze potrzebę badań w zakresie przepływu mieszaniny dwufazowej. Z punktu widzenia eksploatacji kanałów burzowych zagadnienia związane ze zjawiskiem przepływu mieszaniny wielkoskładnikowej są bardzo istotne.

Przetwarzanie obrazów uzyskanych z rejestracji przepływów za pomocą kamery pozwoli na analizę ilościową i jakościową dzięki wprowadzeniu odpowiedniego opisu wydmy przesuwającego się piasku.

Proponowane badania mogą znaleźć szerokie możliwości praktycznego wykorzystania w projektowaniu urządzeń podczyszczających dla ścieków deszczowych.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Kotowski A.: Podstawy bezpiecznego wymiarowania odwodnień terenów, Wydawnictwo Seidel-Przywecki, Warszawa 2011.
2. Boguniewicz-Zabłocka J., Klosok-Bazan I., Podgórn E., Capodaglio A. G.: Ścieki z nieba. *AgroPrzemysł* Numer 3/2014(585) str19-22.
3. Dąbrowski W.: Parametry fizyczne zawiesin wód deszczowych jako podstawa do systemów podczyszczania. *Gaz, woda i technika sanitarna* 6/2001.
4. Orzechowski Z., Prywer J., Zarzycki R.: *Mechanika płynów w inżynierii i ochronie środowiska*. Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, Warszawa 2009.
5. Dziubiński M., Prywer J. *Mechanika płynów dwufazowych*; WNT, Warszawa 2010.
6. Chałubiec J., Rząsa M. R., Tomczak Ł.: Metoda rekonstrukcji kształtu pęcherzy gazu w kolumnie aeracyjnej. *Inżynieria i Aparatura Chemiczna*, no. 4-5, 2007. s. 24-29.
7. Chałubiec J., Rząsa M. R., Dobrowolski B.: Application of image tomography for determination of gas flow parameters in aeration process; 5th International Symposium on Process Tomography in Poland, 25-26 August, Zakopane 2008.
8. Zasoby internetowe
<http://www.klubynaszejziemi.pl/kluby/zespol-szkol-ogolnoksztalcacych-nr-1-w-rykach/new-rel>

CONCEPT OF AN EXPERIMENTAL STAND FOR STUDY THE OUTFLOW OF POLLUTANTS FROM COMBINED SEWER OVERFLOWS

A storm water system with open channels for the discharge of rainwater exists in most urbanised areas. The flow in these kind of channels is generally multiphase flow, in which there are solids and liquids and in some places there may be an additional gas phase. Therefore the ability to describe such flow is reduces to the description of the motion of the polydisperse mixture. Polydisperse mixture flow measurements are among the most difficult to achieve in technical terms. The article describes the concept of a measurement system that allows observation of the poly-dispersed flow and determine the basic parameters of its motion. Concept of experimental laboratory set-up was proposed to measure the parameters of the polydispersed mixture flow process in open channel with different slope of the channel and various granulometry of the solid fraction. In this work description of sand dunes with four typical parameters was proposed. A digital camera is used to interrogate the flow. Images recorded on the camera will be subjected to a process of image analysis, and from this the basic parameters of the movement are determined. The work includes a description of the experimental set-up with the idea of image analysis methods.

Keywords: open channel flow, two-phase flow, computer image processing.

METODA POMIARU GĘSTOŚCI OSADU POKOAGULACYJNEGO Z ZASTOSOWANIEM TOMOGRAFII RENTGENOWSKIEJ

Mariusz R. RZĄSA¹, Ewelina PODGÓRNI²

1. Politechnika Opolska, Wydział Mechaniczny
tel.: 77 449 80 71 e-mail: m.rzasa@po.opole.pl
2. Politechnika Opolska, Wydział Mechaniczny
tel.: 77 449 88 76 e-mail: e.podgorni@po.opole.pl

Streszczenie: Koagulacja jest jednym z procesów oczyszczania wody. Polega na destabilizacji układu koloidalnego i aglomeracji cząstek, które następnie usuwa się w procesach sedymentacji, flotacji czy filtracji. Powstałe cząstki pokoagulacyjne charakteryzują się zróżnicowanym kształtem, wielkością oraz strukturą. Szybkość opadania takich cząstek w dużej mierze zależy od ich gęstości. Struktura cząstek powoduje, że wyróżnia się dwa rodzaje porów. Makropory, które nie powinny być uwzględniane przy wyznaczaniu gęstości oraz mikropory, które stanowią cechę charakteryzującą dany osad pokoagulacyjny. Gęstość wyznaczono metodą wagową dla odpowiednio przygotowanych próbek. Ponieważ proces prasowania może niszczyć mikrostrukturę osadu, przeprowadzono badania mające na celu określenie stopnia sprasowania próbek, aby zminimalizować błędy wyznaczenia gęstości. Badania te prowadzono za pomocą tomografu rentgenowskiego, dzięki któremu możliwe było wyznaczenie objętości danej próbki z korektą makroporowości. W pracy przedstawiono wyniki badań oraz parametry graniczne procesu przygotowywania próbek.

Słowa kluczowe: gęstość osadu, koagulacja, mikrotomografia rentgenowska.

1. WPROWADZENIE

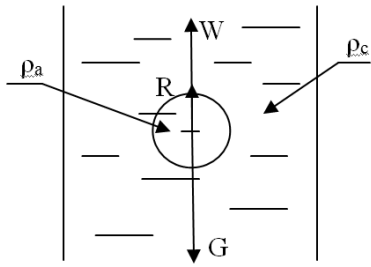
Koagulacja jest procesem jednostkowym powszechnie stosowanym w oczyszczaniu wód powierzchniowych, wód podziemnych oraz ścieków. W procesie usuwane są przede wszystkim koloidy i zawiesiny trudnoopadające, a także rozpuszczone w wodzie związki organiczne [1]. Zapewnienie wysokiej efektywności koagulacji jest niezwykle ważne z punktu widzenia kolejnych procesów uzdatniania [2]. Jednym z niepożądanych związków obecnych w wodzie, które można usunąć podczas koagulacji, jest żelazo. W Europie 75% krajów korzysta z podziemnych ujęć wody pitnej. Blisko 87% zasobów wód podziemnych zawiera podwyższoną zawartość związków żelazowych. Chociaż żelazo nie ma znaczącego wpływu na zdrowie ludzi, to konieczne jest usunięcie jego związków z wody technologicznej. Dwuwartościowe związki żelaza w kontakcie z tlenem atmosferycznym, tworzą trudnorozpuszczalne związki Fe(III), wytrącające się w postaci osadu, który następnie należy usunąć, np. w procesie flotacji, sedymentacji czy filtracji. Trójwartościowe formy żelaza obecne w wodzie powodują wzrost jej mętności oraz nadają jej nieprzyjemny metaliczny

zapach, żelazisty smak, brązowo-żółtą barwę oraz mogą sprzyjać rozwojowi bakterii żelazistych, powodujących zarastanie przewodów oraz korozję urządzeń [3]. Usunięcie tego rodzaju zanieczyszczeń wymaga zastosowania procesu koagulacji. Cząstki koloidalne posiadają ładunki elektryczne, które utrudniają ich łączenie się w większe aglomeraty. Destabilizację ładunków cząstek koloidalnych uzyskuje się między innymi poprzez dawkowanie do wody odpowiedniego koagulantu. W zależności od rodzaju wody, wielkości dawki oraz rodzaju koagulantu i warunków fizyczno-chemicznych procesu, powstające kłaczkosady, mają różną budowę i zdolność do aglomeracji [4,5]. Powstałe w procesie koagulacji kłaczkosady charakteryzuje także zmienna struktura i związana z tym różna podatność na proces sedymentacji i filtracji [6].

W trakcie opadania, kłaczkosady łączą się w większe aglomeraty, co nazywane jest flokulacją. Podczas flokulacji następuje zagęszczanie kłaczkosadów pod wpływem ich ciężaru i grawitacyjne oddzielenie od nich wody wolnej. Opadanie zawiesziny kłaczkosadów jest procesem złożonym, w trakcie sedymentacji zmienia się masa oraz kształt cząstek [7].

Gęstość kłaczkosadów niewiele się różni od gęstości wody, a wewnątrz ich objętości zawiera się 95-99% wody, która gromadzi się w kanalikach. Ze względu na nieregularną strukturę cząstek pokoagulacyjnych ich ruch jest bardzo złożony. Porowatość kłaczkosadów związana jest w dużą liczbą kanalików, tworzących się na skutek zlepiania się cząstek koloidalnych. Największą zdolność do łączenia się wykazują świeżo powstałe kłaczkosady, gdyż powierzchnia adsorpcji jest wówczas największa. Wraz z upływem czasu następuje ubijanie i starzenie się kłaczkosadów, a powierzchnia adsorpcji ulega zmniejszeniu [7].

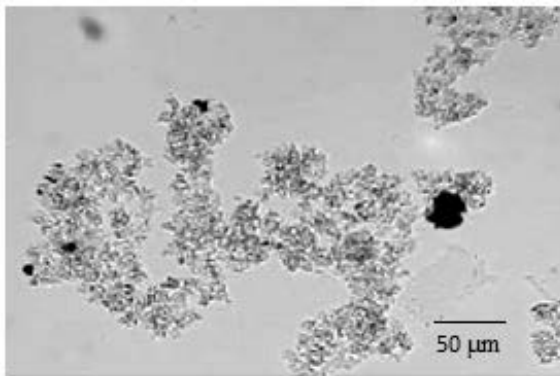
W przypadku opadającej cząstki w środowisku grawitacyjnym, na cząstkę działają początkowo siły wyporu W i ciężkości G oraz siła oporu R , powodująca hamowanie opadania ciała (rys.1). Dodatkowo występują siły związane z ruchem obrotowym cząstek wokół własnej osi oraz wzajemne oddziaływania cząstek, zakłócające ruch cząstek sąsiednich. Z siłą grawitacji ściśle związana jest gęstość cząstki opadającej ρ_a , w stosunku do gęstości cieczy ρ_c . Parametr ten ma duże znaczenie dla procesu sedymentacji. W związku z tym podjęto próbę utworzenia wzornika gęstości cząstek osadu pokoagulacyjnego, w oparciu o badania tomografem rentgenowskim.



Rys. 1. Osadzanie cząstki w polu grawitacyjnym [8]

2. KSZTAŁT CZĄSTEK POKOAGULACYJNYCH

Na czas opadania cząstek istotny wpływ ma ich kształt i gęstość. Na rysunku 2 przedstawiono typową zawiesinę pokoagulacyjną. Kształt kłaczków jest bardzo nieregularny, a pory są wypełnione wodą, co znacznie utrudnia wyznaczenie objętości i gęstości takich cząstek. Opis teoretyczny ruchu rzeczywistej zawiesiny polidispersyjnej jest niezwykle trudny, a z uwagi na porowatą strukturę kłaczków wyznaczenie ich gęstości nie jest sprawą trywialną.



Rys. 2. Zdjęcie mikroskopowe wytrąconej zawiesiny pokoagulacyjnej

3. METODA WYZNACZANIA GĘSTOŚCI

W pracy przedstawiono opis metody pomiarowej służącej do określenia gęstości osadu pokoagulacyjnego. Metoda polega na określeniu gęstości metodą wagową. W tym celu osad pokoagulacyjny sprasowano do próbek o kształcie walca i średnicy 2,5 mm. Tego typu próbki zważono na wadze laboratoryjnej o dokładności 0,1 mg. Objętość próbki określono na podstawie zrekonstruowanego trójwymiarowego obrazu z tomografu rentgenowskiego. Gęstość wyznaczono na podstawie zależności:

$$\rho = \frac{m}{V}, \quad (1)$$

gdzie:

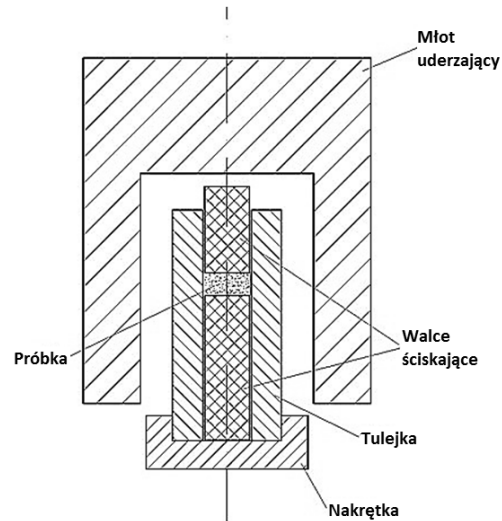
ρ - gęstość, kg/m^3 , m - masa, kg , V - objętość, m^3 .

W celu zapewnienia powtarzalności badań, przeprowadzono koagulację dla wody modelowej. Wodę modelową przygotowano poprzez rozpuszczenie określonej zawartości soli, tj.: 8 g/dm^3 chlorku sodu NaCl , 4 g/dm^3 siarczanu sodu Na_2SO_4 i $0,05 \text{ g/dm}^3$ siarczanu żelaza (II) FeSO_4 . W celu wytrącenia żelaza do postaci osadu, zastosowano wysokozasadowy, wstępnie zhydrolizowany koagulant glinowy o nazwie Flokor 1,2A, nie wymagający stosowania dużych dawek [4,9,10]. Zastosowano dawkę

60 g/m^3 . Po dodaniu koagulantu osad oddzielono od wody, poprzez przesączenie na zestawie do sączenia z zastosowaniem sączków celulozowych o wielkości porów równej $\phi 45 \mu\text{m}$. Następnie osad poddano suszeniu na wagosuszarce w stałej temperaturze 105°C .

3.1. Przygotowanie próbki

Wysuszony osad pokoagulacyjny poddano zagęszczeniu na prasie udarowej (rys. 3). Prasa składa się z cylindrycznej tulei, w której umieszczono dwa walce ściskające, pomiędzy którymi znajduje się prasowany materiał. Udarowe prasowanie następowało poprzez uniesienie młota uderzającego o masie 1 kg na stałą wysokość 5 cm, a następnie jego grawitacyjnego opuszczenia. Stopień sprasowania był regulowany poprzez ilość uderzeń młota.

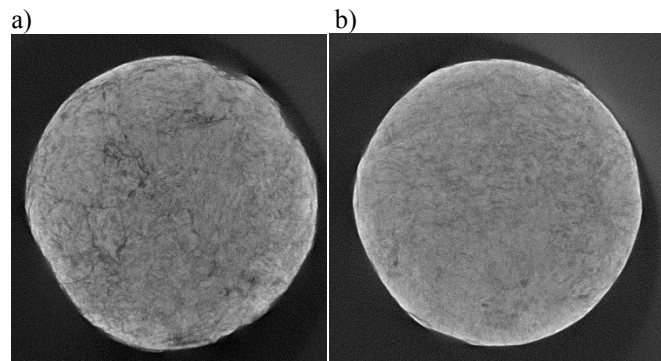


Rys. 3. Schemat budowy prasy udarowej

Prasowanie ma na celu zredukowanie makroporów, lecz nie powinno wpływać na mikroporowatą strukturę materii. Istotne zatem jest określenie ilości uderzeń młota.

3.2. Wyznaczenie objętości próbki

Próbki poddano skanowaniu mikrotomografem rentgenowskim. Przykładowe obrazy w skali odcieni szarości przedstawiono na rysunku 4, gdzie jasne pola przedstawiają osad, a ciemne powietrze. Próbki posiadają pewną liczbę makroporów. Zwiększanie liczby uderzeń będzie prowadziło do niszczenia mikroporowatej struktury, będącej charakterystycznym parametrem osadu.

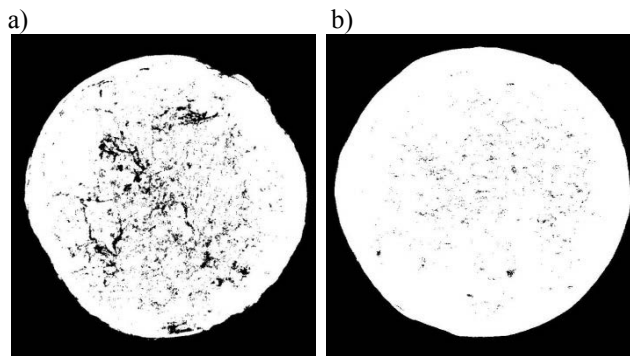


Rys. 4. Przekrój poprzeczny próbki dla a) 1 uderzenia młota, b) 8 uderzeń młota

Objętość próbki określono poprzez zsumowanie objętości składowych brył, uzyskanych z obrazów przekroi poprzecznych o grubości 1 piksela. Aby określić, które piksele reprezentują osad, przeprowadzono proces analizy obrazu. Procesu analizy obrazu dokonano za pomocą oprogramowania LabVIEW z modułem Vision (rys. 5).

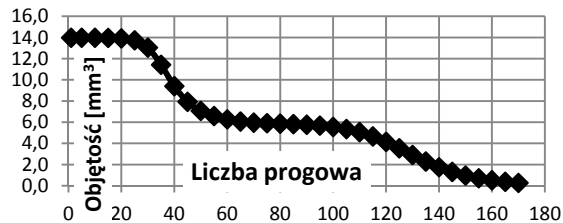
Aplikacja odczytuje z wybranego katalogu obrazy skanowanej próbki (File Dialog), dla których wyodrębnia się piksele reprezentujące osad. Operacja ta polega na progowaniu stopnia szarości (Image Threshold), a następnie po usunięciu artefaktów zlicza liczbę pikseli reprezentujących osad. Za pomocą wartości współczynnika skali oblicza się objętość pojedynczego przekroju o grubości jednego piksela oraz obliczana jest gęstość próbki [11].

Na rysunku 6 przedstawiono obrazy po procesie analizy obrazu. Dla próbki z rysunku 6a dostrzegalne są makropory, które będą miały wpływ na błędy wyznaczenia objętości. W przypadku ośmiu uderzeń młota liczba i wielkość makroporów ulega znacznemu zmniejszeniu, nie jest jednak możliwe ich całkowite wyeliminowanie (rys. 6b). Wyznaczenie objętości przy niewielkiej liczbie makroporów nie wprowadza dużych błędów pomiaru. Wymaga to jednak odpowiedniego dobrania wartości progowej w procesie progowania odcieni szarości.



Rys. 6. Przekrój poprzeczny próbki dla a) 1 uderzenia młota, b) 8 uderzeń młota

Na błąd określenia objętości wpływ ma odpowiednie wyznaczenie liczby progowej. Na rysunku 7 przedstawiono zależność objętości od liczby progowej. Jak wynika z przeprowadzonych badań, dla liczby progowej z przedziału od 55 do 105 wartość wyznaczonej objętości nie ulega zmianie. Świadczy to o niewrażliwości wyniku pomiaru na zmianę liczby progowej w tym przedziale. Stąd do dalszych badań przyjęto wartość 81, dla której objętość jest równa średniej wartości $5,9 \text{ mm}^3$.

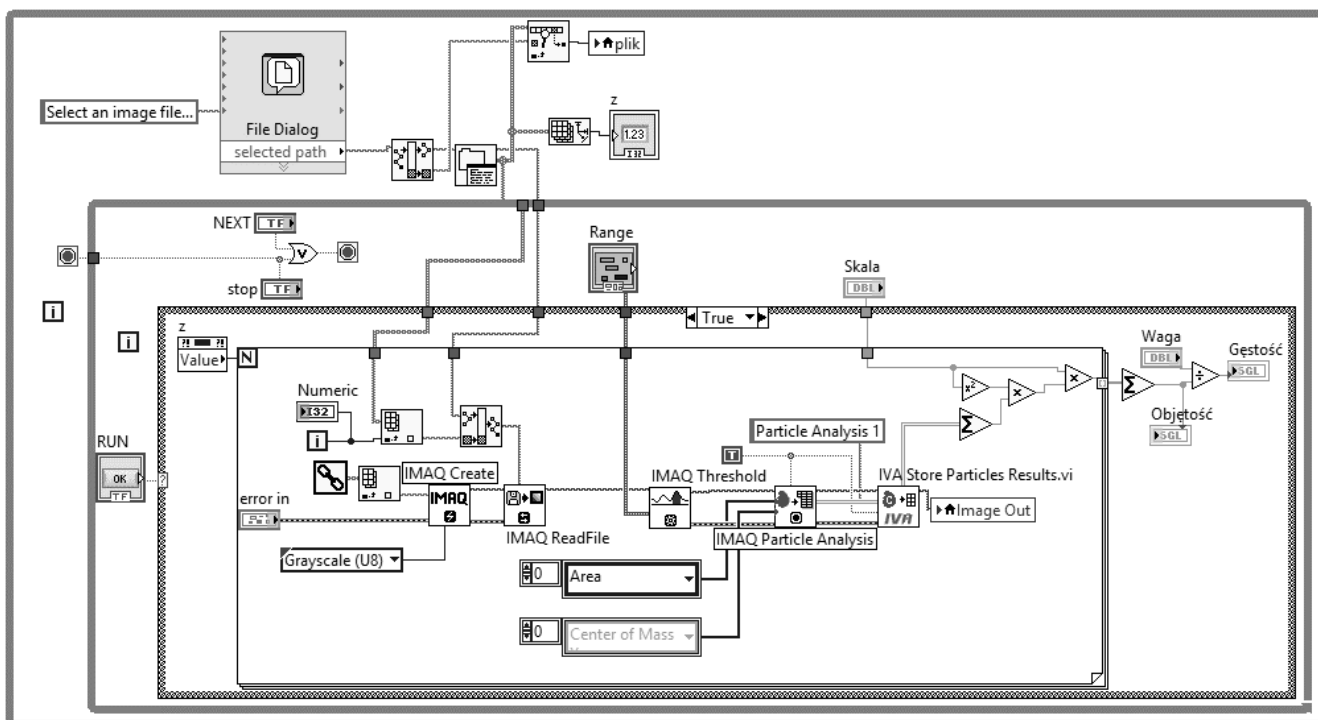


Rys. 7. Wykres zależności objętości próbki od liczby progowej

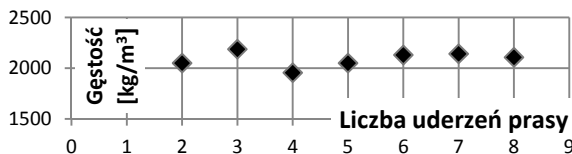
4. WYNIKI BADAŃ

W związku z tym, że błąd wyznaczenia gęstości zależy od stopnia sprasowania próbek, konieczne było przeprowadzenie badań, mających na celu określenie ilości uderzeń młota w prasie udarowej. Zbyt duża liczba uderzeń może niszczyć mikrostrukturę, dlatego przeprowadzono eksperyment polegający na sprasowaniu tego samego osadu przy różnej liczbie uderzeń młota.

Na rysunku 8 przedstawiono wyniki obliczonej gęstości dla różnej liczby uderzeń młota. Ilość uderzeń młota prasy wynosiła od 1 do 8. Dla liczby uderzeń mniejszej od 6 otrzymano duże błędy, spowodowane występowaniem w sprasowanej próbce dużej ilości makroporów, które w procesie wyznaczania objętości powodują duże błędy pomiarowe. Dla liczby uderzeń powyżej 6 uzyskane wyniki są do siebie bardzo zbliżone, co świadczy o prawidłowo dobranej liczbie uderzeń, która zapewnia odpowiednio niewielką liczbę makroporów w próbce badanej, bez niszczenia jej mikroporowej struktury.



Rys. 5. Okno programu aplikacji do analizy obrazu w programie LabVIEW



Rys. 8. Wykres zależności gęstości osadu od liczby uderzeń młota

Dla trzech próbek o liczbie uderzeń młota większej od 6 obliczono wartość gęstości osadu pokoagulacyjnego. Zakładając, że wartość rzeczywista gęstości (ρ_{rz}) jest wartością średnią arytmetyczną.

$$\rho_{rz} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \rho_i = 2127,36 \text{ kg/m}^3 \quad (2)$$

gdzie:

N – liczba próbek, ρ_i – gęstość danej próbki osadu.

Niepewność standardowa typu A jest na poziomie 1 kg/m^3 , co można uznać za wynik zadowalający. Na tej podstawie uznano, że przedstawiona metoda pomiarowa może być metodą wzorcową do wyznaczania gęstości osadów pokoagulacyjnych.

5. PODSUMOWANIE

Przedstawiona metoda pomiarowa służy do precyzyjnego wyznaczania gęstości materiałów porowatych zawierających zarówno makro jak i mikropory. Wielokrotnie mikropory są cechą charakterystyczną dla danej materii, a jednocześnie występowanie makroporów utrudnia prawidłowe określenie objętości próbki. Przedstawione rozwiązanie umożliwi wyznaczanie gęstości z błędem rzędu 0,05%. Metoda ta może mieć zastosowanie przy określaniu gęstości wzorców materiałów porowatych. Przykładowe wyznaczenie gęstości osadu pokoagulacyjnego stanowi wstęp do dalszych badań i modyfikacji opracowanej metody.

6. BIBLIOGRAFIA

1. Kłos M., Gumińska J.: Wykorzystanie pomiaru liczby cząstek do optymalizacji dawki koagulantu

- w oczyszczaniu wód powierzchniowych. *Ochrona Środowiska*, Tom 31, Nr 3/2009, s. 25-28.
2. Nowacka A., Włodarczyk-Makuła M.: Wpływ wybranych koagulantów glinowych wstępnie zhydrolizowanych na poprawę jakości uzdatnianej wody. *Rocznik Ochrona Środowiska*, Tom 16/2014, s. 336-350.
3. Albrektiene R., Rimeika M., Lubyte E.: The removal of iron-organic complexes from drinking water using coagulation process. *Environmental Engineering The 8th International Conference Vilnius 2011*, s. 509-512.
4. Kłosok-bazan I.: Badania modelowe nad odżelazianiem wód geotermalnych na cele balneologiczne i rekreacyjne. *Technika Poszukiwań Geologicznych Geotermia, Zrównoważony Rozwój* nr 1/2013, s. 123-133.
5. Świdarska-Bróz M., Krupińska J.: Skuteczność procesu koagulacji w usuwaniu związków żelaza z wód podziemnych. *Ochrona Środowiska*, Nr 3(86), 2002, s. 9-13.
6. Gumińska J.: Wpływ rozbicia kłaczków pokoagulacyjnych podczas flokulacji na skuteczność usuwania naturalnych substancji organicznych z wody. *Ochrona Środowiska*, Vol. 31, Nr 2/2009, s. 31-34.
7. Husak M.: Badania zastosowania sedymentacji wielostrumieniowej do oczyszczania zawiesin nieziarnistych. *Rozprawa doktorska*, Kraków 2012.
8. Orzechowski Z., Prywer J., Zarzycki R.: *Mechanika płynów w inżynierii i ochronie środowiska*. Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, Warszawa 2009.
9. Kłos M., Gumińska J.: Wpływ zmiany rodzaju koagulantu na parametry procesu koagulacji. *Ochrona Środowiska*, Rok 29, Nr 4/2007, s. 73-76.
10. Rząsa R. M., Podgórn E.: Investigation of the effects of salinity and temperature on the removal of iron from water by aeration, filtration and coagulation. *Pol. J. Environ. Stud.* Vol. 23, No. 6 (2014), 2157-2151.
11. Rząsa R. M.: Ocena możliwości zastosowania tomografii optycznej w badaniu dwufazowych procesów przepływowych. *Polska Akademia Nauk*, Katowice 2011.

MEASUREMENT METHOD OF SEDIMENT DENSITIES AFTER COAGULATION USING X-RAY TOMOGRAPHY

Coagulation is one of the processes of water purification, which consists in the destabilization of the dispersion and agglomeration of the particles, which are removed in the process of sedimentation, flotation or filtration. After the coagulation particles have a varied shape, size and porous structure. The rate of descent of such particles largely depends on their density. The structure of the particles causes two types of pores. Macropores that should not be taken into account when determining the density, and micropores, which are a characteristic feature of the sediment after coagulation process. To determine the density of sludge samples were subjected to compression, in order to eliminate the macropores and then, after designation of sample volume, density was determined by weighing. The precipitate was prepared based on a prepared water model, to which was added a coagulant Flokor 1.2A. The precipitate was filtered on a cellulose filter, and then subjected to a drying process. The dry sludge was pressed on the press impact. Because of the pressing process can destroy the microstructure of the sediment, studies have been conducted to determine the degree of compression of samples to minimize errors while determine the density. These studies were carried out using X-ray tomography, it was possible to designate the volume of the sample while subtraction residues macropores. For the correct determination of the volume, determination the correct number of threshold is necessary, based on which is possible to qualify individual pixels. In order to clearly identify which pixels represent sediment, it was necessary to carry out the image processing. That process were performed using LabVIEW software and Vision module. The paper presents results of research for density measurement and sets limits for the sample preparation process.

Keywords: density of sediment, coagulation, X-ray microtomography.

OCENA MOŻLIWOŚCI WYKORZYSTANIA KLASYCZNEJ ANALIZY WSKAŹNIKOWEJ DO BIEŻĄCEGO ZARZĄDZANIA ENERGIĄ ELEKTRYCZNĄ W WYBRANYM ZAKŁADZIE PRZEMYSŁOWYM

Izabela SADOWSKA¹, Paweł BUĆKO²

1. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.: (58) 347 26 63 e-mail: izabela.sadowska@pg.gda.pl
2. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.: (58) 347 17 81 e-mail: pawel.bucko@pg.gda.pl

Streszczenie: Wszystkie zakłady przemysłowe mogą efektywnie wykorzystywać nośniki energii przy zastosowaniu odpowiednich technik i metod zarządzania. Wybór najlepszej metody powinien opierać się przede wszystkim na zachowaniu ciągłości usprawniania gospodarki energetycznej. Zastosowanie metod wskaźnikowych to jeden z podstawowych zabiegów praktykowanych w celu prowadzenia efektywnej kontroli procesów np. produkcyjnych. Najważniejszym elementem wydaje się prawidłowe zdefiniowanie metod pomiaru, kontroli, dokumentowania i analizowania kluczowych wskaźników energochłonności. W referacie przedstawiono mocne i słabe strony stosowania metod statycznych. Klasyczna analiza wskaźnikowa daje ograniczone możliwości w zakresie wykrywania stanów alarmowych, co wynika przede wszystkim z niedostatku informacji o występujących związkach przyczynowo-skutkowych. Duża liczba wskaźników może stać się barierą w sprawnym posługiwaniu się nimi w aspekcie szybkiej i precyzyjnej oceny przebiegu procesu.

Słowa kluczowe: gospodarka energetyczna, energochłonność, przemysł.

1. WPROWADZENIE

Prowadzenie poprawnej gospodarki energetycznej jest obecnie jednym z podstawowych zadań służb energetycznych w zakładach przemysłowych. Oczekuje się od nich bieżącego zarządzania użytkowaniem nośników energetycznych. Przy zmieniającej się wydajności procesów produkcyjnych do oceny bieżącego zużycia próbuje się wykorzystywać metody wskaźnikowe. Za pomocą analizy wskaźników zużycia nośników energetycznych podejmowane są próby wykrywania niekorzystnych zmian w prowadzonej gospodarce energetycznej. Wczesne rozpoznanie stanów „alarmowych” jest warunkiem koniecznym dla możliwości podjęcia szybkich działań naprawczych i uniknięcia groźnych następstw. Istnienie zakłóceń w procesie produkcyjnym jest nieodłącznym jego elementem. Wykrycie tych niepokojących stanów staje się możliwe dzięki odpowiedniej obserwacji procesu. Monitoring zużycia nośników na bieżąco umożliwia wykrycie pewnych symptomów, które zazwyczaj sygnalizują konieczność podjęcia interwencji [1].

Wiedza na temat zalet i wad używanych narzędzi służących do kontroli procesów produkcyjnych pozwala szczegółowo zdefiniować ich przeznaczenie. Dotychczasowe

próby wnioskowania o zużyciu nośników na bieżąco na podstawie wyznaczanych wskaźników normatywnych są mało wiarygodne [1, 3, 4]. Wiąże się to głównie z dużą liczbą analizowanych danych i często trudnościami ze wskazaniem pożądanego poziomu wskaźników. Na podstawie standardowych pomiarów zużycia można wyliczyć bardzo dużą liczbę wskaźników charakteryzujących badany proces. Liczba ta może nie tyle ułatwić, co utrudnić dokonywanie precyzyjnych analiz. Częstotliwość posługiwania się wskaźnikami jest bardzo zróżnicowana [1, 2, 3, 5].

Klasyczna analiza wskaźnikowa jest jednym z najczęściej wdrażanych sposobów oceny energochłonności procesów produkcyjnych. Wieloletnie doświadczenia w praktykowaniu metod wskaźnikowych wyznaczyły kierunek działań tworząc z tych metod fundament prowadzonej gospodarki energetycznej. Duże zainteresowanie tą procedurą wynika przede wszystkim z jej prostoty. Bazuje ona głównie na przetwarzaniu zbieranych danych. Generowane w ten sposób wskaźniki są w przystępny sposób interpretowalne. Rezultaty obróbki danych rozumie z powodzeniem nawet niewyspecjalizowany personel [1]

Zawarta w artykule ocena możliwości wykorzystania klasycznej analizy wskaźnikowej została przeprowadzona dla wybranego zakładu przemysłu spożywczego specjalizującego się w produkcji piwa. Przedmiotem analizy jest instalacja do produkcji piwa o maksymalnej wydajności około 700 ton na dobę, czyli wytwarzająca około 2,3 mln hl piwa gotowego rocznie. Browar ten kultywuje ponad 130-letnie tradycje piwowarskie. W związku z postępowaniem technicznym przeprowadzono przez te lata sukcesywnie wiele prac modernizacyjnych oraz wprowadzono nowe maszyny i rozwiązania techniczne. Produkcja piwa jest obecnie monitorowana komputerowo.

Przekazane dane przez rozważany zakład produkcyjny pozwoliły na początku przeprowadzić tradycyjne wnioskowanie o poziomie wyznaczonych wskaźników. Dysponując dobowymi pomiarami dwóch wartości cech (x_i oraz y_i), gdzie x_i oznacza i -ty pomiar dobowej wielkości produkcji piwa w hl, natomiast y_i oznacza i -ty pomiar dobowego zużycia energii elektrycznej w kWh, wykonano dla całego analizowanego okresu obliczenia wskaźników:

- dobowych wg:

$$w_i^d = \frac{y_i}{x_i} \quad (1)$$

gdzie: x_i – i -ta dobowa wielkości produkcji piwa ogółem

[hl/dobę]

y_i – i -ty pomiar dobowego zużycia energii

elektrycznej przez odbiór [kWh/dobę]

w_i^d – i -ty dobowy wskaźnik zużycia energii

elektrycznej na hektolitr wyprodukowanego piwa [kWh/hl]

- miesięcznych wg:

$$w_j^m = \frac{\sum_{i=1}^{n_j} y_i}{\sum_{i=1}^{n_j} x_i} \quad (2)$$

gdzie: w_j^m – j -ty miesięczny wskaźnik zużycia energii

elektrycznej na hektolitr wyprodukowanego piwa [kWh/hl]

n_j – liczba dni opomiarowanych w miesiącu

j – numer kolejnego miesiąca

- rocznych wg:

$$w^r = \frac{\sum_{i=1}^p y_i}{\sum_{i=1}^p x_i} \quad (3)$$

gdzie: w^r – roczny wskaźnik zużycia energii elektrycznej na

hektolitr wyprodukowanego piwa [kWh/hl]

p – liczba dni w roku

Punktem wyjścia w typowej analizie wskaźnikowej jest rozumowanie o przebiegu procesu na podstawie wielokierunkowych porównywań uzyskiwanych rezultatów obliczeń. W praktyce najczęściej spotyka się dwa miarodajne zestawienia z:

- wyznaczonymi modelowo dla badanego sektora wielkościami granicznymi,
- uzyskiwanymi podczas wieloletniej obserwacji wielkościami historycznymi.

Istotą doboru metody pomiaru energochłonności jest głównie jej cel oraz podmiot, który będzie posługiwał się jej wynikami. W przypadku wskaźników używanych w prostych metodach ilościowych odbiorca zawęża je w szczególności do podmiotów nadzorujących cały zakład produkcyjny. Informacje zawarte w wynikach świadczą jedynie o sytuacji przedsiębiorstwa na tle uzyskiwanych w danej branży wielkości referencyjnych (tzw. „benchmarking”) [1, 2]. Konfrontacja miar realnych z reprezentatywnymi daje wyłącznie wyobrażenie o kierunku prowadzonej gospodarki energetycznej. Celem głównym jest natomiast umożliwienie podejmowania racjonalnych decyzji dotyczących zarządzaniem nośnikami w przyszłości. Ograniczenie dostępu do szczegółowych danych oraz prostota interpretacji może okazać się kluczem w realizacji tego typu zadania [1].

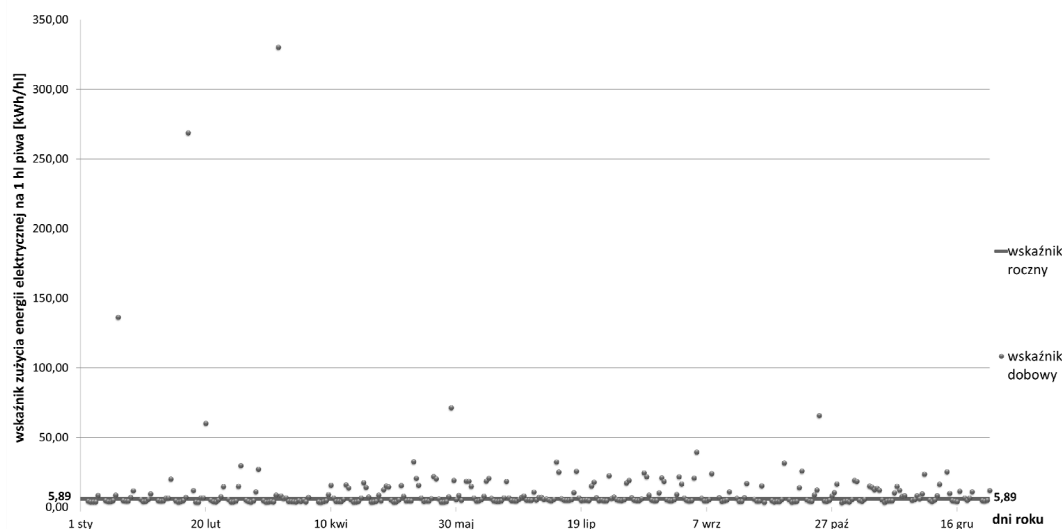
W niniejszym artykule analizowana jest możliwość wykorzystania, jako wartości porównawczej dla obliczonych na bieżąco wskaźników dobowych, wartości rocznej lub miesięcznej wskaźnika.

2. BIEŻĄCA ANALIZA PUNKTOWA

2.1. Sformułowanie zadania

Wyliczenie wskaźników punktowych na podstawie zależności od 1 do 3 umożliwi w pierwszej kolejności ocenę powiązań klasycznych wskaźników energochłonności. Zaproponowana modyfikacja klasycznej analizy wskaźnikowej polega na dostosowaniu mierników punktowych do oceny dynamiki skali zmian poziomu nośników energetycznych. Tradycyjne zero-jedynkowe (dobre/złe) kryteria tracą na znaczeniu w obliczu aktualnych rozwiązań. Nowe podejście analityczne polega na rozpoznaniu złożonych procesów produkcyjnych, podziale na elementy proste oraz próbie identyfikacji powiązań pomiędzy nimi, szczególnie zależności przyczynowo-skutkowych.

Rozszerzenie klasycznej analizy wskaźnikowej polegać będzie na prezentacji wykresów miar. W każdym proponowanym przypadku zachowana zostanie kolejność przedstawiania zgodnie z podziałem na okresy analizy. Implementacja klasycznej analizy wskaźnikowej do bieżących metod zarządzania energią przebiegać będzie według naturalnej dekompozycji czasu. Przyjęty harmonogram postępowania zakłada opis zmienności od ogółu do szczegółu, czyli od zmienności rocznej, poprzez miesięczną do dobowej.



Rys. 1. Zestawienie zmienności rocznej wskaźników dobowych w odniesieniu do wskaźnika rocznego

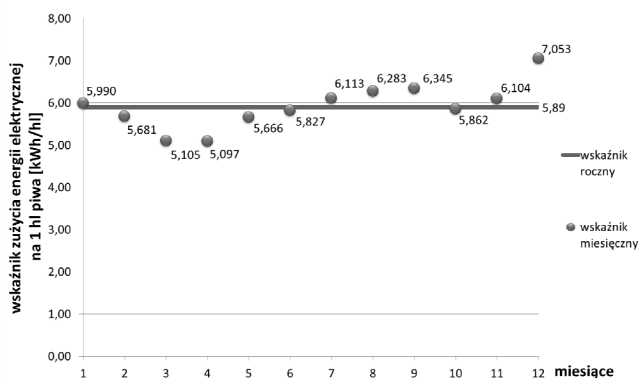
2.2. Zależności wskaźnikowe

Obliczany zwyczajowo wskaźnik roczny informuje w bardzo niewielkim stopniu o faktycznym zapotrzebowaniu dobowym na nośniki. Zobrazowana na rysunku 1 zmienność wskaźników dobowych zużycia energii elektrycznej przez browar w odniesieniu do całkowitej produkcji dobowej piwa gotowego w perspektywie roku ujawnia wielkość obszaru zmienności. Układ wskaźników dobowych na wykresie rocznym umożliwia dostrzeżenie zmienności tygodniowej. Świadczy o tym periodyczne pogrupowanie wskaźników dobowych obliczonych dla dni roboczych. Naniesienie na wykresie wskaźnika rocznego na poziomie 5,89 kWh/hl wyznacza obserwowalny podział wskaźników dobowych.

Częstotliwość występowania wskaźników dobowych poniżej i powyżej linii stałej (wyznaczonej na podstawie wskaźnika rocznego) klasyfikuje doby ze względu na cykl pracy zakładu. Zapotrzebowanie na energię w czasie dni roboczych generuje wskaźniki poniżej wartości wskaźnika rocznego, natomiast te powyżej sugerują o weekendowych przerwach w produkcji. Wybór opisu kształtowania się zużycia energii elektrycznej w funkcji produkcji wynika głównie z dostępności danych pomiarowych. Za takim podejściem przemawia również fakt, że rozpatrywane wielkości są mierzone w odpowiednio długich odstępach czasu. Nie bez znaczenia jest zatem jednolitość oraz wiarygodność materiału statystycznego.

Istotna jest również liczba i wielkość skrajnych wartości wskaźników. Dzięki wykresowi rocznemu zauważa się występowanie dni, dla których wskaźniki uzyskują wartość nawet 330 kWh/hl. Kontrola bieżąca wielkości dobowych mogłaby nie tylko wykryć stany niepokojące, ale również ocenić czy jest to wynik przypadku czy wynik wadliwie prowadzonej gospodarki energetycznej.

Roczny wykres zmienności dobowej niestety nie informuje o sezonowości pracy zakładu. Cykliczność wskaźników dobowych zawiera się standardowo w obszarze od 3,11 do 40 kWh/hl. Nie ma w tej zmienności wyraźnych spadków ani wzrostów wskaźników właściwych dla pór roku. Rozwiązaniem tego problemu może okazać się zatem wykres pokazany na rysunku 2, oddający zmienność roczną wskaźników miesięcznych.

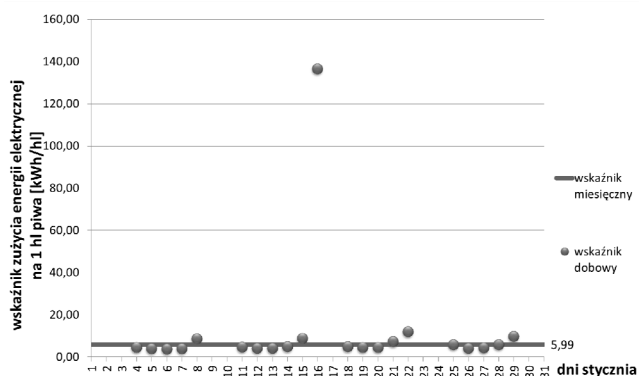


Rys. 2. Zestawienie zmienności rocznej wskaźników miesięcznych w odniesieniu do wskaźnika rocznego

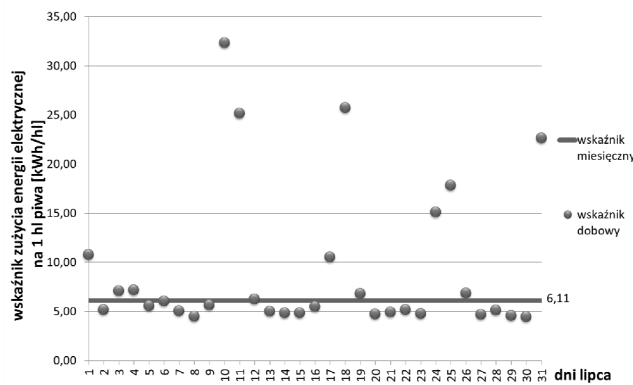
W porównaniu do obszaru zmienności wskaźników dobowych, wartości wskaźników miesięcznych w analizowanym okresie zdecydowanie mniej odbiegają od zaznaczonego linią czerwoną wskaźnika rocznego. Wskaźniki dobowe osiągały okresowo wzrost do około 600% wartości wskaźnika rocznego. Miesięczne natomiast w najgorszym przypadku

dla grudnia (7,053 kWh/hl) wzrosły maksymalnie o 19,75% w stosunku do poziomu rocznego.

Najodpowiedniejsze do bieżącej kontroli prowadzonej gospodarki energetycznej jest porównanie wskaźników dobowych z wyznaczonym wskaźnikiem miesięcznym. Analizę zmienności miar dobowych w odniesieniu do stałego wskaźnika miesięcznego przedstawiono na przykładzie reprezentatywnych miesięcy dla okresu zimowego (styczeń) oraz okresu letniego (lipiec). Wahania wyników obliczeń dla dni roboczych w styczniu (rys. 3) zawierają się w granicy od 3,7 do 11,84 kWh/hl. Poziom styczniowych wskaźników dobowych rośnie zatem maksymalnie o 100% w stosunku do wskaźnika miesięcznego (5,99 kWh/hl). Tendencji tej nie da się jednak zauważyć dla wskaźników obliczonych dla miesiąca lipca (rys. 4). Wartości wskaźników dla dni lipcowych nie identyfikują w tak jednoznaczny sposób występowania zmienności tygodniowej. Jest ona jednak pośrednio zauważalna w trzech ostatnich tygodniach miesiąca. Wysokość wskaźników weekendowych mieści się pomiędzy 10,5 a 32,3 kWh/hl.



Rys. 3. Zestawienie zmienności miesięcznej wskaźników dobowych w odniesieniu do wskaźnika miesięcznego stycznia



Rys. 4. Zestawienie zmienności miesięcznej wskaźników dobowych w odniesieniu do wskaźnika miesięcznego lipca

Oscylujące najbliżej poziomu wskaźnika miesięcznego (6,11 kWh/hl) wskaźniki dobowe świadczą o tym, że w tych dniach zakład pracował z maksymalną zdolnością produkcyjną. Osiągane w tych dniach wartości wskaźników zawarte są w przedziale od 4,4 do 6,8 kWh/hl.

Wyznaczenie wskaźników dobowych ujawniło konieczność pominięcia rachunków w dobach charakteryzujących się przerwą w produkcji. Zużywana energia elektryczna przez browar w czasie trwania styczniowych weekendów jest zestawiana z zerową produkcją piwa. Wdrożenie klasycznej analizy wskaźnikowej nie ma uzasadnienia w momentach wstrzymania produkcji, ponieważ uzyskiwane w ten

sposób wyniki dążą do nieskończoności, nie wnosząc racjonalnych konkluzji do wnioskowania o ich wymiarze. Autorzy artykułu zdecydowali się pominąć te doby w obliczeniach wskaźników dobowych.

Spostrzec należy, że wskaźniki dobowe zazwyczaj rosną w ostatnich dniach roboczych poszczególnych tygodni czyli w piątki. Wyjaśnieniem tej sytuacji jest utrzymywanie stałego poziomu zapotrzebowania na energię przez zakład produkcyjny przy jednoczesnym ograniczaniu produkcji piwa ogółem. Na szczególną interpretację zasługuje skrajana wartość wskaźnika dobowego w dniu 16 stycznia, która wyniosła 136,3 kWh/hl. Ten dzień był sobotą. Miara wskaźnika została zdeterminowana wykazaną w tym dniu produkcją piwa na poziomie około 7% standardowej produkcji zimowej doby roboczej, przy niewielkim spadku konsumpcji energii dobowej.

Wykorzystanie położenia statycznych wskaźników dobowych względem poziomu wskaźnika miesięcznego jest zdecydowanie bardziej uzasadnione w okresie zimowym. Przeprowadzana w ten sposób ocena zużycia energii elektrycznej przez browar na bieżąco jest możliwa dzięki obserwowalnej regularności zmienności punktów na wykresie. Wdrożenie tych działań w okresie letnim wiąże się z trudnościami, głównie ze względu na brak widocznych tendencji zmienności miar punktowych. Zestawienie na rys. 4 pomiarów parametrów w dobach lipcowych ujawnia wady kontroli przeprowadzanej przez służby energetyczne.

3. PODSUMOWANIE

Wykres punktowy nie świadczy o skutecznym zarządzaniu energią elektryczną w wymiarze dobowym. Wskaźniki charakteryzują się dużym zróżnicowaniem. Występuje zauważalnie więcej przypadków niepoprawnej oceny zapotrzebowania na nośniki energetyczne w konfrontacji z poziomem produkcji. Zmienność miesięczna miar punktowych wizualizuje braki w racjonalnej ocenie poprawności prowadzonej gospodarki energetycznej na bieżąco.

Podsumowaniem oceny efektywności metod wskaźnikowych w kontekście bieżącej oceny prowadzonej gospodarki energetycznej jest summaryczne zestawienie wyników w tabeli 1. Analiza wartości wskaźników miesięcznych w stosunku do wartości wskaźnika rocznego dla wybranego zakładu produkcyjnego stanowi realny dowód poświadczający prawdziwość opisanych powyżej konkluzji. Zestawienie kompletu miar statycznych uwiarygodnia zatem wielokrotnie wymieniane wady analiz punktowych.

Tab. 1. Zestawienie wskaźników miesięcznych oraz rocznych w wybranym zakładzie przemysłowym

nr miesiąca j	wsk. miesięczny w_j^m [kWh/hl]	wsk. roczny w^r [kWh/hl]
1	5,990	5,894
2	5,681	
3	5,105	
4	5,097	
5	5,666	
6	5,827	
7	6,113	
8	6,283	
9	6,345	
10	5,862	
11	6,104	
12	7,053	

Można uogólnić prezentowane wyniki w postaci wniosku, że ani wskaźnik roczny ani zróżnicowane wskaźniki miesięczne nie pozwalają na skuteczne porównywanie z obserwowanymi na bieżąco wskaźnikami dobowymi. W prowadzonej na bieżąco kontroli wskaźników energetycznych w obiekcie przemysłowym trzeba poszukiwać innych wartości porównawczych dla obliczanych na bieżąco krótkookresowych (dobowych) wskaźników zużycia energii. Celowe jest uwzględnienie złożonych zależności zapotrzebowania na energię od bieżącej intensywności procesu produkcyjnego [5].

4. BIBLIOGRAFIA

1. Bućko P.: Kontrola wskaźników energetycznych w procedurach zarządzania użytkowaniem energii elektrycznej. Rynek Energii nr 4/2001.
2. Charun H.: Podstawy gospodarki energetycznej. Politechnika Koszalińska, Koszalin 2004.
3. Wojdalski J., Drózd B.: Efektywność energetyczna zakładów przemysłu spożywczego. Zarys problematyki i podstawowe definicje. Inżynieria Przetwórstwa Spożywczego. nr 3-4/2012.
4. Szargut J., Ziębik A., Koziół J., Janiczek R., Kurpisz K., Chmielniak T., Wilk R.: Racjonalizacja użytkowania energii w zakładach przemysłowych. Poradnik audytora energetycznego. Fundacja Poszanowania Energii. Warszawa 1994.
5. Sadowska I.: Metody analizy energochłonności w przemyśle. Rozprawa doktorska. Gdańsk 2015.

THE POSSIBILITY OF USING DETERMINED CHARACTERISTICS OF PROCESSES TO CALCULATE COMPARATIVE INDICATORS FOR ONLINE ENERGY CONSUMPTION CONTROL

All industries may efficiently use energy carriers using appropriate techniques and methods of management. Choosing the best method should be based primarily on the continuity of improving energy economy. The use of indicator methods is one of the basic procedures practiced in order to conduct effective control processes. The most important element seems to be the correct definition of methods for measuring, controlling, documenting and analyzing key indicators of energy consumption. The paper presents the strengths and weaknesses of the use of static methods. Classical indicator analysis provides limited opportunities for the detection of alarm conditions, primarily because of the shortage of information about any cause-effect relationships. The multitude of indicators could become a barrier to the smooth handling it in the context of rapid and precise evaluation of the process.

Keywords: energy economy, energy intensity, industry.

SYMULACJA PRACY PRZESUWNIKA FAZOWEGO W SIECI ELEKTROENERGETYCZNEJ PRZY POŁĄCZENIU TRANSFORMATORA SZEREGOWEGO W GWIAZDĘ

Marcin SARNICKI¹, Bartosz TARAKAN², Krzysztof TARAKAN³, Ryszard ZAJCZYK⁴

1. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
e-mail: m.sarnicki@ely.pg.gda.pl
2. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
e-mail: b.tarakan@ely.pg.gda.pl
3. e-mail: tarakan@wp.pl
4. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
e-mail: ryszard.zajczyk@pg.gda.pl

Streszczenie: Poniższy artykuł prezentuje sposób regulacji mocy czynnej i biernej za pomocą przesuwника fazowego, którego uzwojenie transformatora dodatkowego (szeregowego) jest połączone w gwiazdę. W artykule pokazano regulację mocy czynnej i biernej na przykładzie wybranego systemu elektroenergetycznego. Omawiany przesuwnik fazowy reguluje jednocześnie przepływem mocy czynnej i biernej w danym systemie elektroenergetycznym.

Słowa kluczowe: Przesuwnik fazowy, regulacja przepływu mocy czynnej i biernej, regulacja kąta mocy.

1. WSTĘP

W typowych rozwiązaniach układów regulujących przepływy mocy czynnej i biernej pożądanym jest, aby przy regulacji mocy czynnej nie wpływać w znaczącym stopniu na moc bierną i odwrotnie. W artykule [6] autorzy uzależnili sposób regulacji mocy biernej od sposobu połączenia uzwojenia transformatora dodatkowego. W rozważanym przypadku układ pozwala na regulację mocy czynnej i biernej jednocześnie. Dzięki dodaniu odpowiedniego napięcia dodatkowego możemy za jednym razem uzyskać zmianę modułu napięcia na wyjściu układu jak i również zmianę kąta fazowego, co wpływa na jednoczesną regulację mocy czynnej i biernej. Badania dotyczące przesuwника fazowego wykonano w 10 węzłowej sieci.

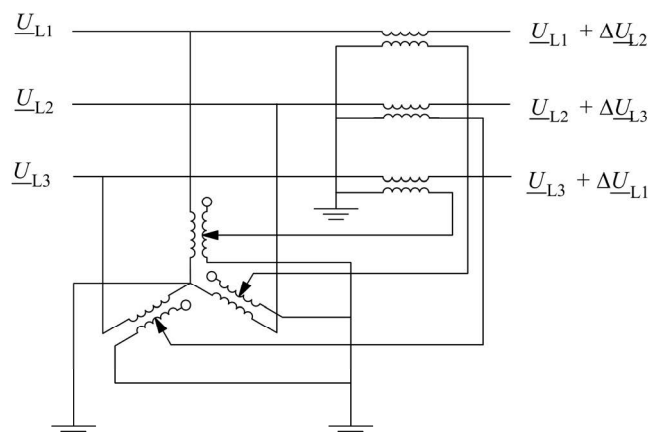
2. PRZESUWNIK FAZOWY Z UZWOJENIEM TRANSFORMATORA SZEREGOWEGO POŁĄCZONEGO W GWIAZDĘ

Przesuwniki fazowe pozwalają na regulację rozpyłów mocy w sieci. Głównymi elementami przesuwników fazowych są dwa transformatory: transformator dodatkowy (szeregowy) i transformator wzbudzący. Transformator dodatkowy włączony jest w linię elektroenergetyczną a transformator wzbudzący przyłączony jest do węzła sieci.

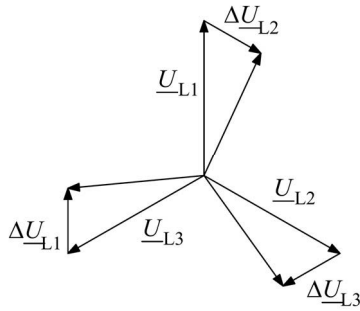
Na rysunku 1 przedstawiono schemat i zasadę działania przesuwника fazowego z uzwojeniem transformatora szeregowego połączonego w gwiazdę.

Na wykresie fazorowym (rys. 2) przedstawiono działanie badanego urządzenia. Do napięcia fazowego dodawane jest napięcie przesunięte o kąt 120° lub 240° , co powoduje przesunięcie fazowe napięcia oraz zmianę modułu napięcia, czego wynikiem jest z kolei zmiana przepływu mocy czynnej i biernej w linii.

Napięcia przesunięte o kąt 120° lub 240° są napięciami przetransformowanymi z innych faz.



Rys. 1. Schemat przesuwника fazowego z uzwojeniem transformatora dodatkowego połączonego w gwiazdę

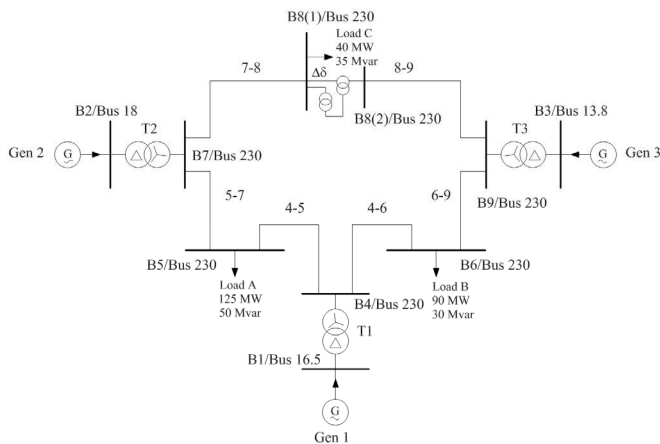


Rys. 2. Wykres fazorowy napięć przesuwника fazowego z uzwojeniem transformatora dodatkowego połączonego w gwiazdę [3]

3. BADANA SIĘĆ

W analizowanych badaniach przesuwник fazowy został włączony do testowej sieci elektroenergetycznej przedstawionej na rysunku 3. W sieć składającą się z 10 węzłów, włączono następujące elementy: 3 generatory, 3 transformatory, 3 odbiory oraz 7 linii. Testowy system, mimo, że jest niewielki to pozwala dobrze zobrazować możliwości regulacyjnych badanego przesuwника fazowego. Transformator dodatkowy został włączony pomiędzy węzły B8(1) i B8(2) natomiast transformator wzbudzenia wpięto do szyny B8(1). Na potrzeby analizy założono, że wszystkie linie pracują na napięciu 230 kV. Transformator wzbudzający posiada 17 zaczepek a transformator dodatkowy pracuje w układzie połączeń strony SN w gwiazdę, przy czym napięcie dodatkowe jest przesunięte o 120° względem napięcia, do którego jest ono dodawane.

W artykule skupiono się głównie na wartościach napięć w węzłach B8(1) i B8(2) oraz przepływach mocy w liniach 7-8 i 8-9.



Rys. 3. Badana sieć elektroenergetyczna [4]

4. WYNIKI BADAŃ

W tabelicy 1 przedstawiono wyniki rozplywów mocy w poszczególnych gałęziach. Ujemna wartość mocy wskazuje, że moc płynie przeciwnie do ruchu wskazówek zegara w pierścieniu sieci testowej. Przesuwник fazowy ogranicza przepływ mocy biernej i czynnej w gałęzi 7-8 lub 8-9. Zmieniając zaczepek od 1 do 7 zmieniamy moc przepływającą z węzła B7 do B9. W tym też zakresie odbiór Load C jest zasilany wyłącznie z generatora 2. Dalsze zmienianie zaczepek powoduje zmniejszanie mocy

dostarczanej z generatora 2 zasilając nasz odbiór z generatora 3. W następnym dalszego zmieniania zaczepek uzyskujemy sytuację, w której odbiór jest zasilany wyłącznie z generatora 3 a moce są przesyłane z węzła B9 do B7.

Tabela 1. Wyniki rozplywów mocy

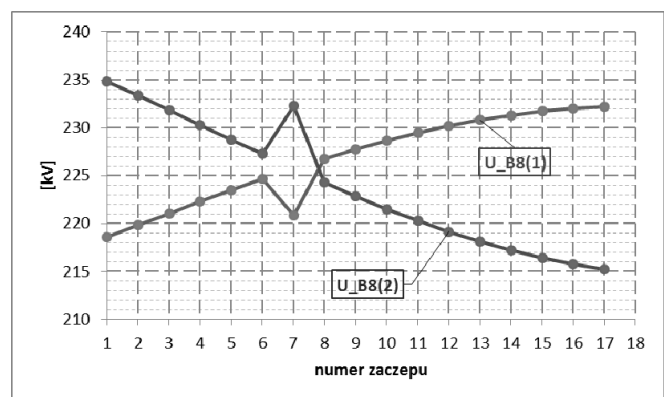
linia	Zaczepek 1		Zaczepek 7		Zaczepek 17	
	P [MW]	Q [Mvar]	P [MW]	Q [Mvar]	P [MW]	Q [Mvar]
4-5	38,8	73,4	13,8	82,8	-28,7	96,4
4-6	13,5	-72,1	-10,4	-59,6	-57,0	-31,7
5-7	-89,2	49,0	-116,2	55,8	-163,2	63,6
6-9	109,3	-76,1	83,0	-64,4	33,6	-37,7
7-8	67,4	33,9	40,2	22,8	-9,0	-39,2
8-9	26,8	7,4	0,0	0,0	-50,0	-69,5

Z otrzymanych wyników zawartych w tabelicy 2 wynika, że największe zmiany napięcia występują w węzłach z przesuwnikiem fazowym. Zmiany napięć wymuszają przepływ mocy biernej, stąd oprócz regulacji mocy czynnej (przy zmianie kąta) widoczna jest również zmiana mocy biernej.

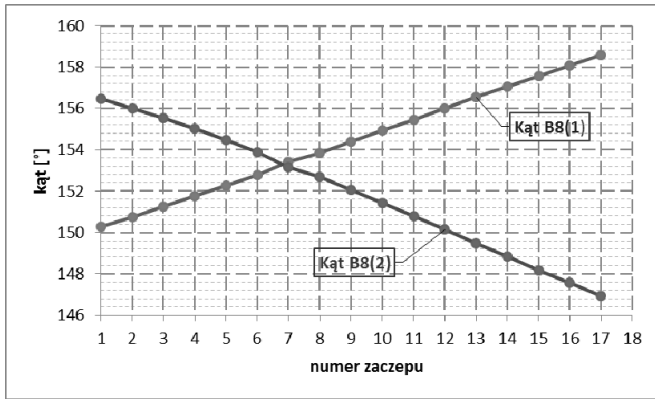
Tabela 2. Poziomy napięć i kątów w węzłach sieci dla wybranych zaczepek przesuwника fazowego

Szyna	Zaczepek 1		Zaczepek 7		Zaczepek 17	
	U [kV]	kąt[°]	U [kV]	kąt[°]	U [kV]	kąt[°]
B1/Bus16.5	17,2	0,0	17,2	0,0	17,2	0,0
B2/Bus18	18,5	3,3	18,5	5,5	18,5	9,8
B3/Bus13.8	14,1	5,8	14,1	3,8	14,1	-0,8
B4/Bus230	237,4	151,8	237,5	151,7	237,2	151,6
B5/Bus230	223,3	150,3	222,1	151,5	219,7	153,5
B6/Bus230	223,8	153,1	225,9	151,7	229,7	148,9
B7/Bus230	226,6	153,0	226,6	155,0	226,7	158,3
B8(1)/Bus230	218,6	150,3	220,9	153,4	232,2	158,6
B8(2)/Bus230	234,8	156,5	232,3	153,1	215,2	146,9
B9/Bus230	232,3	155,0	232,3	153,1	232,3	149,5

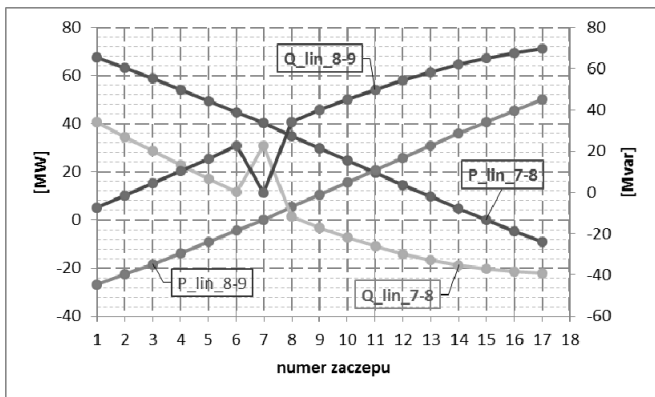
Na rysunku 4 oraz 5 pokazano zmiany poziomów napięć oraz kątów napięć w węzłach B8(1) i B8(2) w zależności od numeru zaczepek.



Rys. 4. Zmiany poziomów napięć w węzłach występująca przy zmianie numeru zaczepek



Rys. 5. Zmiana kątów napięć w węzłach B8(1) i B8(2) względem napięcia w węzle bilansującym występująca przy zmianie numeru zaczeput



Rys. 6. Regulacja przepływów mocy czynnej i biernej w liniach 7-8 oraz 8-9

Rysunek 6 przedstawia regulację przepływów mocy w liniach 7-8 i 8-9. Na obu wykresach widoczne są silne zależności zmiany mocy czynnej od kąta oraz zmiany mocy biernej od zmiany modułu napięcia w węzłach. Podczas zmiany numeru zaczeput przesuwnika fazowego obie regulacje występują równocześnie. Istotną wadą analizowanego układu jest brak możliwości niezależnej regulacji mocy czynnej i biernej. Obie regulacje zawsze są ze sobą skojarzone i występują równocześnie. Z rysunku 6

A COMPUTER SIMULATION OF THE PHASE SHIFTER EFFECTS IN THE POWER SYSTEM WITH WYE CONNECTION OF THE SERIES TRANSFORMER

The following article describes the adjustment of the active and reactive power using the phase shifter. The winding of the booster transformer (series) is wye connected. The article shows the regulation of the active and reactive power for selected power system that is 10 bus system with phase shifter. The phase shifter also regulates flow of the active and reactive power simultaneously in the power system. The most common situation is when the both power regulation are independent and it is a better way to have control of both of them. The simultaneous regulation of the active and reactive power is possible by adding transformed voltage from different phases.

Keywords: Phase Shifter, active and reactive power flow control, power angle.

widać również, że zmiana kierunku mocy biernej nie występuje równocześnie ze zmianą kierunku mocy czynnej w danej linii.

5. WNIOSKI

W badanej sieci uzyskano możliwość jednoczesnej regulacji mocy czynnej i biernej, co wpływa również na rozptyły mocy w całej sieci. Przepływy te są regulowane jednak główną wadą takiego układu jest brak możliwości niezależnej regulacji mocy czynnej i biernej.

Zmiana przepływu mocy w gałęziach 7-8 i 8-9 pozwala na zasilenie odbioru Load C z jednego z dwóch źródeł lub obydwu źródeł mocy jednocześnie. W przypadku, gdy koszt uzyskania energii w jednym źródle jest niższy niż w drugim to poprzez odpowiednie sterowanie przesuwnikiem fazowym można odłączyć mniej ekonomiczne źródło lub zredukować jego moc.

6. BIBLIOGRAFIA

1. Machowski J.: Regulacja i stabilność system elektroenergetycznego, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2007.
2. Korab R., Owczarek R.: Kształtowanie transgranicznych przepływów mocy z wykorzystaniem transformatorów z regulacją poprzeczną, *Energetyka* 5/2011.
3. Andersson G.: Modelling and Analysis of Electric Power Systems, ETH Zürich, Zürich 2004.
4. Anderson P.M., Fouad A.A.: Power System Control and Stability, The Iowa State University Press, AMES IOWA, USA, Ames 1977.
5. Szczepanik J. Sieńko T.: Nowoczesne urządzenia do kontroli rozptyłu mocy w systemie elektroenergetycznym oparte na wielofazowym przekształtniku macierzowym, *Acta Energetica* 4/17 (2013), s. 158–165.
6. Samicki M., Zajczyk R. Tarakan B., Tarakan K.: Porównanie możliwości przesyłowych dwóch układów regulacyjnych transformatorów z regulacją poprzeczną oraz transformatorów z regulacją wzdłużną, *Zeszyty naukowe nr 42 Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej*, (2015) s. 89.

BADANIA EKSPERYMENTALNE REZONANSOWEGO PRZETWORNIKA PIEZOELEKTRYCZNEGO TYPU "UNIMORPH"

Lukasz SIENKIEWICZ¹, Grzegorz KOSTRO², Mieczysław RONKOWSKI³

1. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.: 58 347 26-48, e-mail: lukasz.sienkiewicz@pg.gda.pl
2. tel.: 58 347 11-57, e-mail: grzegorz.kostro@pg.gda.pl
3. tel.: 58 347 20-87, e-mail: mieczyslaw.ronkowski@pg.gda.pl

Streszczenie: W artykule opisano badania eksperymentalne piezoelektrycznego rezonansowego przetwornika zastosowanego do pomiaru właściwości mechanicznych tkanek miękkich. Po krótkim wstępie w kolejnych punktach przedstawiono opis stanowiska pomiarowego oraz metody pomiaru odkształceń prototypów, przesunięć częstotliwości rezonansowej, impedancji elektro-mechanicznej i parametrów schematów zastępczych. W dalszej części przedstawiono wyniki badań eksperymentalnych dla dwóch prototypów przetworników unimorph. Artykuł kończy podsumowanie dotyczące otrzymanych wyników pomiarów.

Słowa kluczowe: piezoelektryczność, pomiar impedancji elektro-mechanicznej, rezonans, przetwornik unimorph.

1. WPROWADZENIE

Przetwornik przedstawiony w artykule został zaprojektowany oraz wykorzystany do pomiaru właściwości mechanicznych tkanek miękkich. Rezonansowy, zginający przetwornik piezoelektryczny, nazywany dalej "przetwornikiem typu unimorph" został wybrany z uwzględnieniem różnych topologii piezoelektrycznych przetworników zginających na podstawie stopnia spełnienia sformułowanych wymagań: odpowiedniej głębokości penetracji tkanek miękkich, odpowiedniego zakresu częstotliwości, generowanej siły nacisku, kompaktowych wymiarów i stosunkowo prostej struktury elektro-mechanicznej [1].

Innowacyjność projektu polega na zwiększeniu dokładności dynamicznej metody wgłębienia przez zastosowanie przetwornika unimorph jako wgłębniaka (ang. indentation device) [2]. Takie rozwiązanie pozwala wykorzystać szereg atrakcyjnych właściwości elektromechanicznych przetworników piezoelektrycznych (wysoka czułość, możliwość generacji wibracji w szerokim zakresie częstotliwości, kontrola warunków pomiaru przez zmianę trybu pracy przetwornika, możliwość opisu układu pomiarowego metodami impedancji elektromechanicznej).

Główne założenie naukowe zostało sformułowane w następujący sposób: podstawowe właściwości mechaniczne medium lepko-sprężystego, przypominającego ludzką skórę, takie jak sztywność, moduł Young'a i lepkość mogą być określone poprzez pomiar zmienności impedancji elektromechanicznej przetwornika piezoelektrycznego będącego w kontakcie z testowanym materiałem. W celu

zweryfikowania powyższej tezy przeprowadzono pełny cykl badawczy obejmujący: badania analityczne, analizę numeryczną (symulacje MES), wykonanie prototypu i eksperymentalną weryfikację rozważanych piezoelektrycznych przetworników. W artykule opisano procedurę pomiarową badanego rezonansowego przetwornika piezoelektrycznego.

2. STANOWISKO POMIAROWE

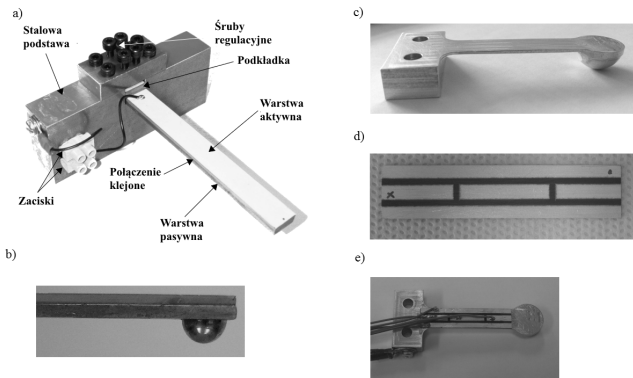
Badania eksperymentalne dotyczyły dwóch prototypów przetwornika unimorph. Jest to rodzaj rezonansowego przetwornika zginającego składającego się z dwóch warstw: aktywnej (najczęściej ceramiki piezoelektrycznej) i pasywnej (materiału elastycznego). Na końcach obu przetworników zamocowana była półkula wgłębniaka.

Prototyp I widoczny na rysunku 1a posiada warstwę aktywną z ceramiki P1-89 oraz przyklejoną do niej mosiężną warstwę pasywną. Półkolista wgłębniak (rys. 1b) jest wykonany ze stali 100C6. Wymiary geometryczne są następujące: długość - $l_1 = 0,1 m$, szerokość - $l_2 = 0,012 m$, wysokość warstwy aktywnej - $h_a = 0,002 m$ i pasywnej $h_s = 0,003 m$ i promień wgłębniaka - $r = 0,005 m$. Prototyp II posiada warstwę pasywną zintegrowaną z wgłębniakiem i podstawą (rys. 1c). Całość jest wykonana z jednego bloku aluminium techniką CNC. Aktywna warstwa została wykonana z ceramiki piezoelektrycznej Noliac NCE-40 (rys. 1d). Wymiary są o 40% mniejsze w porównaniu z pierwszym prototypem. Grubość warstwy czynnej została zmniejszona do $h_a = 0,0005 m$, warstwy pasywnej - $h_s = 0,001 m$. Z drugiej strony promień wgłębniaka jest zwiększony do $r = 0,008 m$.

Dane materiałowe (współczynniki sztywności, stałe piezoelektryczne i dielektryczne oraz gęstość) ceramiki piezoelektrycznej użytej do budowy prototypów są zamieszczone w tabelicy 1. Do badań eksperymentalnych wykorzystano dwie grupy próbek materiałowych. Były to polimery o właściwościach mechanicznych porównywalnych z właściwościami skóry ludzkiej. Próbkę oraz dane materiałowe (sztywność, lepkość, moduł Younga) zostały dostarczone przez Laboratorium Trybologii w Lyonie (LTDS).

Oba prototypy zostały zamontowane na regulowanej w trzech osiach podstawie, aby umożliwić kontrolowane

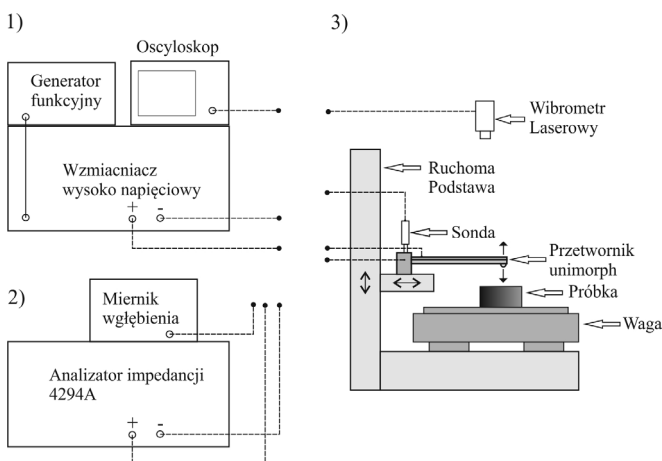
warunki kontaktu między wgłębniem przetwornika i badanym materiałem. Testowane próbki zostały umieszczone na wadze elektronicznej w celu pomiaru siły działającej w kierunku normalnym do ich powierzchni. Schematyczny szkic stanowiska pomiarowego przedstawiono na rysunku 2.



Rys. 1. Przetwornik piezoelektryczny typu unimorph:
a), b) – prototyp I; c), d), e) – prototyp II

Tablica 1. Dane materiałowe ceramiki piezoelektrycznej

Właściwość	P1-89	NCE-40
$C_{11}^E / [10^{10} \cdot N / m^2]$	15,37	11,7
$C_{12}^E / [10^{10} \cdot N / m^2]$	8,23	5,83
$C_{13}^E / [10^{10} \cdot N / m^2]$	8,05	5,44
$C_{33}^E / [10^{10} \cdot N / m^2]$	13,04	9,25
$C_{44}^E / [10^{10} \cdot N / m^2]$	4,59	3,18
$C_{66}^E / [10^{10} \cdot N / m^2]$	3,56	3,31
$d_{31} / [10^{-10} \cdot m / V]$	-1,08	-1,40
$d_{33} / [10^{-10} \cdot m / V]$	2,40	3,20
$d_{15} / [10^{-10} \cdot m / V]$	2,80	5,00
$\epsilon_{11}^S / \epsilon_0$	1550	1550
$\epsilon_{33}^S / \epsilon_0$	1150	1250
$\rho / [kg / m^3]$	7650	7750



Rys. 2. Stanowisko pomiarowe: 1) pomiar odkształceń 2) pomiar impedancji 3) podstawa przetwornika i próbki polimerów

3. BADANIA EKSPERYMENTALNE

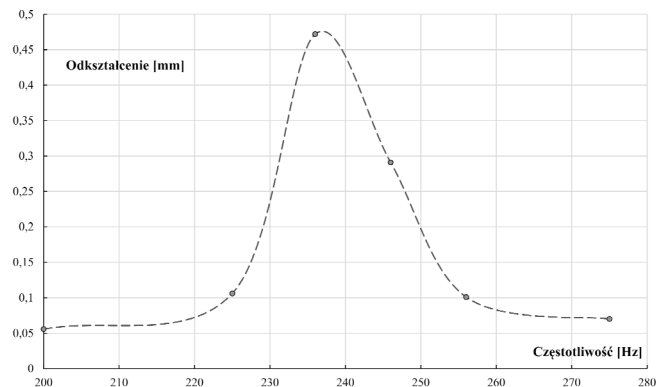
3.1. Odkształcenia maksymalne

Pierwszy etap pomiaru obejmował pomiar częstotliwości rezonansowych prototypu I i odpowiadających im maksymalnych odkształceń na swobodnym (nie zamocowanym) końcu przetwornika. Ten etap przeprowadzono dla przetwornika nieobciążonego, co oznacza brak kontaktu pomiędzy wgłębniem i badanym materiałem. Odkształcenia (wibracje) mierzono za pomocą laserowego wibrometru Polytec CLV. Generator funkcyjny Tektronix AFG320 stanowił źródło sinusoidalnego sygnału napięciowego, który był następnie wzmocniony przez wysokonapięciowy wzmacniacz PI E-472. Warstwę aktywną przetwornika zasilano napięciem o amplitudzie 200 V i regulowanej częstotliwości. Częstotliwość drgań rejestrowanych przez wibrometr była demodulowana do napięcia U proporcjonalnego do prędkości drgań v , więc wartość przemieszczenia można było obliczyć z zależności:

$$\delta = \frac{U \cdot Cal}{2\pi f} \quad (1)$$

gdzie: U - napięcie proporcjonalne do prędkości drgań, zmierzone na oscyloskopie [V], Cal - poziom kalibracji [$mm/s/V$], f - częstotliwość pracy [Hz].

Zarejestrowane drgania, odpowiadające maksymalnym wychyleniom prototypu I (na jego swobodnym końcu) dla jego pierwszej częstotliwości rezonansowej, przedstawiono na rysunku 3. Warunki rezonansu osiągnięto (dla podstawowego trybu przetwornika - ruch zginający) dla częstotliwości 236 Hz. Maksymalne odkształcenia dla tej częstotliwości wyniosły $\delta_0 = 0,472$ mm.



Rys. 3. Odkształcenia maksymalne prototypu I dla częstotliwości rezonansowej

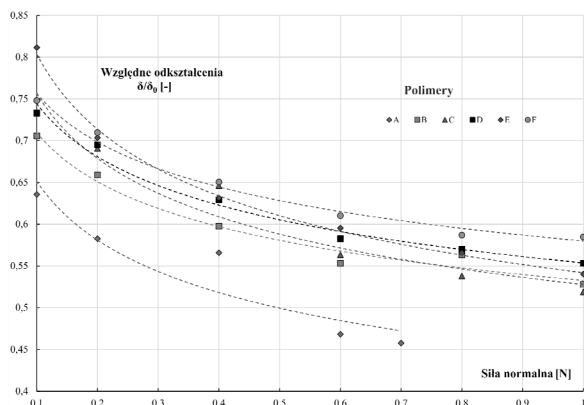
2.2. Zmiana częstotliwości/odkształcenia względne

Kolejnym etapem badań eksperymentalnych był pomiar przesunięcia częstotliwości rezonansowej przetwornika w wyniku zetknięcia się wgłębniaka z powierzchnią materiału. Wartość siły F_N działającej na materiał obliczono stosując masę struktury rejestrowaną na wadze elektronicznej. Dla każdego materiału i siły, została zarejestrowana nowa częstotliwość rezonansowa. Charakterystyki częstotliwości i odkształceń otrzymane dla każdej badanej próbki porównane zostały z wynikami nieobciążonego przetwornika unimorph. Porównanie to, wykorzystano do rozróżniania właściwości mechanicznych badanych materiałów. Charakterystyki przesunięć częstotliwości mierzono dla prototypu I. Wgłębniak

umieszczono w kontakcie z sześcioma próbkami polimerów. Siłę normalną F_N utrzymywano w zakresie od $< 0,1$; $1 > N$.

Uzyskano podobne zmiany częstotliwości dla każdej z próbek polimerów, co mogło być wynikiem warunków styku półkolistego wgłębnika z próbką. Wytlumaczenie można również znaleźć w obwodzie zastępczym przetwornika piezoelektrycznego zaproponowanym pierwotnie przez W.P. Mason'a [3]. Częstotliwość rezonansu i anty-rezonansu są zależne od parametrów tego obwodu (od pojemności C_1 i indukcyjności L_1). Jeśli stosunek tych wielkości pozostaje stały, częstotliwości rezonansu nie zmieniają się [4].

Oprócz zmian częstotliwości w tym pomiarze możliwa jest obserwacja względnych wartości odkształceń przetwornika (w porównaniu z odkształceniami nieobciążonego przetwornika $\delta_0 = 0,472 \text{ mm}$). Na rysunku 4 przedstawiono względne odkształcenia prototypu I, w zależności od siły F_N i zastosowanej próbki polimeru. Różnice nie są duże, jednak możliwe jest rozróżnienie od siebie badanych materiałów, szczególnie dla $F_N = 0,1 \text{ N}$ i $0,6 \text{ N}$.



Rys. 4. Względne odkształcenia prototypu I w funkcji siły normalnej F_N dla 6 próbek polimerów

2.3. Pomiar impedancji

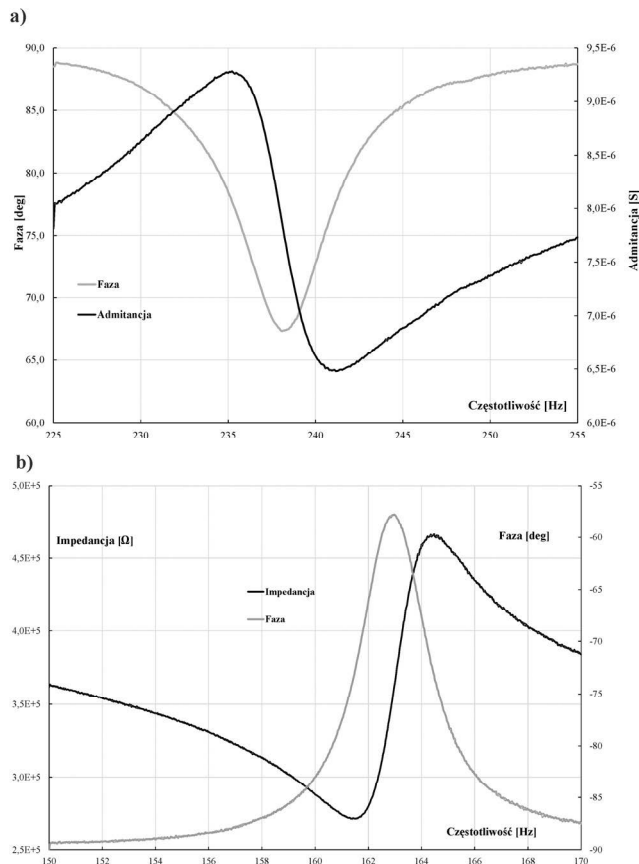
Ostatnią część analizy eksperymentalnej stanowił pomiar impedancji elektromechanicznej obu prototypów przetwornika unimorph. Szczególnie interesujące były zmiany impedancji między nieobciążonym a obciążonym (w kontakcie z próbką materiału) stanem przetwornika. Zmiany te są funkcją fizycznych właściwości kontaktu:

- sztywności kontaktu, zależnej od zastosowanej siły i badanego materiału,
- siły tarcia na styku wgłębnika i materiału (warunki kontaktu: kula / płaszczyna).

Do pomiaru charakterystyk wykorzystano analizator impedancji Agilent 4294A. Zarejestrowane wyniki wykorzystano do obliczenia parametrów opisujących elektromechaniczny obwód zastępczy przetwornika w kontakcie z materiałem. Odpowiedź przetwornika została zarejestrowana dla każdej z próbek testowych i działających na nie sił normalnych.

Pomiar impedancji prototypów I i II rozpoczęto analizą trybów pracy w pożądanym paśmie częstotliwości. Wyniki te posłużyły do ustalenia najodpowiedniejszych częstotliwości rezonansowych przetworników dla opisu próbek polimerów. Na rysunku 5 przedstawiono charakterystyki impedancji (admitancji) oraz charakterystyki fazowe dla częstotliwości w pobliżu pierwszego rezonansu obu prototypów. Biorąc pod uwagę zastosowaną metodę był

to główny tryb pracy przetwornika. Swobodny koniec prototypów poruszał się w sposób quasi-normalny w odniesieniu do powierzchni badanego materiału. Ponadto, amplituda drgań dla pierwszej częstotliwości rezonansowej była najwyższa w porównaniu z trybami pracy wyższych rzędów (dla wyższych częstotliwości rezonansowych).



Rys. 5. Charakterystyka Bodego dla przetworników unimorph: a) prototypu I, b) prototypu II

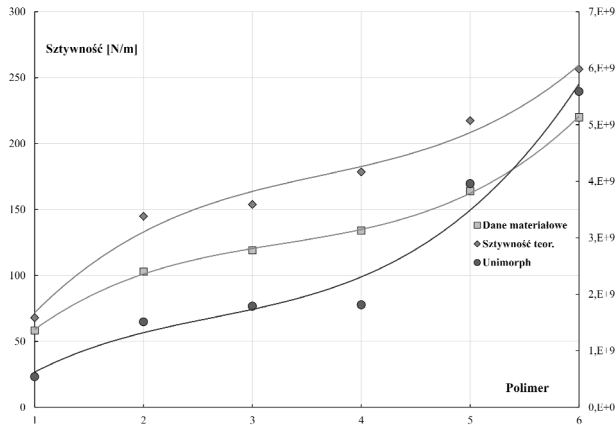
Parametry badanych materiałów otrzymano przez porównanie wyników dla nieobciążonego prototypu I i w kontakcie z próbkami. Dwa z nich były szczególnie interesujące: rezystancja R_M modelująca straty tarcia wynikające z kontaktu i pojemność C_M odwzorowująca sztywność kontaktu [5]. Pomiar parametrów obwodu zastępczego R_M i C_M zrealizowano przy dwóch różnych częstotliwościach rezonansowych. Wyznaczenie parametru określającego tarcie (opór R_M) przeprowadzono dla częstotliwości $f_R = 236 \text{ Hz}$, natomiast sztywność kontaktu odwrotnie proporcjonalną do pojemności C_M zmierzono dla $f_R = 24,76 \text{ kHz}$.

Na rysunku 6 przedstawiono porównanie sztywności dla sześciu próbek polimerów wyznaczonych dla siły $F_N = 0,1 \text{ N}$ i częstotliwości $f_R = 24,76 \text{ kHz}$ z wartościami danych materiałowych uzyskanych od laboratorium LTDS i sztywnością teoretyczną K_{Teor} , obliczaną na podstawie równania:

$$K_{Teor} = \frac{F_N}{\delta} \quad (2)$$

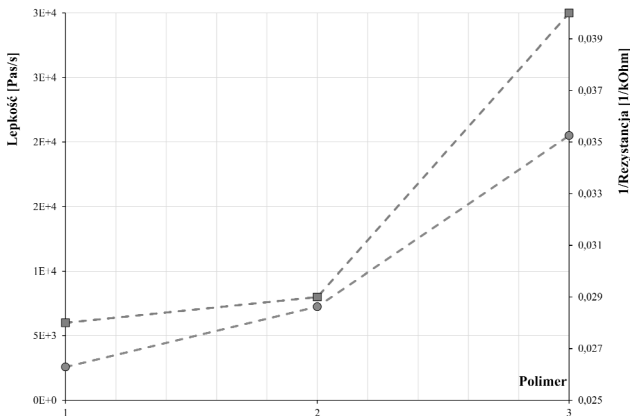
Charakterystyki uzyskane z danych materiałowych i na podstawie obliczeń analitycznych dostarczają porównywalne wartości sztywności. Z drugiej strony, charakterystyka otrzymana przez pomiar impedancji prototypu I pokazuje

podobne zachowanie i rozwój sztywności polimerów, ale o różnych wartościach bezwzględnych.

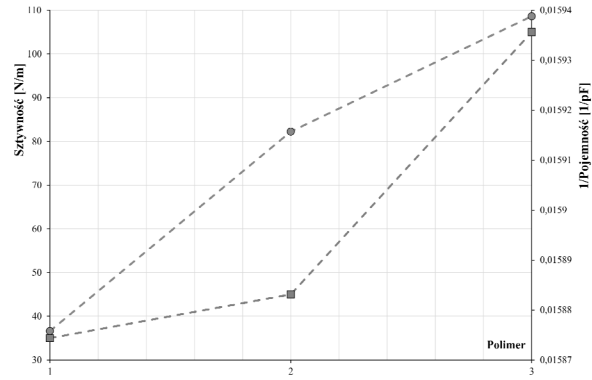


Rys. 6. Porównanie sztywności otrzymanej z danych materiałowych (kwadrat), obliczeń analitycznych (romb) i przetwornika unimorph (koło)

Na rysunkach 7 i 8 przedstawione zostały porównania między rezystancją obwodu zastępczego prototypu I R_M i lepkością polimerów oraz pojemnością obwodu zastępczego C_M i sztywnością polimerów dla siły $F_N = 0,05 N$ i grupy 3 próbek polimerów.



Rys. 7. Porównanie rezystancji R_M (koło) z lepkością dla 3 polimerów (kwadrat)



Rys. 8. Porównanie pojemności C_M (koło) z sztywnością dla 3 polimerów (kwadrat)

4. PODSUMOWANIE

Główny wniosek dotyczący badań eksperymentalnych piezoelektrycznego przetwornika typu unimorph można sformułować w następujący sposób: na tym etapie badań, przetwornik może być używany w celu prezentacji zmian właściwości mechanicznych badanych materiałów (poddanych różnym warunkom zewnętrznym). Właściwości mechaniczne polimerów mogą być wyrażone jakościowo, ale nie ilościowo, chyba że zastosuje się próbkę odniesienia. Niemniej, wyniki pomiarów są bardzo obiecujące i mogą stanowić podstawę do dalszych badań w przyszłości. W szczególności kompletnej analizy eksperymentalnej prototypu II przetwornika unimorph.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Sienkiewicz L., Rouchon J-F., Ronkowski M., Kostro G., Ryndzionek R.: Identification of the mechanical properties of the skin by electromechanical impedance analysis of resonant piezoelectric actuator. IECON 2013, s. 3940-3945, 2013.
2. Pailler-Mattei C., Zahouani H.: Analysis of adhesive behavior of human skin in vivo by an indentation test. Tribology International 39, 2006, s. 12-21.
3. Mason W. P.: An Electromechanical Representation of a Piezoelectric Crystal Used as a Transducer. Proceedings of the Institute of Radio Engineers, 10, 1935, s. 1252-1263
4. Budinger M.: Contribution à la conception et à la modélisation d'actionneurs piézoélectriques cylindriques à deux degrés de liberté de type rotation et translation. Rozprawa doktorska, INP Toulouse, 2003, s. 27-28.
5. Nogarede B.: Moteurs piézoélectriques. Techniques l'Ingénieur, traite Génie électrique, 1996, s. 16-18.

EXPERIMENTAL ANALYSIS OF UNIMORPH REZONANT PIEZOELECTRIC TRANSDUCER

The subject of this paper was the experimental verification of the resonant piezoelectric transducer used to measure the mechanical properties of soft tissues. The two prototypes of a bending transducer of unimorph type were presented. The description of the measurement methods and the test bench are presented. Finally, presented are the results of experimental analysis for two unimorph prototypes. The results covered measurement of maximal deformations at the free end of the unloaded transducer working at first resonance frequency and the detection of the electromechanical impedance characteristics of both prototype unimorph transducers. The variation of impedance between the unloaded and loaded (in contact with the sample) unimorph transducer was verified in terms of contact conditions assessment, and finally the mechanical properties of tested polymer samples. The article concludes with a brief summary and commentary of the results.

Keywords: piezo-electricity, electro-mechanical impedance measurement, resonance, unimorph transducer.

ANALIZA WPŁYWU TRANSMISJI DANYCH NA JAKOŚĆ DZIAŁANIA ROZPROSZONYCH SYSTEMÓW STEROWANIA

Przemysław SPYCHALSKI¹, Ryszard ARENDT²

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki

1. tel.: 58 347 2139, e-mail: przspych@student.pg.gda.pl

2. tel.: 58 347 2157, e-mail: ryszard.arendt@pg.gda.pl

Streszczenie: W artykule przedstawiono zagadnienia związane z transmisją danych w rozproszonych systemach sterowania. Opisano cechy charakterystyczne przemysłowych sieci i protokołów informatycznych. Utworzono model rozproszonego systemu sterowania poziomem cieczy w zbiorniku, w którym komunikacja oparta została na protokole Modbus RTU. Na podstawie zmian parametrów transmisji danych wykazano, że poprawna komunikacja pomiędzy elementami systemu ma kluczowe znaczenie w zapewnieniu odpowiedniej jakości sterowania.

Słowa kluczowe: transmisja danych, komunikacja, rozproszony system sterowania, Modbus RTU.

1. WPROWADZENIE

Rozwój technologii sieciowych spowodował decentralizację układów sterowania dzięki możliwości przesyłania danych na odległość. Sterowanie lokalne zastąpione zostało sterowaniem zdalnym. W zakładach produkcyjnych, elektrowniach, rafineriach pojawiły się sterownie oraz stacje operatorskie umożliwiające monitoring procesu produkcyjnego i jego kontrole z dystansu. Podejście to niosło za sobą wiele korzyści, jednak przesyłanie dużej ilości danych procesowych w skończonym czasie stanowiło trudne wyzwanie [1].

Informacje przesyłane w systemach sterowania są niezwykle istotne, dlatego utrata pakietów danych lub przerwanie transmisji może mieć bardzo negatywne skutki. Standardowe protokoły wymiany informacji, takie jak TCP/IP lub UDP nie były przystosowane do deterministycznej komunikacji pomiędzy elementami systemów sterowania i kontroli poprawności transmisji. Powstały zatem dedykowane rozwiązania różniące się od powszechnie znanych standardów transmisji danych [2, 3]. W artykule przedstawiono dwa z nich: Profibus i Modbus RTU oraz zbadano wpływ zmiany parametrów transmisji na jakość sterowania w przykładowym systemie rozproszonym.

2. TRANSMISJA DANYCH W SYSTEMACH PRZEMYSŁOWYCH

2.1. Informacje ogólne

Pod koniec XX wieku zaimplementowane zostały protokoły komunikacyjne określające sposób transmisji danych w rozproszonych systemach sterowania.

W przemysłowych sieciach informatycznych bardzo ważny jest determinizm czasowy transmisji danych oraz ustandaryzowany sposób dostarczania kolejnych pakietów informacji. Przewidywalność procesu komunikacji w rozproszonych systemach sterowania warunkuje prawidłowy nadzór i kontrole nad procesem technologicznym. Często spotykana jest również redundancja połączeń w celu utrzymania transmisji, kiedy jedno z mediów komunikacyjnych zawiedzie. Przykładem może być przesyłanie informacji procesowych za pośrednictwem łącza światłowodowego oraz nadmiarowo drogą bezprzewodową (GPRS, Radiomodemy).

Transmisja danych w systemach przemysłowych odbywa się w czasie rzeczywistym. W celu weryfikacji jej poprawności stosowane są sumy kontrolne obliczane dla każdej przesyłanej ramki danych pozwalające sprawdzić, czy informacje przesyłane w ramce nie zostały uszkodzone. Wszystkie wcześniej opisane cechy znalazły swoje odzwierciedlenie w przemysłowej sieci informatycznej Profibus oraz protokole komunikacyjnym Modbus RTU.

2.2. Profibus

Przykładem otwartej, modułowej sieci komunikacyjnej stosowanej w automatyce przemysłowej jest Profibus. Bazuje na modelu sieciowym ISO/OSI, wykorzystując warstwę fizyczną, łącza danych oraz aplikacji tego modelu. Profibus współpracuje najczęściej z przewodowym medium transmisyjnym RS-485. Omawiana sieć przemysłowa oparta jest na architekturze Master/Slave. Przykładowo urządzeniem nadrzędnym w procesie komunikacji (Master) może być sterownik PLC, natomiast urządzeniem podrzędnym (Slave) moduł wejść/wyjść. Maksymalna prędkość transmisji w tej sieci przemysłowej to 12 Mb/s.

Występują trzy podstawowe wersje sieci Profibus w zależności od profilu zastosowań: Profibus DP (ang. Decentralised Peripherals), Profibus PA (ang. Process Automation) oraz PROFIsafe. Pierwsza wersja sieci Profibus stosowana jest w systemach sterowania do transmisji danych pomiędzy sensorami i aktuatorami, a sterownikiem. Druga wersja stosowana jest w automatyce procesowej do zdalnego monitorowania urządzeń wchodzących w skład systemu sterowania. Ostatni wariant sieci Profibus używany jest do przesyłania danych w automatyce zabezpieczeniowej [1, 3, 4].

3. BUDOWA ROZPROSZONEGO SYSTEMU STEROWANIA

W celu zbadania wpływu zmian parametrów transmisji na jakość sterowania utworzono rozproszony system sterowania poziomem cieczy w zbiorniku prostopadłościennym, w którym poziom regulowany był za pomocą dwóch pomp (doprowadzającej oraz odprowadzającej ciecz ze zbiornika). Zaproponowany obiekt sterowania był obiektem inercyjnym, opisywało go następujące równanie transmitancyjne w dziedzinie dyskretniej [5]:

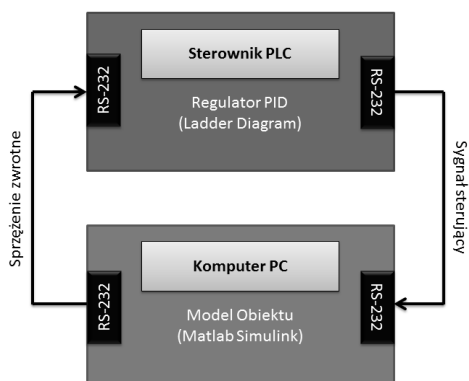
$$G(z) = \frac{0,6321}{z - 0,3679}$$

gdzie: $G(z)$ – transmitancja operatorowa,
 z – zmienna zespolona

Model obiektu sterowania zaimplementowany został w programie Matlab z wykorzystaniem biblioteki SDRT (ang. Simulink Desktop Real-Time). Narzędzie to pozwala na wykonywanie symulacji w czasie rzeczywistym oraz umożliwia komunikację w pętli zamkniętej pomiędzy symulowanym obiektem, a fizycznym urządzeniem sterującym, na przykład PLC/PAC. Taki rodzaj symulacji określa się mianem HIL (ang. Hardware-In-The-Loop) i wykorzystuje do szybkiego prototypowania rozproszonych systemów sterowania.

Symulacja procesu regulacji poziomu cieczy odbywała się po stronie środowiska Matlab Simulink na komputerze PC, dzięki czemu możliwy był podgląd aktualnego stanu wartości regulowanej. Algorytm sterowania PID (ang. Proportional-Integral-Derivative) zaimplementowany został natomiast po stronie sterownika PLC/PAC w języku drabinkowym. Nastawy regulatora PID dobrane zostały automatycznie z wykorzystaniem wbudowanych funkcji sterownika (PID Autotuning).

Ze sterownika PLC wysyłany był sygnał sterujący, natomiast z komputera PC sprzężenie zwrotne o aktualnym stanie poziomu cieczy w zbiorniku. Regulator PID w sterowniku na podstawie uchybu regulacji wyliczał kolejną wartość sygnału sterującego i proces się powtarzał. Transmisja danych pomiędzy komputerem PC, a sterownikiem PLC odbywała się z wykorzystaniem łącza szeregowego RS-232. Schemat transmisji danych pomiędzy sterownikiem PLC, a komputerem PC w technologii Hardware-In-The-Loop przedstawiono na rysunku 1 [5].



Rys. 1. Schemat transmisji danych pomiędzy sterownikiem PLC, a komputerem PC w technologii Hardware-In-The-Loop [5]

4. IMPLEMENTACJA PROTOKOŁU KOMUNIKACYJNEGO MODBUS RTU

Transmisja danych w utworzonym systemie sterowania oparta została na protokole Modbus RTU (ang. Remote Terminal Unit). Jest to otwarty protokół przemysłowy, w którym dane przesyłane są w postaci binarnej. Modbus opracowany został przez firmę Modicon i stał się jednym z podstawowych protokołów używanych do komunikacji pomiędzy urządzeniami w systemach sterowania.

Działa on w trybie Master/Slave, przy czym standardowo w sieci występuje jedno urządzenie nadrzędne (Master) oraz do 247 urządzeń podrzędnych (Slave). Każde urządzenie Slave posiada swój własny, unikalny identyfikator (SlaveID). Master jest urządzeniem inicjalizującym proces komunikacji. Wysyła jako pierwszy żądanie do urządzeń typu Slave. Początkowy bajt ramki danych zawiera unikatowy SlaveID, dzięki czemu komunikacja nawiązana zostaje z właściwym urządzeniem podrzędnym (pozostałe urządzenia ignorują ramki danych, które nie są do nich adresowane).

Dzięki temu mechanizmowi transmisja danych w sieci przebiega w sposób uporządkowany. Kolejny bajt ramki danych zawiera kod funkcji, czyli informacje dla urządzenia Slave jaką akcję powinien wykonać. Może być to na przykład zapis lub odczyt rejestrów, wejść bitowych oraz odczyt stanu urządzenia Slave. Kolejne bity ramki zawierają dane dodatkowe związane z operacją wskazaną przez kod funkcji, przykładowo adres rejestru, do którego ma nastąpić zapis oraz wartość jaka ma zostać zapisana.

W podstawowej wersji protokołu Modbus RTU dane zapisać można na 8 bitach, co daje możliwość przesłania wartości w zakresie 0-255, jednak najczęściej stosowana jest modyfikacja pozwalająca na zwiększenie zakresu o $N \times 8$ bitów. Każda ramka danych opatrzona jest sumą kontrolną CRC (ang. Cyclic Redundancy Check). Suma kontrolna obliczana jest dla każdej wysyłanej i odbieranej ramki, dzięki czemu następuje weryfikacja poprawności przesyłania danych.

Oprócz tego możliwa jest diagnostyka determinizmu czasowego transmisji, ponieważ pomiędzy przesyłanymi bajtami danych w ramce wymagana jest przerwa o długości 1.5 CHAR (gdzie CHAR oznacza czas transferu pojedynczego znaku, czyli 8 bitów). Znacznikiem wysłania całej ramki jest pauza trwająca co najmniej 3.5 CHAR. Przekroczenie tych wartości skutkuje zwróceniem kodu błędu transmisji. Postać ramki danych protokołu Modbus RTU przedstawiona została na rysunku 2 [4, 5, 6].

Start	SlaveID	Function	Data	CRC	End
>= 3.5 CHAR	8 bits	8 bits	$N \times 8$ bits	16 bits	>= 3.5 CHAR

Rys. 2. Postać ramki danych protokołu Modbus RTU [6]

W środowisku Matlab Simulink zaimplementowana została programowa realizacja protokołu Modbus RTU. W dalszej części przedstawiono fragment kodu odpowiadający za enkapsulację ramki danych, dzięki której możliwy był zapis wartości regulowanej do rejestru %R0001 sterownika PLC. Numeracja rejestrów rozpoczyna się od zera, co uwzględniono przy podawaniu adresu rejestru początkowego (nastąpiło przesunięcie o N-1). Struktura ramki danych zapisu znajduje się na rysunku 3 [5].

```
//Dyskretne równanie stanu obiektu sterowania
z = 0.6321 + 0.3679 * z;
//Dekompozycja wartości regulowanej na dwa bajty
DATA_1 = floor(z/256);
DATA_2 = mod(z,256);
//Algorytm obliczania sumy kontrolnej CRC
writeFrame = [01 06 00 00 DATA_1 DATA_2]
N = length(writeFrame);
crc = hex2dec('ffff');
polynomial = hex2dec('a001');

for i = 1:N
    crc = bitxor(crc,message(i));
    for j = 1:8
        if bitand(crc,1)
            crc = bitshift(crc,-1);
            crc = bitxor(crc,polynomial);
        else
            crc = bitshift(crc,-1);
        end
    end
end

CRC_1 = bitand(crc,hex2dec('ff'));
CRC_2 = bitshift(bitand(crc,hex2dec('ff00')),-8);
//Enkapsulacja ramki danych zapisu do rejestru
writeFrame = [01 06 00 00 DATA_1 DATA_2 CRC_1 CRC_2]
```

Start	SlaveID	Function	Data	CRC	End
>= 3.5 CHAR	01	06	DATA_1 DATA_2	CRC_1 CRC_2	>= 3.5 CHAR

Rys. 3. Ramka danych zapisu wartości regulowanej do rejestru sterownika

Wartość regulowana i suma kontrolna rozbite zostały na dwa bajty, co odpowiada kolejnym polom w ramce: DATA_1, DATA_2, CRC_1, CRC_2. Algorytm obliczania sumy kontrolnej CRC pochodził ze strony internetowej MathWorks [7]. Na podstawie otrzymanej ramki danych regulator PID zaimplementowany w sterowniku obliczał wartość sygnału sterującego, którą następnie zapisywał do sąsiedniego rejestru sterownika %R0002. Aby wartość sygnału sterującego dotarła do modelu obiektu, komputer PC (Master) przesyłał do sterownika ramkę danych z żądaniem odczytu rejestru %R0002 (rys. 4) [5]:

```
readFrame = [01 03 00 01 00 01 213 202]
```

Start	SlaveID	Function	Data	CRC	End
>= 3.5 CHAR	01	03	00 01 00 01	213 202	>= 3.5 CHAR

Rys. 4. Ramka danych odczytu wartości sygnału sterującego z rejestru sterownika

Przygotowane ramki danych przesyłane były za pośrednictwem portu szeregowego RS-232. Matlab Simulink posiada wbudowane komendy do obsługi portu transmisji szeregowej, między innymi: fopen, fwrite, fread, fclose. W poleceniu fread jako parametr należało podać liczbę bitów jaka powinna zostać odczytana. Możliwa była również konfiguracja parametrów transmisji podczas definiowania obiektu portu, takich jak: numer fizyczny portu, kontrola determinizmu czasowego, ilość przesyłanych bitów danych, bit stopu, szybkość transmisji, kontrola przepływu. Aby umożliwić transmisję danych pomiędzy elementami systemu sterowania odpowiednio skonfigurowano port szeregowy oraz użyto wcześniej wymienionych funkcji do wysyłania ramek danych przez RS-232.

Kod programu realizujący komunikację pomiędzy komputerem PC i sterownikiem PLC za pośrednictwem portu szeregowego przedstawiono poniżej [5]:

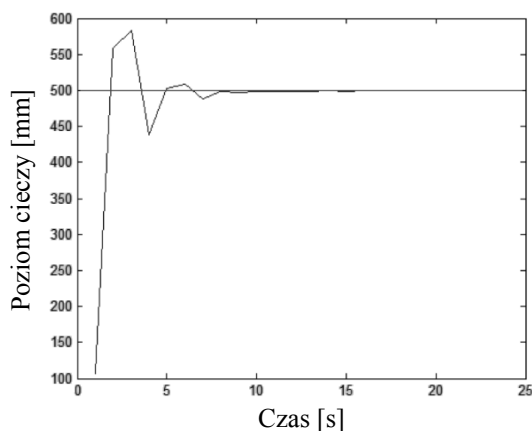
```
port = serial
('COM3','BaudRate',9600,'DataBits',8,'StopBits',1,
'Timeout',1,'Parity','none')
fopen(port)
fwrite(port,writeFrame)
controlledValue = fread(port,8)
fwrite(port,readFrame)
controlSignalPartial = fread(port,7)
controlSignal = controlSignalPartial(4,1) * 256 +
controlSignalPartial(5,1)
fclose(port)
```

Całość kodu programu wykonywana była w pętli, aby zapewnić płynną regulację poziomu cieczy w zaimplementowanym zbiorniku. Po odebraniu ramki z aktualną wielkością przechowywaną w rejestrze sterownika należało dokonać przekształcenia, aby odczytać faktyczną wartość sygnału sterującego wygenerowaną przez regulator PID. Początkowa prędkość transmisji danych wyniosła 9600 b/s. Zdecydowano na podstawie zmiany tego atrybutu oszacować wpływ zmiany parametrów transmisji na jakość sterowania. Kolejne pomiary wykonane zostały odpowiednio dla 1200 b/s oraz 600 b/s. Na komputerze PC z zaimplementowanym modelem zbiornika możliwy był podgląd trajektorii sterowania w programie Matlab Simulink i oszacowanie jak dana prędkość transmisji wpływa na takie parametry regulacji jak czas ustalania, przeregulowanie, oscylacje wokół wartości zadanej, uchyb w stanie ustalonym. Wyniki badań przedstawiono w kolejnym paragrafie.

5. WPLYW PARAMETRÓW TRANSMISJI NA JAKOŚĆ STEROWANIA

Standardowa wartość natężenia strumienia danych stosowana w przypadku protokołu Modbus RTU to 9600 b/s. Uzyskano dla niej przeregulowanie na poziomie 15%, czas ustalania około 7 sekund, nie występowały oscylacje wokół wartości zadanej (rys. 5).

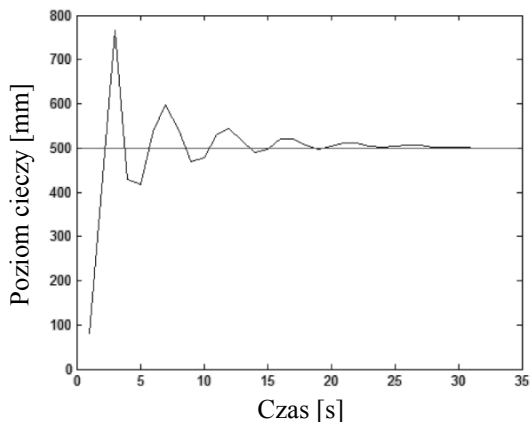
```
port = serial
('COM3','BaudRate',9600,'DataBits',8,'StopBits',1,
'Timeout',1,'Parity','none')
```



Rys. 5. Trajektoria sterowania dla prędkości transmisji 9600 b/s

Dla prędkości transmisji wynoszącej 1200 b/s stwierdzono wydłużenie czasu regulacji, wzrost przeregulowania oraz pojawienie się oscylacji wokół wartości zadanej (rys. 6).

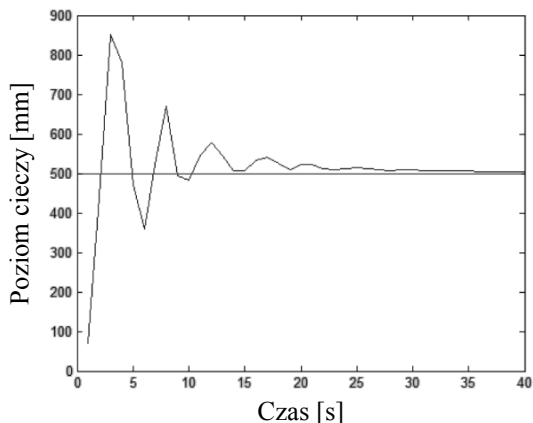
```
port = serial
('COM3', 'BaudRate', 1200, 'DataBits', 8, 'StopBits', 1,
'Timeout', 1, 'Parity', 'none')
```



Rys. 6. Trajektoria sterowania dla prędkości transmisji 1200 b/s

Po zmianie prędkości transmisji na 600 b/s nastąpiło dalsze pogorszenie jakości sterowania objawiające się zwiększeniem przeregulowania do blisko 60%, dłuższym czasem ustalania i uchybem w stanie ustalonym (rys. 7).

```
port = serial
('COM3', 'BaudRate', 600, 'DataBits', 8, 'StopBits', 1,
'Timeout', 1, 'Parity', 'none')
```



Rys. 7. Trajektoria sterowania dla prędkości transmisji 600 b/s

Pogorszenie się jakości sterowania podczas zmniejszania szybkości transmisji spowodowane było wydłużeniem czasu oczekiwania na zmianę wartości sygnału sterującego, który obliczany był w sterowniku PLC. Przykładowo opóźnienie jakie generował port RS-232 podczas przesyłania ramki danych przy prędkości transmisji 9600 b/s wynosiło 5.1 ms, jednak dla 1200 b/s i 600 b/s było to odpowiednio 40.8 oraz 81.7 milisekund.

6. PODSUMOWANIE

Dobór prawidłowych parametrów transmisji danych w rozproszonych systemach sterowania jest kluczowy dla zachowania odpowiedniej jakości kontroli nad procesem. Wykazano, że ustawienie zbyt niskiego współczynnika natężenia strumienia danych powoduje znaczne pogorszenie przebiegu trajektorii sterowania.

Podczas implementacji protokołów komunikacyjnych wykorzystywanych w rozproszonych systemach sterowania należy wdrożyć mechanizmy weryfikujące poprawność transmisji, takie jak sumy kontrolne CRC. Transmisja danych w rozproszonych systemach sterowania powinna przebiegać w sposób uporządkowany z zachowaniem odpowiedniego determinizmu czasowego.

Często stosowanym modelem komunikacji w automatyce jest architektura Master/Slave, która zakłada, że jedno z urządzeń biorących udział w procesie wymiany informacji jest nadrzędne i zarządza wysyłaniem komunikatów do urządzeń podrzędnych.

7. BIBLIOGRAFIA

1. Naskręt P., Bojanowski W., Pawlak K.: Nowoczesne systemy transmisji danych w automatyce przemysłowej, VIII Konferencja Odlewnicza Technical, Nowa Sól 2005
2. Arendt R., Michalski R.: Fault diagnosing system of wheeled tractors, LAP LAMBERT Academic Publishong, Saarbrücken, Deutchland 2015, p. 115
3. Sen S. K.: Fieldbus and Networking in Process Automation, CRC Press 2014, p. 461
4. Lisowski G.: Przemysłowe interfejsy komunikacyjne, Politechnika Łódzka, Łódź 2006
5. Spychalski P.: Komunikacja w układach sterowania z wykorzystaniem radiomodemów ethernetowych, Praca inżynierska, Politechnika Gdańska, Gdańsk 2013
6. MODBUS over Serial Line Specification and Implementation Guide v1.02
7. http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/36022-rs485-modbus-communication-with-jld416pva-power-meter/content/append_crc.m

IMPACT ANALYSIS OF DATA TRANSMISSION ON EFFICIENCY OF DISTRIBUTED CONTROL SYSTEMS

This paper describes common issues related to data transmission in distributed control systems. Main features of industrial networks and communication protocols were presented. Model of distributed control system liquid level in the tank was developed, where data transmission was based on Modbus RTU protocol. Results of changing data transmission parameters proved that correct communication between system components is essential in ensuring proper control quality.

Keywords: data transmission, communication, distributed control system, Modbus RTU.

MULTI-CRITERIA INVESTMENT DECISION SUPPORT MODEL USING FUZZY ANALYTIC HIERARCHY PROCESS (F-AHP) METHOD FOR POWER INDUSTRY

Alicja STOLTMANN¹, Paweł BUĆKO², Marcin JASKÓLSKI³

1. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.: 58 347 12 54 e-mail: alicja.stoltmann@pg.gda.pl
2. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.: 58 347 17 81 e-mail: pawel.bucko@pg.gda.pl
3. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.: 58 347 12 54 e-mail: marcin.jaskolski@pg.gda.pl

Summary: In this paper, the comparative analysis of two wind farm construction projects was presented. This particular type of analysis is commonly applied before purchasing investment project being in a planning phase by a company interested in its development. Conduction of this type of analysis is prompted by the necessity to take into consideration the requirements of Polish legislation. Comparison of wind farm construction projects was based on the analysis of their advancement and the priority of particular investment stages. In order to verify which stage is the most important for the implementation of the construction project, specified tasks should be performed in each particular stage. These tasks determine criteria utilized to compare wind farm construction projects. Fuzzy Analytic Hierarchy Process (F-AHP) method, that allows simultaneous prioritization of criteria in terms of quality and quantity, was applied to perform the analysis. The method demonstrates that obtaining environmental decision for wind farm area is the most important criterion. The method indicate also by which criteria project FW2 has a greater chance of implementation than FW1 project.

Keywords: Fuzzy Analytic Hierarchy Process, wind farm, investment process

1. INTRODUCTION

Increasing interest in the construction of wind farms is related to the requirements imposed by the implementation of Energy Policy of the European Union. One of its goals is to increase the share of renewable energy sources (RES) in electricity production within EU to at least 20% by 2020. Poland, as an EU Member State, adopted the policy in its legal framework and energy policy. To meet the goal, renewable energy projects, including wind farms, must be implemented. Wind conditions in Poland are favorable, which attracts both domestic and foreign investors. Requirements of aerodynamic terrain roughness around the planned wind farm make investors decide to build them in rural areas. According to [1], wind projects contribute to financial benefits for rural municipalities. They are expected to encounter widespread commercial success, because their electricity production is free from any physical pollution [2].

Growing interest in wind farm investments necessitate the profitability analysis of each project. This is due to the fact that there is number of events that can threaten the

success of the implementation of each project stage. Protests of the local community, which can significantly extend the duration of the project, may force investors to abandon it. Therefore, it is crucial to select, at each project stage, priority tasks to maximize the probability of wind farm project accomplishment.

2. LITERATURE REVIEW

There are available studies concluded application of Fuzzy Analytic Hierarchy Process (F-AHP) for power industry. For example Kahraman used F-AHP method to select the most appropriate renewable energy alternative [3], Ma and Chang proposed a technology selection process integrating F-AHP and Delphi method for Taiwan's future photovoltaic industry [4], Chen et al. used F-AHP method to select suitable projects for hybrid solar-wind power generating system [5]. After short summarizing the aforementioned literature, this study proposed using F-AHP method to compare two wind farms construction projects.

3. RESEARCH METHOD

The investment process of building wind farm consists of a series of tasks to be completed in order to get all necessary studies and decisions to obtain planning permission. These tasks were placed in a hierarchical structure in the form of criteria affecting the implementation of the overall goal. Criteria were placed below the overall goal, being on the top of the hierarchical structure, and variants were placed on the bottom structure level (as in fig. 1). Creating the structure of the problem as a hierarchy was first proposed by T. L. Saaty [6] and named Analytic Hierarchy Process (AHP). The Fuzzy Analytic Hierarchy Process (F-AHP) method, applied in this study, uses the knowledge of experts to determine the hierarchical structure describing the matter and the weight coefficients describing the relationship between elements in the structure. As a result, it is possible to eliminate criteria, which do not affect the overall goal. Compared with non-fuzzy AHP, application of F-AHP with fuzzy expert opinion allows to make a more realistic assessment than application of AHP using non-

fuzzy opinion [7]. The first step of the analysis is to identify the overall goal of the analysis and to select criteria affecting its reaching. The next step is pair-wise comparison of criteria by giving one criterion a preference over another. In the AHP method [6], preferences of criterion are determined by a nine-point scale pair-wise comparison. In the F-AHP method, nine-point scale was replaced by triangular fuzzy numbers of linguistic comparison measures (Tab. 1). After pair-wise comparison the weight vector is given. By normalization this vector the normalized weight vector with non-fuzzy numbers is created [8]. Detailed presentation of F-AHP method was included in [9][10].

4. IMPLEMENTATION

For the financial viability of the investment, the time needed to obtain planning permission for wind farm

construction should be as short as possible. This is the overall goal adopted in this F-AHP study. Wind farm construction projects are variants. In order to compare decision variants, in terms of their impact on the overall goal, the main pair-wise comparisons should be made with regard to particular criterion. The purpose of the comparison is to identify which of the projects has a better chance of getting all the necessary decisions and permits to obtain planning permission in shorter time. Criterion no. 1 is related to the measurement of wind kinetic energy for a wind farm project. This energy is measured by devices mounted on a measurement mast. It is recommended to conduct measurements for at least five years, if reliable data is needed. Significant difference between the heights of measurement mast and wind turbine mast may result in incorrect evaluation of electricity production.

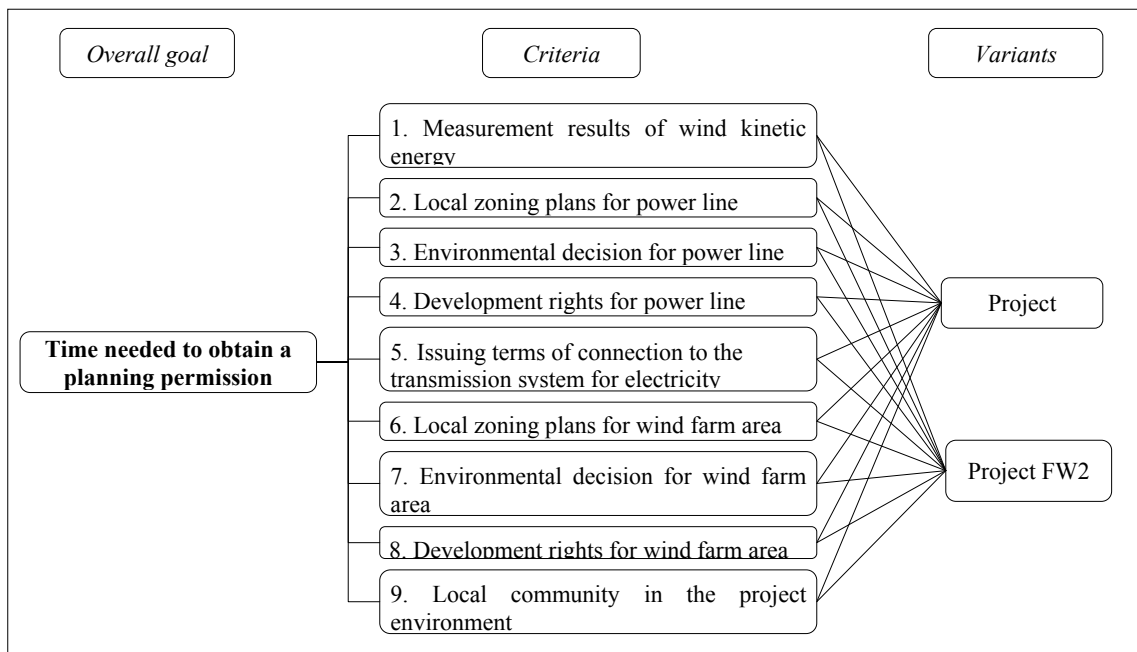


Fig. 1. Hierarchical structure of selecting projects in terms of time needed to obtain planning permission

Tab. 1. Triangular fuzzy numbers of linguistic comparison measures, own study based on Saaty[6] and Łuczak[7]

Definition	Intensity of importance on an absolute scale		Explanation
	AHP	F-AHP	
Equal importance	1	(1,1,1)	Two activities contribute equally to the objective
Moderate advantage of one over another	3	(1,3,5)	Experience and judgment favor one activity over another
Essential advantage	5	(3,5,7)	Experience and judgment strongly favor one activity over another
Significant advantage	7	(5,7,9)	An activity is strongly favored and its dominance is demonstrated in practice
Extreme advantage	9	(7,9,9)	The evidence favoring one activity over another is of the highest possible order of affirmation
Intermediate values between the two adjacent judgments	2,4,6,8	(1,2,4);(2,4,6);(4,6,8);(6,8,9)	When compromise is needed
Reciprocals	Invert of assessments		If activity <i>i</i> has one of the above numbers assigned to it when compared with activity <i>j</i> , then <i>j</i> has the reciprocal value when compared with <i>i</i>

Criteria no. 2 and no. 6 concern including, in local zoning plans, both wind farm area and power line area. If they are not included, the plans should be changed. Enacting local zoning plans is a time consuming process and can significantly affect the investment accomplishment. This is

due to, *inter alia*, a number of documents and studies required to change local zoning plan. One of them is to obtain environmental decision for wind farm (criterion no. 7) and power line construction (criterion no. 3). It is a complex process, because of the amount of environmental monitoring

and the number of environmental reports that must be performed. For environmental report needs, the investor is obliged to conduct environmental monitoring in specific time periods of the year, e.g. during bird migration. As a result, wind farm cannot obtain environmental decision or planning permission within a certain period of the year, which delays the process and reduces the profitability of investment. Additionally, in the process of obtaining the environmental decision, local community participation is possible. It is therefore necessary to conduct information and promotion campaign to reduce the risk of local community protests against the project (criterion no. 9)[11]. In the planning phase of a wind farm construction, the investor secures development rights so that after obtaining all the necessary permits they can start the construction of a wind farm along with the associated infrastructure.

The electricity produced is supplied to the grid by power line. A very important issue is to conclude an agreement with transmission/distribution system operator to connect the wind farm to the network so that the electricity produced can reach the consumer. The first step to conclude an agreement is to achieve the issuing of terms of connection to the transmission/distribution grid (criterion no. 5). In order to get these terms, the investor must both prove that wind farm location is included in local zoning plans and submit development rights with the aim to build a particular wind farm. If the transmission/distribution grid enables to connect wind farm to the grid and no other entity is applying for issuing terms of connection to the transmission grid in the nearest connection point, there is a high probability that the agreement will be concluded.

Projects compared in this paper are currently in the pipeline. Installed capacities of wind farms are comparable. Wind farm 1 (FW1) project demonstrates the annual measurement results of wind kinetic energy. The measurements were conducted on masts lower than currently planned height of turbine nacelle fitting. In order to build a five-kilometer section of the power line connecting the wind farm with the transmission grid, the investor submitted the development rights. Both for power line area and for wind farm area there is no need to change the local zoning plans. For the wind farm area there is no environmental monitoring setup, and therefore there is no need for data on the probable risks linked to environmental conditions. Both local

authorities and local community have positive attitude to the investment.

Wind farm 2 (FW2) has wind measurement results from the period of three years. The measurements were conducted on masts of approximately the same height as the previously planned height of the turbine nacelle fitting. For a short segment of the planned power line area it is necessary to change the use of agricultural land. On the planned power line route there is insufficient number of cadastral parcels whose owners are favorable to the investment. The wind farm area is located away from environmentally protected areas and within a safe distance from buildings. Environmental report was completed and investor made a preliminary study of social acceptance of the project.

5. RESULTS

Comparative analysis of projects with the application of F-AHP was commenced by comparing pairs of criteria affecting the implementation process of obtaining a planning permission for the construction of a wind farm. The results of the impact of the various criteria on the overall goal were shown in figure 2.

The comparison was made using pair-wise comparisons relative to each of the criteria and their weights were determined (tab. 2). F-AHP method used triangular fuzzy numbers to give judgments of the preferences of one criterion over another (tab. 1). The project having higher weight is more likely to fulfill the criterion.

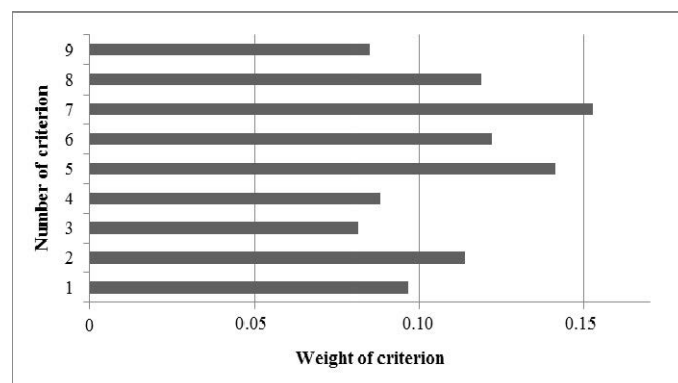


Fig. 2. The results of the impact of the various criteria to the overall goal

Tab. 2. Pair-wise comparison of wind farm projects FW1 and FW2

Number of criterion	Symbol of project	Fuzzy assessment values for variants with respect to each criterion						Weight of criterion
		FW1			FW2			
1	FW1	(1.00,	1.00,	1.00)	(0.20,	0.33,	1.00)	0.30
	FW2	(1.00,	3.00,	5.00)	(1.00,	1.00,	1.00)	
2	FW1	(1.00,	1.00,	1.00)	(0.25,	0.50,	1.00)	0.33
	FW2	(1.00,	2.00,	4.00)	(1.00,	1.00,	1.00)	
3	FW1	(1.00,	1.00,	1.00)	(1.00,	2.00,	4.00)	0.67
	FW2	(0.25,	0.50,	1.00)	(1.00,	1.00,	1.00)	
4	FW1	(1.00,	1.00,	1.00)	(0.14,	0.20,	0.33)	0.00
	FW2	(3.00,	5.00,	7.00)	(1.00,	1.00,	1.00)	
5	FW1	(1.00,	1.00,	1.00)	(0.25,	0.50,	1.00)	0.33
	FW2	(1.00,	2.00,	4.00)	(1.00,	1.00,	1.00)	
6	FW1	(1.00,	1.00,	1.00)	(1.00,	2.00,	4.00)	0.67
	FW2	(0.25,	0.50,	1.00)	(1.00,	1.00,	1.00)	
7	FW1	(1.00,	1.00,	1.00)	(0.17,	0.25,	0.50)	0.01
	FW2	(2.00,	4.00,	6.00)	(1.00,	1.00,	1.00)	
8	FW1	(1.00,	1.00,	1.00)	(0.25,	0.50,	1.00)	0.33
	FW2	(1.00,	2.00,	4.00)	(1.00,	1.00,	1.00)	
9	FW1	(1.00,	1.00,	1.00)	(1.00,	3.00,	5.00)	0.70
	FW2	(0.20,	0.33,	1.00)	(1.00,	1.00,	1.00)	

Source: own study

Analyzing the problem of F-AHP method implementation was feasible using MS Excel spreadsheet. On the basis of pair-wise comparison ranking, criteria that affect the time to obtain wind farm planning permission were determined. As can be seen from the ranking (fig.2), predominant is criterion no. 7, i.e. to obtain environmental decision for wind farm area. It is associated with many factors that may cause the delay of the process of obtaining a decision, or to prevent its acquisition. In the next step, the importance of the projects to different criteria was indicated. Then importance of the projects in relation to their impact on the overall goal was computed. The analysis demonstrated that the FW2 project has a better chance of obtaining planning permission than FW1 project (tab. 3). It is associated with the predominant influence of the FW2 project on various criteria, e.g. for criterion no. 7 - of the highest impact on the overall goal achievement - FW2 received weight value of 0.15, with zero impact of FW1 project on the same criterion.

Tab. 3. Comparison of wind farm projects in terms of criteria

Symbol of the project	Number of criterion									Σ
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	
FW1	0.03	0.04	0.05	0.00	0.05	0.08	0.00	0.04	0.06	0.35
FW2	0.07	0.08	0.03	0.09	0.09	0.04	0.15	0.08	0.03	0.65

Source: own study

6. CONCLUSION

Fuzzy Analytic Hierarchy Process (F-AHP) method was used to compare two wind farm projects. This is an issue of strategic importance to investors, because it allows the selection of the project that is more likely to be completed within a shorter period of time. It also allows for proper arrangement of tasks in the project groups in order to increase the chances of the project accomplishment, which turned out worse for the time required to obtain all the necessary decisions and permits to obtain a construction permit.

F-AHP method helped to determine the advantage of one project over another. Despite its being time-consuming, the authors conclude that the method is useful for solving this type of localization problems. Conversely, one of the drawbacks of this method is its heavy dependence on expert judgment. In the analyzed case the authors worked with a

team of experts who deal with the implementation of wind farm projects every day. Therefore, the case of the lack of expert judgment, arising from their incomplete knowledge, was not analyzed.

7. REFERENCES

1. Żołądkiewicz A.: Elektrownie wiatrowe nowym wyzwaniem dla obszarów wiejskich – aspekt ekonomiczny, *Stow. Ekon. Rol. i Agrobiznesu*, vol. XVI, pp. 255–259, 2013.
2. Baban S. M. J., Parry T.: Developing and applying a GIS-assisted approach to locating wind farms in the UK', *Renew. Energy*, vol. 24, no. 1, pp. 59–71, 2001.
3. Kahraman C., Kaya İ., Cebi S.: A comparative analysis for multiattribute selection among renewable energy alternatives using fuzzy axiomatic design and fuzzy analytic hierarchy process, *Energy*, vol. 34, no. 10, pp. 1603–1616, 2009.
4. Ma D., Chang C. C., Hung S. W.: The selection of technology for late-starters: A case study of the energy-smart photovoltaic industry, *Econ. Model.*, vol. 35, no. 2013, pp. 10–20, 2013.
5. Chen H. H., Kang H. Y., Lee A. H. I.: Strategic selection of suitable projects for hybrid solar-wind power generation systems, *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 14, no. 1, pp. 413–421, 2010.
6. Saaty T. L.: How to make a decision: The Analytic Hierarchy Process, *Eur. J. Oper. Res.*, vol. 48, pp. 9–26, 1990.
7. Łuczak A., Wysocki F.: Porządkowanie liniowe obiektów z wykorzystaniem rozmytych metod AHP i TOPSIS, *Przegląd Stat.*, vol. 1–2, pp. 3–23, 2011.
8. Chang D.-Y.: Applications of the extent analysis method on fuzzy AHP, *Eur. J. Oper. Res.*, vol. 95, no. 3, pp. 649–655, 1996.
9. Budak A., Ustundag A.: Fuzzy decision making model for selection of real time location systems, *Appl. Soft Comput.*, vol. 36, pp. 177–184, 2015.
10. Vahidnia M. H., Alesheikh A., Alimohammadi A., Bassiri A.: Fuzzy analytical hierarchy process in GIS application, *Int. Arch. Photogramm. Remote Sens. Spat. Inf. Sci.*, vol. 37, no. B2, pp. 593–596, 2008.
11. Gamboa G., Munda G.: The problem of windfarm location: A social multi-criteria evaluation framework, *Energy Policy*, vol. 35, no. 3, pp. 1564–1583, 2007.

WIELOKRYTERIALNE WSPOMAGANIE DECYZJI INWESTYCYJNYCH W SEKTORZE ENERGETYCZNYM Z ZASTOSOWANIEM ROZMYTEJ METODY ANALIZY HIERARCHICZNEJ (F-AHP)

Referat przedstawia porównanie projektów dwóch farm wiatrowych. Tego typu analiza znajduje zastosowanie w przypadku zakupu projektów inwestycyjnych będących w fazie przygotowania. Spowodowane jest to koniecznością uwzględnienia wymogów określonych w ustawodawstwie polskim. Porównanie projektów budowy farm wiatrowych oparto na analizie zaawansowania oraz priorytetu poszczególnych etapów inwestycji. Aby zweryfikować, na jaki etap należy zwrócić szczególną uwagę posłużono się analizą zagadnień opisujących poszczególne etapy oraz zadań w nich realizowanych. Zagadnienia te definiują kryteria wpływające na realizację projektu. Analizę przeprowadzono z wykorzystaniem metody F-AHP, która pozwala na ilościowe i jakościowe uporządkowanie kryteriów. Analiza wykazała, że priorytetowym kryterium jest uzyskanie decyzji o uwarunkowaniach środowiskowych dla obszaru farmy wiatrowej oraz to, że projekt FW2 maj większe szanse na realizację niż projekt FW1.

Słowa kluczowe: Fuzzy Analytic Hierarchy Process, farma wiatrowa, proces inwestycyjny.

MEASUREMENTS OF RELATIVE FREQUENCY INSTABILITY

Dariusz ŚWISULSKI

Gdansk University of Technology, Faculty of Electrical and Control Engineering
 phone.: 58 3471397 e-mail: dariusz.swisulski@pg.gda.pl

Summary: Frequency constancy can be determined by the change in time for the subsequent periods. The article shows that classical the method of digital period measurement is not suitable for the measurement process. Therefore, a method using an integrating circuit is being proposed. Errors in the measurement of the given method have been analyzed.

Keywords: frequency measurements, measurement period, the frequency inconstancy.

1. INTRODUCTION

In modern metrology, frequency it is one of the most frequently measured parameters characterizing the physical processes. Currently, frequency measurements are dominated by digital methods. They rely mostly on direct measurement of the frequency based on the definition - by counting the number of periods per time unit, or indirect measurement by measuring the time duration of one period or an integer of multiplication of periods. In the second case, we can specify a frequency stability in a simple manner by comparing consecutive results. The accuracy of such comparison will depend on the frequency of the reference signal generator, which periods are counts during a single period of the measured signal.

When such obtained accuracy is not satisfactory you can use other methods. The article presents the author's proposed method using integrating systems, which is a combination of analog methods and digital methods.

2. COMPARISON OF ADJECENT TIME PERIODS

Absolute frequency instability $\Delta f(t)$ can be described by the dependency (1):

$$\Delta f(t) = f(t) - f_0 \quad (1)$$

where:

f_0 – frequency at the initial measurement time,

$f(t)$ – frequency at time t .

The relative instability of frequency is related to the frequency f_0 :

$$\delta f(t) = \frac{\Delta f(t)}{f_0} \quad (2)$$

If we assume, that the frequency measurement is performer by measuring the time for the subsequent period T_i , then the relative instability of the frequency during the period T_i may be expressed as:

$$\delta f_i = \frac{f_i - f_0}{f_0} \quad (3)$$

In a situation, where because of its changes, the frequency at subsequent times of measurement differs from the initial value f_0 , a better information about the instability can be obtained by comparing the current frequency with the value in the previous period f_{i-1} :

$$\delta f_i = \frac{f_i - f_{i-1}}{f_{i-1}} \quad (4)$$

After substitution of the dependency $f_{i-1} = 1/T_{i-1}$ and $f_i = 1/T_i$ one obtains:

$$\delta f_i = \frac{T_{i-1} - T_i}{T_i} \quad (5)$$

If the time period T_i is determined by counting the periods N_i of the reference signal generator with a frequency f_g ($T_i = N_i/f_g$), then the relative frequency instability can be calculated from the number of periods of the reference signal generator counted in subsequent periods of the measured signal:

$$\delta f_i = \frac{N_{i-1} - N_i}{N_i} \quad (6)$$

The determination of the frequencies based on the length of a single period is burdened with static and dynamic errors. The static error includes the quantization error (if a single period T_i is not an integer of multiple of periods of the reference signal generator), frequency error of reference generator [1] and a triggering error (resulting from the uneven delay of the time of opening and closing the gate counter [2]). Dynamic errors arise from the changes of the measured frequency of the time period T_i [2].

The quantization error is due to an error of not synchronizing at the beginning and end of the measurement time interval. The maximum quantization error value is

equal to one time period being counted from the reference generator.

If one assumes, that as a result of the quantization error, one extra period will be counted $N_{i-1}^* = N_{i-1} + 1$, then instead of the correct value of relative instability δf_i one will get an incorrect δf_i^* value. The relative error of measurement of the relative instability can be calculated with the following equation:

$$\delta_{\delta i} = \frac{\delta f_i^* - \delta f_i}{\delta f_i} = \frac{\frac{(N_{i-1} + 1) - N_i}{N_i} - \frac{N_{i-1} - N_i}{N_i}}{\frac{N_{i-1} - N_i}{N_i}} \quad (7)$$

and after the transformation one obtains:

$$\delta_{\delta i} = \frac{1}{N_{i-1} - N_i} \quad (8)$$

If one assumes, that as a result of the quantization error, one extra period will be counted $N_i^* = N_i + 1$, then instead of the correct value of relative instability δf_i one will get an erroneous δf_i^* value. The relative measurement error of the relative instability $\delta_{\delta i}$ can be calculated from the following equation:

$$\delta_{\delta i} = \frac{\frac{N_{i-1} - (N_i + 1)}{N_i + 1} - \frac{N_{i-1} - N_i}{N_i}}{\frac{N_{i-1} - N_i}{N_i}} \quad (9)$$

after transformation:

$$\delta_{\delta i} = -\frac{1}{(N_{i-1} - N_i) \left(1 + \frac{1}{N_{i-1}}\right)} \quad (10)$$

If one considers the most unfavorable case, where at the same time, one period of more than $N_{i-1}^* = N_{i-1} + 1$ and one period of less $N_i^* = N_i + 1$ is counted:

$$\delta_{\delta i} = \frac{\frac{(N_{i-1} + 1) - (N_i - 1)}{N_i - 1} - \frac{N_{i-1} - N_i}{N_i}}{\frac{N_{i-1} - N_i}{N_i}} \quad (11)$$

and after transformation:

$$\delta_{\delta i} = -\frac{1}{(N_{i-1} - N_i) \left(\frac{N_i - 1}{N_{i-1} + N_i}\right)} \quad (12)$$

Figure 1 shows the error of relative instability measurement $\delta_{\delta i} = f(N_i)$ given by formulas (8), (10) and (12) for $N_{i-1} = 10000$.

As is apparent from the graph, the method has a very large number of relative errors in the case where $N_i \approx N_{i-1}$. With high frequency stability, such a situation occurs quite often. Therefore, a method based on the measurement period is not suitable for measuring the instability of the relative

frequencies. It is necessary to develop other methods – a proposal for such a method is presented later in this article.

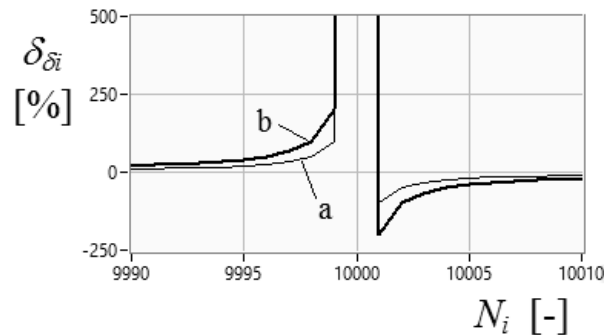


Fig. 1. Error of relative instability measurement $\delta_{\delta i} = f(N_i)$ for $N_{i-1} = 10000$; a – given by formula (8) and (10), b – given by formula (12)

3. MEASUREMENT BY INTEGRAL METHOD

Since, as it was shown, the measurement of the relative frequency of the instability of the measuring time for the subsequent period is characterized by significant errors, a method combining a digital and analog measurement has been developed for this purpose.

In order to implement this method, a special transducer of relative difference values for two successive periods of T_{i-1} and T_i has been designed with the use of an integrating circuit. Voltage waveforms in this system are shown on Figure 2.

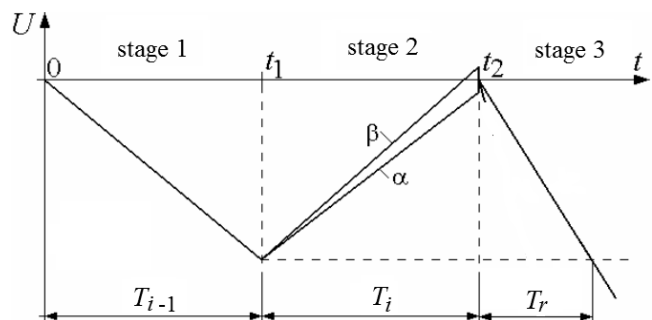


Fig. 2. Voltage waveforms in the integral system

The measurement is carried out in three stages. The first stage begins at the start of the first of the compared periods T_{i-1} . At $t = 0$ to the input of the integrator, reference voltage U_{ref} is fed. The output voltage of the integrator decreases linearly during the period T_{i-1} reaching the level of:

$$U(t_1) = -\frac{1}{RC} \int_0^{t_1} U_{ref} dt = -\frac{1}{RC} \cdot U_{ref} \cdot T_{i-1} \quad (13)$$

At the end of the period T_{i-1} the first step of measuring ends, in the first sampling/storing arrangement the voltage $U_I = U(t_1)$ is stored and the second stage begins. At the beginning of this stage, the control system disconnects the input voltage U_{ref} from the integrator and connects the same voltage, but of opposite polarity ($-U_{ref}$). In this stage, during the second period of the measured signal T_i , the voltage at the output of the integrator increases linearly, reaching the t_2 time value:

$$U(t_2) = U(t_1) - \frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} -U_{ref} dt = -\frac{1}{RC} \cdot U_{ref} \cdot (T_{i-1} - T_i) \quad (14)$$

If the $T_{i-1} > T_i$, then the voltage $U(t_2) < 0$ (straight line α on Figure 2), and when $T_{i-1} < T_i$, then the voltage $U(t_2) > 0$ (straight line β on Figure 2).

The output of the integrator is connected to the input of an amplifier with a gain of $-A$ (fig. 3). The output of the amplifier is connected to the two half rectifier, the output of which is obtained absolute value from the amplified A times the output voltage of the integrator. At the end of the period T_i ends the second stage and in the second sampling circuit, the voltage output of the two half amplifier value is stored:

$$U_{II} = \frac{A}{RC} U_{ref} \cdot |T_{i-1} - T_i| \quad (15)$$

The third stage starts with the zeroing of the output of the integrator. At the same time, the output of the integrator is connected to a first input of a compactor, to whose other input voltage is connected represented by formula (13), stored in the first sampling/storing system. U_{II} is supplied on the integrator input which is stored in the second sampling/storing system. As a result, the output voltage of the integrator falls linearly. After a period of T_r , the voltage reaches the value U_j :

$$U(t_2 + T_r) = -\frac{1}{RC} \cdot \int_{t_2}^{t_2 + T_r} U_{II} dt = U_j \quad (16)$$

After substituting in place of the voltage $U_{II} = U(t_2)$ from the equation (15) and in the place of $U_j = U(t_1)$ according to (13) and linear transformations we obtain:

$$T_r = \frac{T_{i-1}}{|T_{i-1} - T_i|} \cdot \frac{RC}{A} \quad (17)$$

After assuming the $T_{i-1} \approx T_i$ from the equation (5) we get:

$$T_r = \frac{1}{|\delta f_i|} \cdot \frac{RC}{A} \quad (18)$$

And hence after conversion, we can calculate the relative frequency instability:

$$|\delta f_i| = \frac{RC}{A} \cdot \frac{1}{T_r} \quad (19)$$

From equation (18) one can see, that the time T_r , after which the voltage is the output of the integrator is inversely proportional to the relative frequency instability. By measuring the time from the equation (19) one can determine δf_i .

One should note, that for small values of δf_i value T_r assumes large values, which results in long measurement time. This time can be reduced by reducing the value of the RC value or increasing the value of A . The ratio RC/A can be selected in such a way that the predetermined minimum value $|\delta f_i|_{\min}$ can get the maximum established time $T_{r\max}$:

$$\frac{RC}{A} = |\delta f_i|_{\min} \cdot T_{r\max} \quad (20)$$

Figure 3 shows a block diagram of the comparator of two consecutive periods.

The task of the US control system is to generate digital signals controlling the measurement circuits. The voltage source of reference U supplies two voltages U_{ref} and $-U_{ref}$ attached to the input of an integrator in the first and second stages of integration. For generating adequate accuracy, it is important to ensure equal absolute values of these voltages, but their level does not affect the results.

The analog multiplexer M in the corresponding stages of integration switches on to the input of the integrator the reference voltage U_{ref} and $-U_{ref}$ or voltage from the output of the sampling/storing system $SH2$. The task of the integrator and the integrator I is the integration of input values. An amplifier A amplifies the output voltage of the integrator on completion of the stage 2 of the measurement. A two half rectifier R allows to obtain the amplified absolute value voltage of the end of the second stage of integration.

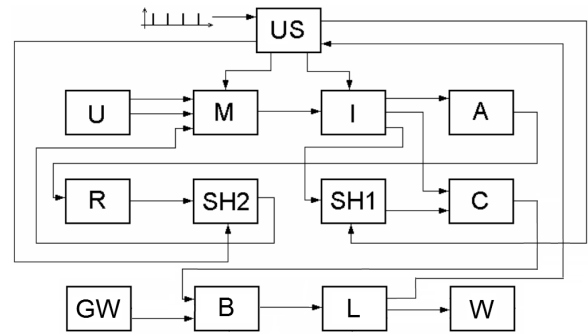


Fig. 3. A block diagram of the comparator duration of two consecutive periods: US – control system, U - reference voltage source, M – analog multiplexer, I - integrator, A - amplifier, R - rectifier, SH1, SH2 – sampling/storing system, C - comparator, GW – reference generator, B - gate, L - counter, W - indicator

The purpose of the sampling/storing system $SH1$ is to download and store the output voltage of the integrator at the end of stage 1, while the task of $SH2$ is to download and store the amplified and rectified output voltage of the integrator at the end of the second stage. The comparator C compares the output voltage of the integrator in the third stage of integration with the voltage memorized in the sampling circuit $SH1$. The voltage at the output of the comparator depends on which of the two input voltages is larger.

The output voltage of the compactor C is connected to the circuit gating B impulses from the reference generator GW . From the number of pulses counted in the counter L depends the indication in the indicator W . Information about the result of the measurement is also fed to the control system, through which it can be used in a measurement system.

If a measurement is required at a higher frequency, one can use a larger number of inspection systems with offset measurements as a function of time.

4. ACCURACY OF INTEGRATION METHOD

The source of measurement errors include among other, integrator elements. RC integrator component values may differ from the ones adopted. When one assumes, that the

measurement time is short enough that the values of these elements do not change during the measurement and are as follows: $R(1+\delta_R)$ and $C(1+\delta_C)$. A result of errors δ_R and δ_C values of these elements, the relation (19) takes the form:

$$|\delta_i| = \frac{R(1+\delta_R) \cdot C(1+\delta_C)}{A} \cdot \frac{1}{T_r} \quad (21)$$

Hence the relative measurement error due to error values of R and C is:

$$\delta_{\delta RC} = \frac{\frac{R(1+\delta_R) \cdot C(1+\delta_C)}{A} \cdot \frac{1}{T_r} - \frac{RC}{A} \cdot \frac{1}{T_r}}{\frac{RC}{A} \cdot \frac{1}{T_r}} \quad (22)$$

which, assuming $\delta_R + \delta_C \gg \delta_R \cdot \delta_C$ gives:

$$\delta_{\delta RC} \approx \delta_R + \delta_C \quad (23)$$

Another source of errors may be an incorrect amplification value A . If the amplification does not change during the measurement and is $A(1+\delta_A)$, due to error δ_A the dependence (19) takes the form:

$$|\delta_i| = \frac{RC}{A(1+\delta_A)} \cdot \frac{1}{T_r} \quad (24)$$

Hence the relative measurement error caused by an error of A is:

$$\delta_{\delta A} = \frac{\frac{RC}{A(1+\delta_A)} \cdot \frac{1}{T_r} - \frac{RC}{A} \cdot \frac{1}{T_r}}{\frac{RC}{A} \cdot \frac{1}{T_r}} \quad (25)$$

which, assuming $\delta_A \ll 1$ gives:

$$\delta_{\delta A} \approx -\delta_A \quad (26)$$

Measurement accuracy is also affected by unequal absolute values of the voltages U_{ref} and $-U_{ref}$. As a result of the error of the reference voltage source, the absolute values of voltages in the first and second stages of integration may be different.

Of course, one should remember about the time measurement error of T_r . If this time is measured by counting the periods of the reference signal generator ($T_r = N_r/f_g$), then the quantization, reference frequency generator and trigger errors occur.

The measurement error resulting from the quantization error can be calculated as:

$$\delta_{\delta N} = \frac{\frac{RC}{A} \cdot \frac{1}{N_r+1} - \frac{RC}{A} \cdot \frac{1}{N_r}}{\frac{RC}{A} \cdot \frac{1}{N_r}} \cdot \frac{f_g}{f_g} \quad (27)$$

and after transformations:

$$\delta_{\delta N} = -\frac{1}{N_r+1} \quad (28)$$

For $N_r \gg 1$ the relative measurement error is equal to the inverse of the number of counted periods. Therefore, according to equation (20) one should adjust RC and A , that the time T_r is not too short.

5. SUMMARY CONCLUSIONS

The method of measuring the relative instability of frequency presented in the article, despite its simplicity, is characterized by satisfactory metrological characteristics. The performer analysis of accuracy showed that errors resulting from imperfections used to carry out the measurement system elements are not significant, and the total error is incomparably smaller than with the classical method of digital measurement period.

6. BIBLIOGRAPHY

1. Pawłowski E.: Porównywanie częstotliwości wzorcowych w środowisku LabVIEW, Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej, Nr 34/2013, str. 53-56.
2. Świsulski D.: Cyfrowa rejestracja sygnałów impulsowych z częstotliwościowym nośnikiem informacji. Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej, Gdańsk 2006.

POMIARY WZGLĘDNEJ NIESTAŁOŚCI CZĘSTOTLIWOŚCI

Staość częstotliwości można wyznaczyć jako względną zmianę częstotliwości w czasie pomiaru. Pomiar staości częstotliwości przez pomiar czasu trwania sąsiednich okresów sygnału charakteryzuje się dużymi błędami. Dlatego zaproponowano metodę wykorzystującą układy całkujące. Całkowanie odbywa się w trzech etapach, przy czym dwa pierwsze etapy odbywają się w czasie dwóch sąsiednich okresów analizowanego sygnału, czas trwania trzeciego etapu jest odwrotnie proporcjonalny do względnej niestałości częstotliwości. Jeżeli wymagany jest pomiar ciągły, można zastosować większą liczbę układów pomiarowych z przesuniętymi pomiarami w funkcji czasu. W artykule przedstawiono analizę błędów występujących przy pomiarze opisaną metodą - omówiono błędy wynikające ze zmienionej wartości RC , wzmocnienia A , napięć wzorcowych oraz błędów kwantowania.

Słowa kluczowe: pomiary częstotliwości, pomiar okresu, niestałość częstotliwości.

ADAPTACYJNY DOBÓR KROKU OBLICZEŃ DLA SYMULATORA CZASU RZECZYWISTEGO O MIĘKKICH WYMAGANIACH CZASOWYCH

Jarosław TARNAWSKI¹, Tomasz KARLA², Tomasz A. RUTKOWSKI³,
Bartosz PUCHALSKI⁴, Kazimierz DUZINKIEWICZ⁵

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki

1. tel.: 58 347-12-26 e-mail: jaroslaw.tarnawski@pg.gda.pl
2. tel.: 58 347-17-42 e-mail: tomasz.karla@pg.gda.pl
3. tel.: 58 347-12-26 e-mail: tomasz.adam.rutkowski@pg.gda.pl
4. tel.: 58 347-17-42 e-mail: bartosz.puchalski@pg.gda.pl
5. tel.: 58 347-22-39 e-mail: kazimierz.duzinkiewicz@pg.gda.pl

Streszczenie: Symulacje czasu rzeczywistego mają duże walory praktyczne i dydaktyczne w zastosowaniach automatyki. Praca z symulatorem czasu rzeczywistego pozwala na poznanie i doświadczenie dynamiki symulowanego obiektu, wprowadzanie sterowań oraz decyzji operatorskich w warunkach czasowych odpowiadających rzeczywistemu obiektowi. Realizacja symulatorów czasu rzeczywistego wymaga zakończenia obliczeń numerycznych jednego kroku symulatora w czasie krótszym niż założona długość kroku symulacji. Jest to wyzwanie zwłaszcza dla małych kroków symulacji. Innego typu problemem jest realizacja symulatora czasu rzeczywistego o wymaganiach miękkich (tj. z możliwymi incydentalnymi naruszeniami ograniczeń na czas obliczeń numerycznych) w środowisku obliczeniowym nie będącym systemem czasu rzeczywistego. Wobec powyższych wymagań i ograniczeń konieczne jest rozwiązanie zawierające kompromis pomiędzy nadążaniem za czasem symulacji kosztem wydłużania kroku symulacji co może powodować pogorszenie wyników symulacji. W artykule rozpatrywane jest zagadnienie adaptacyjnego doboru kroku symulacji zastosowane dla symulatora procesów reaktora jądrowego.

Słowa kluczowe: symulacja czasu rzeczywistego, adaptacyjny dobór kroku symulacji, symulacja procesów reaktora jądrowego.

1. WSTĘP

Symulatory czasu rzeczywistego opierają się na modelach matematycznych opracowanych w celu odwzorowania zachowania symulowanego obiektu w maszynie cyfrowej. Mogą być one wykorzystane do symulacji w tzw. pętli sprzętowej i zagadnieniach szybkiego prototypowania [3]. W większości modeli matematycznych wykorzystuje się układy równań różniczkowych zwyczajnych, które są rozwiązywane przez odpowiednie metody numeryczne. Metody te można podzielić na: metody ze stałym i zmiennym krokiem. Stały krok oznacza, że dla całego zakładanego horyzontu czasowego symulacji system równań różniczkowych jest rozwiązywany dla stałych odstępów czasu, natomiast zmienny krok oznacza, że rozwiązania nie muszą być oddalone od siebie o jednakową jednostkę czasu. W przypadku rozwiązywania układów równań różniczkowych, gdy nie jest wymagana praca w warunkach czasu rzeczywistego, w większości przypadków

wybiera się metody numeryczne ze zmiennym krokiem. Są one stabilniejsze, mają większą precyzję, są bardziej popularne oraz często występują jako domyślne w środowiskach szybkiego prototypowania takich jak MATLAB/Simulink [4, 5]. Nieocenioną zaletą metod numerycznych ze zmiennym krokiem jest możliwość prawidłowego rozwiązania układu równań sztywnych. Systemy opisane równaniami sztywnymi posiadają w znacznym stopniu różniące się stałe czasowe (szybka i wolna dynamika). Stałe czasowe reprezentujące szybką dynamikę mogą być pobudzone przez metodę rozwiązywania równań prowadząc do niestabilności numerycznej całego systemu. Problemem są również zbyt długie czasy trwania obliczeń w przypadku wykorzystania metod ze stałym krokiem przy stosowaniu małych interwałów czasowych [4]. W przypadku, gdy wymagana jest praca systemu w czasie rzeczywistym najczęściej wybierane są metody ze stałym krokiem, gdyż są one łatwiejsze w implementacji oraz mają jednakowy czas obliczeń pomiędzy dyskretnymi chwilami czasu [4].

Obecne prace związane z zastosowaniem metod numerycznych ze zmiennym krokiem w systemach pracujących w czasie rzeczywistym nie są licznie reprezentowane w literaturze. W artykule [6] autorzy poruszają kwestię metod numerycznych ze zmiennym krokiem w kontekście czasu rzeczywistego w zastosowaniu do symulatora lotu. Jednakże w tej publikacji nie jest wykorzystywany mechanizm adaptacji kroku obliczeń.

Motywacją dla podjęcia tematu rozpatrywanego w artykule była chęć zbadania wpływu metody numerycznej ze zmiennym, adaptowanym krokiem na jakość obliczeń oraz przydatność tej metody w przypadku obliczeń wykonywanych w warunkach czasu rzeczywistego o miękkich wymaganiach czasowych w środowisku obliczeniowym nie będącym systemem czasu rzeczywistego, np. symulator, w którym interfejs użytkownika będzie zrealizowany w przeglądarce internetowej.

Zaimplementowany w serwerze kod symulatora może być wykorzystany do prezentacji wielu użytkownikom jednocześnie (z wykorzystaniem wielu typów urządzeń – w tym mobilnych) tego samego zagadnienia i wczytywania

decyzji operatorskich od uprawnionych użytkowników. Innym sposobem wykorzystania jest praca na wielu instancjach symulatora, czyli niezależne wykorzystanie kodu symulatora dla każdego z użytkowników. Oba te zastosowania mają bardzo duży potencjał dydaktyczny i popularyzatorski. Jednak ich immanentną cechą realizacji w strukturze serwer-klient (np. przeglądarka internetowa) będzie zróżnicowany czas przeznaczony/dostępny na obliczenia w danym kroku symulacji oraz dostarczenie wyników do przeglądarki. Wobec braku gwarancji zrealizowania i dostarczenia wyników w założonym *a priori* czasie spodziewane są przekroczenia kroku symulacji i tym samym potrzeba "dogonienia" czasu rzeczywistego. Jak już wcześniej zaznaczono rozpatrywanym w tym artykule rozwiązaniem tego problemu jest stosowanie zmiennego kroku symulacji i adaptacyjny dobór jego długości.

2. ADAPTACYJNY DOBÓR KROKU SYMULACJI

2.1. Wyznaczanie czasu trwania obliczeń jednego kroku

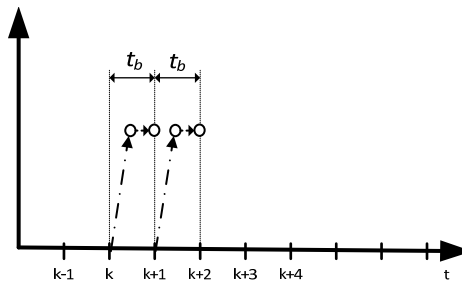
Oszacowanie czasu trwania jednego kroku symulacji może być zrealizowane w różny sposób. Najprostszą metodą jest wyznaczenie czasu trwania obliczeń w poprzednim kroku symulacji i założenie, że w kroku następnym obliczenia będą trwały tyle samo. Innym prostym sposobem jest uruchomienie procedury obliczeniowej, wyznaczenie czasu potrzebnego na wykonanie całej symulacji i uwzględniając liczbę kroków można wyznaczyć średni czas kroku. Pierwsze rozwiązanie pomimo, że prostsze wydaje się korzystniejsze, gdyż typowym problemem w systemach nie pracujących w warunkach czasu rzeczywistego jest występujące co pewien czas „przytkanie” spowodowane przydzieleniem zasobów obliczeniowych innym ważniejszym z punktu widzenia systemu operacyjnego zadaniom. Metoda druga uśredniałaby rzadko występujące przekroczenia oszacowując długość każdego kroku bardziej konserwatywnie.

2.2. Nadążanie za czasem rzeczywistym i dobór kroku symulacji

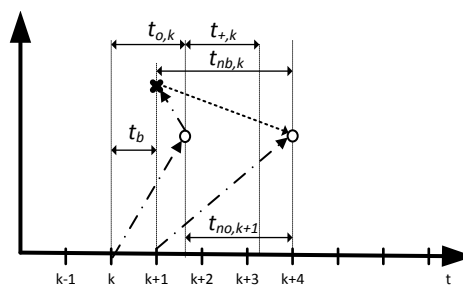
Sytuację, w której obliczenia zakończyły się przed upływem czasu kroku bazowego przedstawiono na rysunku 1. Jednak w przypadku symulacji *real-time* w środowisku nie spełniającym twardych wymagań czasu rzeczywistego jest wysoce prawdopodobne przekraczanie czasu obliczeń dla jednego kroku symulacji. Należy wówczas podjąć decyzję co do strategii postępowania. Strategia pierwsza zakłada kontynuowanie obliczeń ze stałym krokiem, co wiąże się z opóźnianym generowaniem wyników, kumulowanym w kolejnych krokach. To rozwiązanie nazwano w artykule *Soft Real Time* – SRT. Alternatywą jest metoda ze zmiennym adaptacyjnie dobieranym krokiem symulacji. Jej zaletą jest „nadążanie” za czasem rzeczywistym symulacji kosztem wydłużenia kroku symulacji i ewentualnego pogorszenia jakości obliczeń. To rozwiązanie nazwane jest *Adaptive Step Real Time* – ASRT.

Idea doboru kroku w podejściu ASRT została zaprezentowana na rysunku 2. Gdy obliczenia jednego kroku symulacji zakończą się przed upływem bazowego kroku, długość kroku symulacji nie jest zmieniana. Gdy jednak obliczenia będą trwały dłużej, kolejny krok symulacji zostanie wydłużony. Bazując na długości czasu obliczeń z obecnego kroku można obliczyć wartość symulowanej wielkości na taką chwilę w przyszłości, aby obliczenia

mogły być zakończone do tego czasu i pokrywały się z krokiem bazowym. Skutkuje to podawaniem symulowanych wyników zgodnie z wymaganiami czasu rzeczywistego jednak nie w każdej wielokrotności bazowego kroku. Gdy w kolejnych krokach obliczenia trwają krócej przywracany jest bazowy, wyjściowy rozmiar kroku.



Rys. 1. Zakończenie obliczeń przed upływem czasu kroku bazowego (t_b - czas obliczeń bazowych)



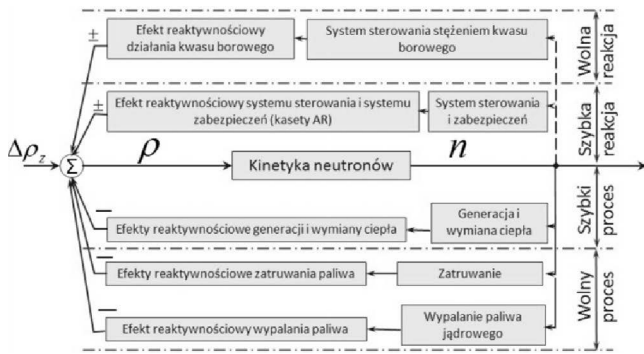
Rys. 2. Metoda doganiania czasu rzeczywistego podczas symulacji (t_b - czas obliczeń bazowych, $t_{o,k}$ - czas obliczeń w kroku k , który przekracza czas obliczeń bazowych, $t_{+,k}$ - szacowany czas potrzebny na wykonanie obliczeń, $t_{nb,k}$ - adaptacyjnie dobrany krok obliczeń, $t_{no,k+1}$ - nowy czas obliczeń umożliwiający synchronizację w przyszłości z krokiem obliczeń bazowych)

3. SYMULATOR PROCESÓW REAKTORA JĄDROWEGO Z ADAPTOWANYM KROKIEM

Zaprezentowany w rozdziale 2 mechanizm adaptacyjnego doboru długości kroku symulacji został zaimplementowany w symulatorze czasu rzeczywistego procesów reaktora jądrowego, którego podstawy teoretyczne (opis modelu) i budowę przedstawiono w [1]. Jest to rozbudowany symulator złożony z 18 równań różniczkowych oraz 32 równań arytmetycznych. Zjawisko kinetyki neutronów powinno być odwzorowane z krokiem co najmniej 10^{-5} s. Niezakłócona symulacja z takim krokiem to wyzwanie nawet dla współczesnych maszyn cyfrowych i autorzy wielokrotnie odnotowali naruszenia kroku symulacji w implementacjach symulatora na różnych platformach sprzętowo-programowych [2]. Potrzeba zastosowania mechanizmu doboru kroku jest w tym symulatorze wyraźnie potwierdzona doświadczeniami.

3.1. Charakterystyka symulowanych procesów

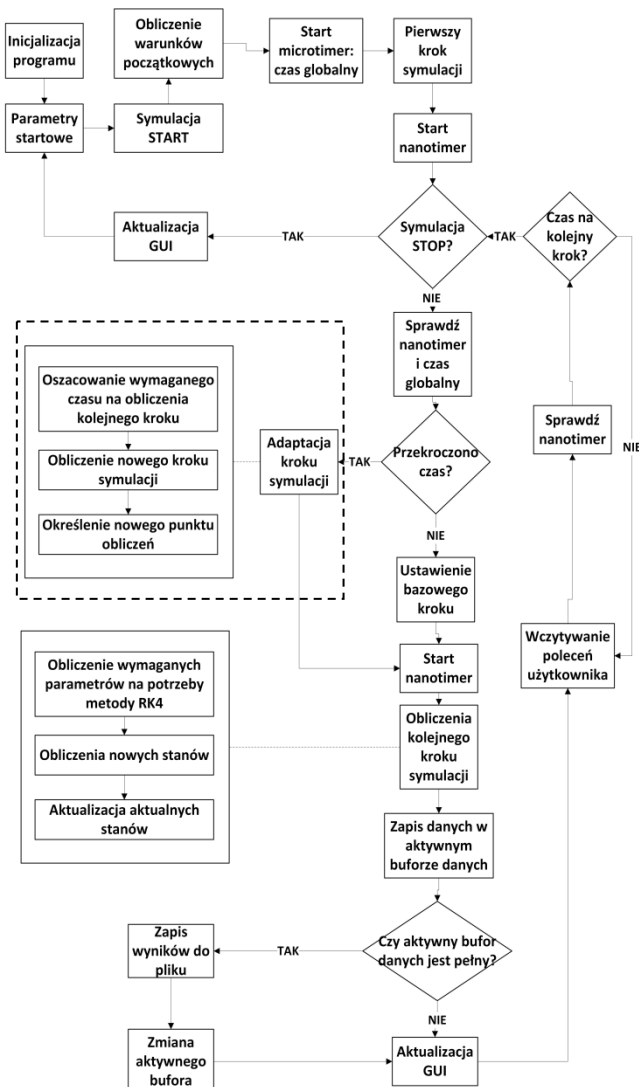
W symulatorze rozpatrywane są procesy kinetyki neutronów, generacji i wymiany ciepła, zatrucia i wypalania paliwa oraz efekty reaktywnościowe związane ze sterowaniem reaktorem. Wymienione procesy symulatora przedstawiono na rysunku 3.



Rys. 3. Procesy reaktora jądrowego odwzorowane w symulatorze (ρ – reaktywność reaktora, $\Delta\rho_z$ – reaktywność zewnętrzna, n – gęstość neutronów)

3.2. Realizacja programowa symulatora

Implementacja symulatora czasu rzeczywistego zawierająca mechanizm adaptacyjnego doboru długości kroku pracy zrealizowana została wg algorytmu przedstawionego na rysunku 4.



Rys. 4. Algorytm symulatora czasu rzeczywistego z metodą adaptacyjnego doboru długości kroku

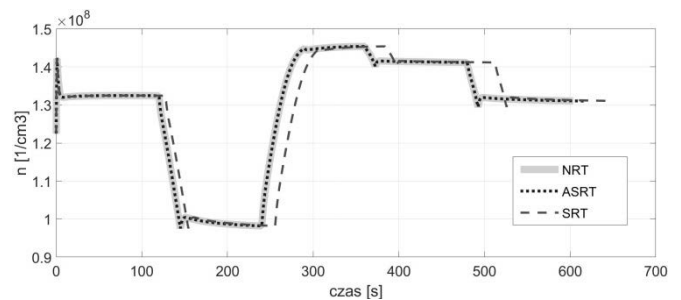
W ramce oznaczonej linią przerywaną znajduje się najistotniejsza część metody adaptacyjnego doboru kroku symulacji.

3.3. Ocena jakości działania symulatora z adaptacyjnym doborem długości kroku

Na potrzeby weryfikacji opracowanych wersji symulatora przygotowano symulator referencyjny zbudowany w środowisku MATLAB/Simulink i nazwano go *Non Real Time* - NRT. Scenariusz pracy reaktora użyty do testów zakładał cykliczną zmianę położenia prętów sterujących co 120 sekund wg wzorca: 175 cm, 125 cm, 225 cm, 200 cm, 175 cm. Warunki początkowe zakładały pracę z mocą cieplną równą 100% mocy nominalnej, przy wszystkich innych parametrach nominalnych dostosowanych dla tej mocy. Czas trwania symulacji ustawiono na 10 minut. Symulator referencyjny oparto o metodę Rungego-Kutty czwartego rzędu ze zmiennym krokiem. Na podstawie otrzymanych danych można oceniać rozbieżności wyników różnych implementacji (SRT i ASRT) wynikających głównie z długości kroku i punktualności generowania danych.

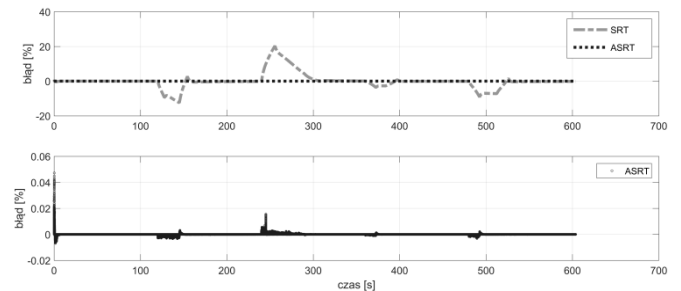
Symulatory SRT i ASRT zostały zbudowane w języku C++ z wykorzystaniem środowiska Visual Studio 2015. Symulacje wykonywano w środowisku Windows 10 x64, na komputerze PC z procesorem klasy i7. Bazowy krok symulacji wynosił $1e-5$ s.

Na rysunku 5 przedstawiono wyniki symulacji wybranej wielkości dla symulatorów NRT, SRT i ASRT. W tej skali przebiegi NRT i ASRT nakładają się. Wyraźnie widać przesunięcie w czasie wyników symulatora SRT.



Rys. 5. Przebiegi gęstości neutronów $[n/cm^3]$ w symulowanym reaktorze jądrowym dla symulatorów NRT, SRT i ASRT

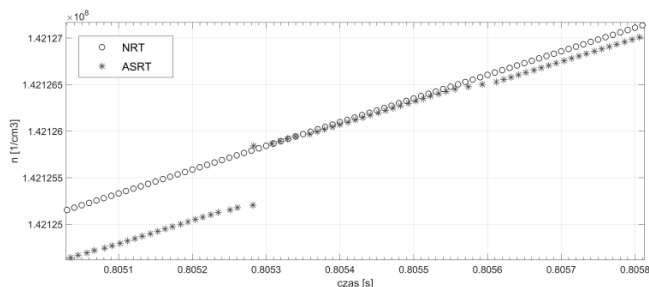
Na rysunku 6 zaprezentowano błędy symulatorów SRT i ASRT względem NRT. Można zauważyć, iż błąd generowany przez symulator SRT jest istotnie większy od symulatora ASRT. Maksymalny błąd symulatora SRT wynosi około 25%, a błąd symulatora ASRT nie przekraczał 0,05% na początku symulacji, a następnie był jeszcze mniejszy.



Rys. 6. Wykresy błędów względnego symulatorów SRT i ASRT odniesione do symulatora referencyjnego NRT (górny wykres) i powiększony wykres błędów symulatora ASRT (dolny wykres)

Na rysunku 7 przedstawiono krótki wycinek czasowy symulacji NRT i ASRT. Można zauważyć specyficzne

efekty działania symulatora ASRT. Na skutek wydłużania kroku symulacji nie otrzymano wyników w każdym kroku symulacji względem symulatora referencyjnego. Wydłużony krok pracy symulatora powoduje powstawanie błędów w stosunku do dokładnego rozwiązania NRT.



Rys. 7. Ilustracja mechanizmu działania adaptacyjnego doboru kroku w symulatorze ASRT względem NRT

Na podstawie zarejestrowanych wyników z symulatora referencyjnego oraz symulatorów SRT i ASRT obliczono błąd względny e_w wg zależności (1) a wyniki przedstawiono w tablicy 1.

$$e_w = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^N \sqrt{\left(\frac{w_r(i) - w_s(i)}{w_r(i)}\right)^2} * 100\% \quad (1)$$

gdzie:

$w_r(i)$ – wartości z symulatora referencyjnego NRT, $w_s(i)$ – wartości z symulatorów SRT lub ASRT, N – liczba próbek

Tablica 1. Błędy względne symulatorów SRT i ASRT względem symulatora referencyjnego NRT

Wersja symulatora	Błąd względny e_w
SRT	2.0342 %
ASRT	71.9836e-006 %

4. PODSUMOWANIE

Praca z symulatorem czasu rzeczywistego pozwala na poznanie dynamiki symulowanego obiektu, wprowadzanie sterowań oraz decyzji operatorskich w warunkach czasowych odpowiadających rzeczywistemu obiektowi. Problemem jest realizacja symulatora czasu rzeczywistego o wymaganiach miękkich (tj. z możliwymi incydentalnymi naruszeniami warunków czasu rzeczywistego) w środowisku obliczeniowym nie będącym systemem czasu rzeczywistego. Wobec wymagań zakończenia obliczeń jednego kroku symulatora w czasie krótszym niż długość kroku symulacji, konieczne jest rozwiązanie zawierające kompromis

między nadążaniem za czasem symulacji kosztem wydłużania kroku symulacji. W artykule rozpatrywane jest zagadnienie adaptacyjnego doboru długości kroku symulacji zastosowane dla symulatora procesów reaktora jądrowego. Wybrany obiekt testowy jest bardzo wymagający pod względem obliczeniowym. Opisana jest metoda kompensacji opóźnień obliczeniowych w celu utrzymania pracy w czasie rzeczywistym. Przeprowadzone badania wskazują wyższość metody z adaptacyjnym doborem długości kroku w porównaniu z symulatorem ze stałym krokiem. Istotnie mniejszy błąd względny w porównaniu do symulatora referencyjnego wskazuje na skuteczność proponowanej metody i poprawność jej implementacji.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Karla T., Tarnawski J., Duzinkiewicz K.: Cross-Platform Real-Time Nuclear Reactor Basic Principle Simulator, 20th International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR), Miedzyzdroje 24-27 Aug. 2015, Page(s) 1074-1079. IEEE.
2. Karla T., Tarnawski J., Duzinkiewicz K.: Symulator czasu rzeczywistego procesów reaktora jądrowego, Aktualne Problemy Automatyki i Robotyki, Akademicka Oficyna Wydawnicza EXIT, 2014, s. 558-569.
3. Puchalski B., Rutkowski T., Tarnawski J., Duzinkiewicz K.: Programowo-sprzętowa platforma symulacyjna - Hardware In the Loop - zaawansowanego układu sterowania poziomem wody w pionowej wytwornicy pary elektrowni jądrowej, Aktualne Problemy Automatyki i Robotyki, Akademicka Oficyna Wydawnicza EXIT, 2014, s. 570-580.
4. Popovici, K., & Mosterman, P. J. (Eds.). (2012). Real-time simulation technologies: principles, methodologies, and applications. CRC Press
5. Baracos, P., Murere, G., Rabbath, C. A., & Jin, W. (2001). Enabling PC-based HIL simulation for automotive applications. In Electric Machines and Drives Conference, 2001. IEMDC 2001. IEEE International (pp. 721-729). IEEE.
6. Lei, Z., & Hongzhou, J. (2012, December). Variable step euler method for real-time simulation. In Computer Science and Network Technology (ICCSNT), 2012 2nd International Conference on (pp. 2006-2010). IEEE.

SOFT REAL-TIME SIMULATION WITH ADAPTIVE STEP OF COMPUTATION

Real time simulation is a very useful tool in the workshop of modern engineer because of its didactical and practical benefits. Working in real time with simulation models can lead to better understanding of the process through examination of its dynamics. Another very important benefit of real time simulation is a fact that operators decision are taken into account in the same time scale as the real system would work. Sometimes the hard real time regime is not obtainable in specified computational environment, for instance in client server architecture due to time delays and large amount of queries. In this case soft real time approach can be applied. In the paper authors present and validate a novel approach of soft real time solver that is able to adapt its time step to actual computational effort of the system. Approach presented in the paper is based on the idea of following after the real time when the computed time step is larger than a priori known global time step of the simulation. Presented work proves that this adaptive time step can improve system response compared to typical soft real time regime solver. This approach is validated with nuclear reactor model that requires significant computational effort because it has extremely fast dynamics.

Keywords: real-time simulation, adaptive step of computation, nuclear reactor processes simulator.

ZASTOSOWANIE MODUŁU SYMULACJI DYNAMICZNEJ PROGRAMU AUTODESK INVENTOR DO BADAŃ WŁAŚCIWOŚCI DYNAMICZNYCH ODBIERAKÓW PRĄDU

Andrzej WILK¹, Sławomir JUDEK², Krzysztof KARWOWSKI³, Michał MICHNA⁴, Mirosław MIZAN⁵

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki

1. tel.: 58 347 1087 e-mail: andrzej.wilk@pg.gda.pl
2. tel.: 58 347 1168 e-mail: slawomir.judek@pg.gda.pl
3. tel.: 58 347 1158 e-mail: krzysztof.karwowski@pg.gda.pl
4. tel.: 58 347 2979 e-mail: michal.michna@pg.gda.pl
5. tel.: 58 347 1502 e-mail: miroslaw.mizan@pg.gda.pl

Streszczenie: W pracy przedstawiono wybrane zagadnienia komputerowego modelowania 3D podzespołów kolejowego odbieraka prądu typu 160 EC oraz jego złożenie jako integralnej konstrukcji w programie Autodesk Inventor. Omówiono sposób implementacji modelu 3D odbieraka w Module Symulacji Dynamicznej (MSD). W symulacji komputerowej badano proces unoszenia się odbieraka pod wpływem zadanego momentu obrotowego. Pokazano wybrane wyniki symulacji dynamicznej uzyskane w MSD, w porównaniu z wynikami uzyskanymi z niezależnego modelu tego odbieraka. Wykazano, że MSD może być przydatny do oceny właściwości dynamicznych odbieraków prądu, zwłaszcza na etapie projektowania.

Słowa kluczowe: trakcyjny odbierak prądu, modelowanie 3D, Autodesk Inventor, symulacja dynamiczna.

1. WSTĘP

Rozwój kolei dużych prędkości wymaga od nowoczesnych odbieraków prądu nie tylko odpowiednich właściwości statycznych, ale także dynamicznych, w celu zapewnienia ciągłego styku pomiędzy przewodem jezdnym a nakładkami stykowymi ślizgacza [1, 2]. Właściwości dynamiczne odbieraków zależą od ich konstrukcji i doboru parametrów (układu napędowego, bezwładności elementów, parametrów tarcia, oporów aerodynamicznych itp.) [3]. Celowe jest, aby wstępną ocenę konstrukcji i doboru parametrów odbieraka przeprowadzać już na etapie jego projektowania.

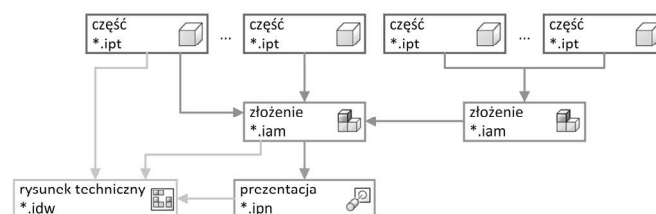
Nowoczesne metody projektowania odbieraków prądu wykorzystują pakiety CAD, CAM oraz CAE (ang. Computer Aided Design, CA Manufacturing, CA Engineering) [4, 5]. Dąży się do integracji CAD/CAM/CAE w jednym programie, co umożliwi implementację procedur optymalizacyjnych. Wśród szeregu pakietów integrujących te procesy jest program Autodesk Inventor [6, 7].

2. KOMPUTEROWE MODELOWANIE 3D ODBIERAKÓW PRĄDU W AUTODESK INVENTOR

2.1. Typy plików w programie Autodesk Inventor

Autodesk Inventor (AI) wykorzystuje określony system plików, w których zawarte są zasoby reprezentujące modele 3D oraz ich wzajemne relacje. Zasadnicze typy plików to:

części (IPT), złożenia (IAM), prezentacje (IPN) oraz rysunki techniczne (IDW). Pomędzy tymi plikami zachowane są ściśle relacje (rys. 1). Pliki złożenia są zasadniczo zbiorami części. Pliki prezentacji bazują na plikach złożenia. Pliki IDW prezentują zasoby zawarte w IPT oraz IAM. W plikach części komputerowy model 3D obiektu reprezentuje ciągłą, litą i jednorodną strukturę o takich samych właściwościach fizycznych. W plikach złożenia model obiektu jest zbiorem odpowiednio połączonych ze sobą modeli 3D poszczególnych części. Aby to złożenie było efektywne w programie AI zaimplementowany jest mechanizm wiązań, który umożliwia precyzyjne pozycjonowanie części względem siebie.



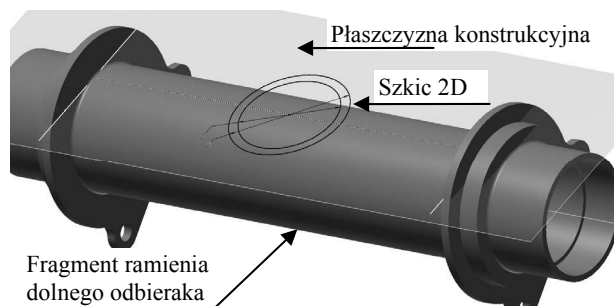
Rys. 1. Relacje pomiędzy różnymi typami plików w programie AI

2.2. Modelowanie 3D części odbieraka prądu – wybrane zagadnienia

Zasadniczy sposób modelowania części w programie AI rozpoczyna się od narysowania szkicu 2D (na płaszczyźnie) lub szkicu 3D (w przestrzeni trójwymiarowej). Następnie szkic 2D przekształcany jest różnymi technikami w obiekt bryłowy lub powierzchniowy, przy zdefiniowaniu określonych parametrów liczbowych. Szkic 2D służy zazwyczaj za linię, wzdłuż której szkic 2D przekształcany jest w bryłę lub powierzchnię o bardziej złożonym kształcie. Zestaw narzędzi do szkicowania 2D oraz szeregu narzędzi modyfikujących, umożliwia zazwyczaj uzyskanie wszystkich wymaganych w rysunku linii prostych i krzywych, a także krzywych sklepanych.

Na rysunku 2 pokazano szkic 2D (2 współśrodkowe okręgi) na pewnym etapie modelowania ramienia dolnego odbieraka. Wstępny kształt rysunku uzyskuje się z wykorzystaniem modyfikatorów 2D i szyków, natomiast

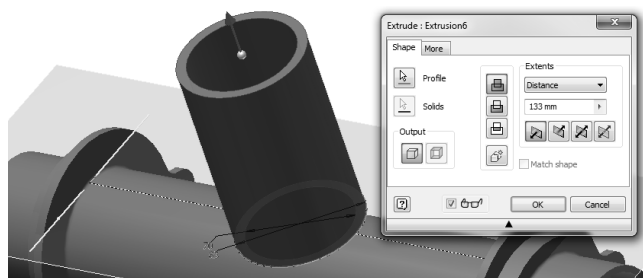
docelowy uzyskuje się z wykorzystaniem narzędzi wymiarowania i z uwzględnieniem odpowiednich więzów geometrycznych pomiędzy elementami szkicu.



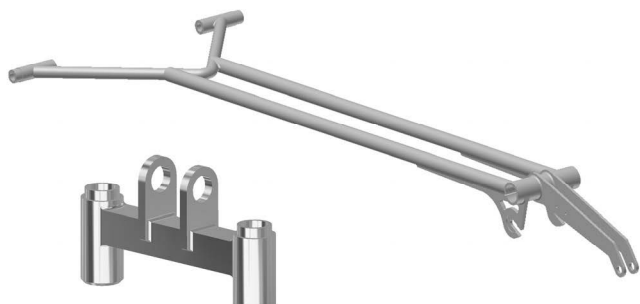
Rys. 2. Przykład szkicu 2D na pewnym etapie modelowania ramienia dolnego odbieraka typu 160 EC

Zalecaną zasadą jest modelowanie części przy zastosowaniu szeregu szkiców 2D o względnie nieskomplikowanej geometrii, co wynika z bardziej stabilnej transformacji szkicu 2D do obiektu 3D. Przy tworzeniu szkicu 2D dowolnie zorientowanego w przestrzeni 3D stosuje się obiekty pomocnicze: punkty, osie i płaszczyzny konstrukcyjne [6, 7].

Przekształcenie szkicu 2D w obiekt 3D wykonuje się przy zastosowaniu szeregu technik modelowania bryłowego. Do najczęściej stosowanych można zaliczyć: wyciągnięcia, przeciągnięcia i obroty. Na rysunku 3 pokazano sposób modelowania kolejnego fragmentu ramienia odbieraka z wykorzystaniem techniki przeciągnięcia prostego (ang. Extrude) szkicu 2D. Techniki modelowania bryłowego uwzględniają operacje logiki Boole'a na bryłach (sumę, różnicę i część wspólną). Na rysunku 4 pokazano modele 3D dwóch wybranych części odbieraka 160 EC. Cały model odbieraka składa się z 46 części.



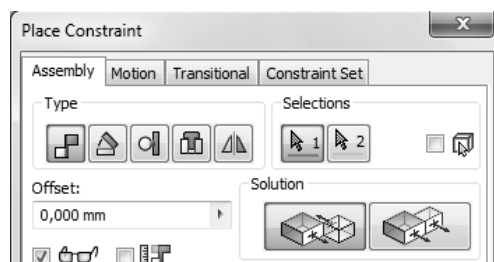
Rys. 3. Wynik modelowania bryłowego przy zastosowaniu techniki wyciągnięcia prostego szkicu 2D



Rys. 4. Przykładowe modele części odbieraka: model ramienia górnego (u góry), model wahacza układu usprężynowania (na dole)

Składanie części w złożenie/zespół realizowane jest w osobnym module programu AI (format pliku IAM). Do

precyzyjnego osadzania części złożenia względem siebie wykorzystuje się zaimplementowany w programie AI mechanizm wiązań części i podzespołów. Na rysunku 5 pokazano przybornik z narzędziami wiązań, który zawiera tzw. wiązania: zestawiające, kątowe, styczne, wstawiające oraz symetryczności. Na rysunku 6 pokazano końcowe złożenie odbieraka - bez układu napędowego.



Rys. 5. Przybornik z narzędziami wiązań części i podzespołów



Rys. 6. Końcowe złożenie odbieraka – plik IAM

3. MODUŁ SYMULACJI DYNAMICZNEJ

Moduł Symulacji Dynamicznej (MSD) umożliwia wyznaczenie przemieszczeń, prędkości, przyspieszeń oraz sił reakcji i momentów działających na poszczególne połączenia obiektu pod wpływem sił i momentów zewnętrznych zdefiniowanych przez użytkownika. Przeprowadzenie symulacji odbieraka w MSD wymaga realizacji następujących etapów:

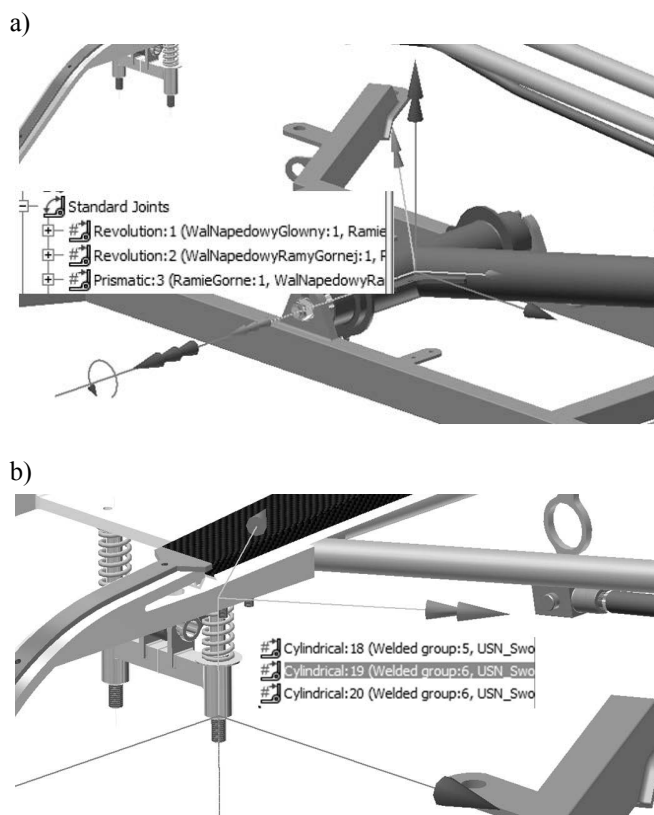
- uruchomienie modułu MSD z poziomu pliku IAM. Jest to procedura automatyczna aktywowana poprzez wybranie opcji Dynamic Simulation z zakładki Environments programu Inventor,
- zdefiniowanie odpowiednich połączeń elementów ruchomych względem siebie – tak, aby odwzorować stopnie swobody odbieraka,
- wprowadzenie wartości parametrów określających właściwości lepko-sprężyste poszczególnych połączeń,
- zdefiniowanie sił i momentów zewnętrznych działających na odbierak.

3.1. Zdefiniowanie połączeń odbieraka w MSD

Moduł MSD podejmuje próbę automatycznego przekształcenia niektórych wiązań zdefiniowanych w pliku złożenia IAM na odpowiadające im połączenia w MSD. Konwersja wiązań typu zestawiającego jest realizowana na ogół poprawnie. Inne więzy nie są uwzględniane i do zadań projektanta należy zdefiniowanie brakujących połączeń i ewentualnie korekta tych błędnie przekształconych.

W modelu odbieraka 160 EC zdefiniowano 30 połączeń. W przegubach odbieraka zdefiniowano połączenia typu obrotowego. Przykładem takiego połączenia jest mocowanie ramienia dolnego odbieraka na wale układu

napędowego (rys. 7a). Zamocowanie zespołu ślizgacza wymagało zdefiniowania połączeń cylindrycznych o ruchu postępowym w układzie wahacza (rys. 7b). Dodatkowo zdefiniowano parametry czterech sprężyn w zespole usprężynowania ślizgacza odbieraka. Omówienie wszystkich połączeń wychodzi poza zakres tego referatu.



Rys. 7. Przykładowe połączenia odbieraka: a) typu obrotowego dolnego ramienia; b) typu cylindrycznego w ruchu postępowym w zespole usprężynowania ślizgacza

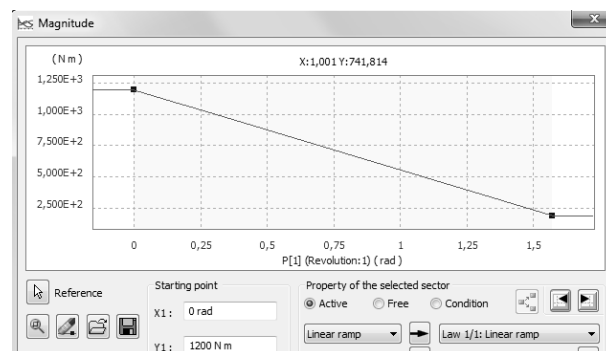
3.2. Wprowadzanie wartości parametrów połączeń

Każde połączenie w module MSD charakteryzowane jest zbiorem parametrów, które określają jego właściwości sprężyste i tłumiące. Właściwości te mogą być definiowane jako wartości stałe lub jako funkcje czasu lub współrzędnych (przesunięcia, prędkości, przyspieszenia). Ta ostatnia cecha jest bardzo istotna, gdyż umożliwia analizę układów dynamicznych z uwzględnieniem nieliniowych parametrów, np. parametrów tarcia wiskotycznego i suchego połączeń. Parametryzacji modelu dokonano na podstawie badań laboratoryjnych.

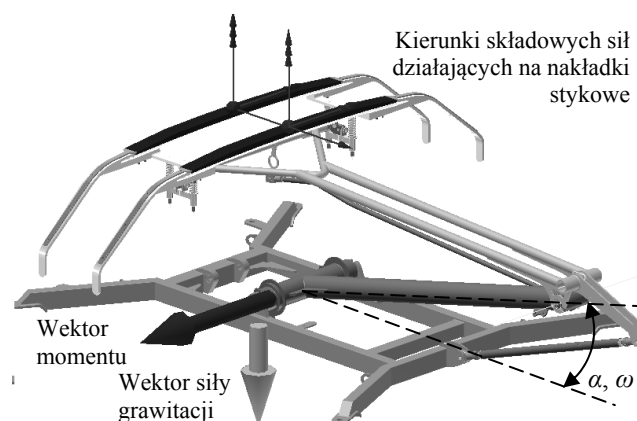
3.3. Definiowanie sił i momentów zewnętrznych

Siły lub momenty zewnętrzne mogą być definiowane jako wartości stałe lub jako funkcje czasu lub współrzędnych (przesunięcia, prędkości, przyspieszenia). Projektant wybiera miejsce przyłożenia siły lub momentu za pomocą wskazania punktów, krawędzi lub powierzchni a następnie definiuje kształt funkcji. Przykład zdefiniowania momentu w układzie napędowym odbieraka pokazano na rysunku 8. Do celów symulacji przyjęto moment malejący liniowo w funkcji kąta obrotu ramienia dolnego względem podstawy.

Do celów symulacji założono, że przy założonym kącie obrotu ramienia dolnego pojawią się składowe siły działające na obydwie nakładki stykowe. Na rysunku 9 pokazano w sposób poglądowy miejsca przyłożonych sił i momentów do elementów odbieraka.



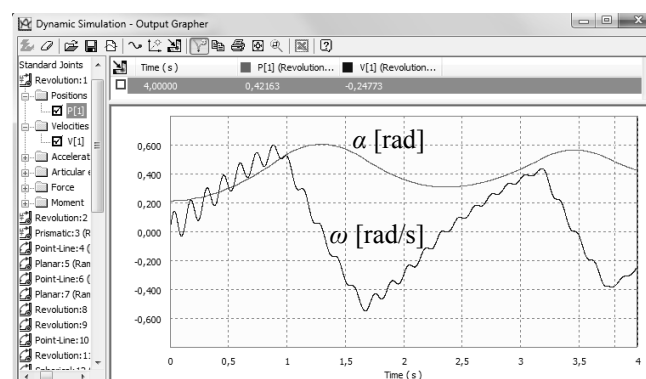
Rys. 8. Zależność momentu od kąta obrotu ramienia dolnego



Rys. 9. Poglądowy sposób wizualizacji sił i momentów działających na odbierak

4. WYBRANE SYMULACJE DYNAMICZNE

Wyniki symulacji są prezentowane w dedykowanym oknie (ang. Output Grapher). Jego cechą znaną jest rysowanie wyników niemal współbieżnie z procesem obliczeniowym. Na rysunku 10 pokazano przebieg kąta obrotu α ramienia dolnego odbieraka i jego prędkość kątową ω dla wymuszeń opisanych w rozdz. 3.3.



Rys. 10. Przebieg kąta obrotu α i prędkości kątowej ω dolnego ramienia odbieraka

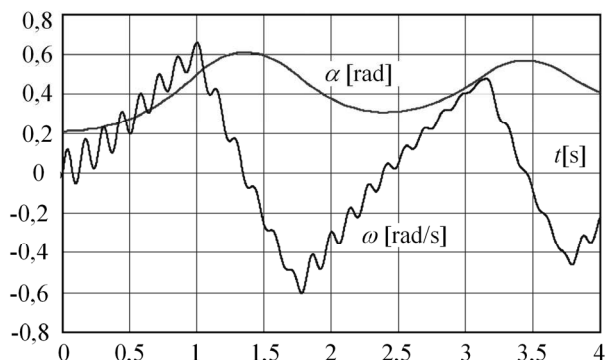
Algorytm obliczeniowy MSD programu AI nie jest szczegółowo opisany i nie są znane jego założenia upraszczające. Z tego względu postanowiono przeprowadzić symulacje komputerowe na opracowanym przez siebie modelu matematycznym odbieraka o dwóch stopniach swobody, który został opublikowany w pracach [2, 8, 9]. Przytaczany model matematyczny ma postać zależną od dwóch stopni swobody (1), tj. kąta α oraz przemieszczenia pionowego ślizgacza y poprzez tzw. równania więzów [9]:

$$\begin{bmatrix} J_\alpha(\alpha) & k_y(\alpha) \\ k_y(\alpha) & M_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{\alpha} \\ \ddot{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Q_\alpha(t) - h_\alpha(\alpha)\dot{\alpha}^2 - D_\alpha(\alpha)\dot{\alpha} \\ Q_y(t) - h_y(\alpha)\dot{\alpha}^2 - D_7\dot{y} - \frac{y}{K_7} \end{bmatrix} \quad (1)$$

gdzie: $J_\alpha(\alpha)$ – zastępczy moment bezwładności; $k_y(\alpha)$ – współczynnik uwzględniający wzajemne relacje pomiędzy ruchem obrotowym i postępowym; M_6 – masa zespołu ślizgacza; $h_\alpha(\alpha)$, $h_y(\alpha)$ – współczynniki ujmujące działanie składowych sił normalnych do trajektorii ruchu odbieraka; $D_\alpha(\alpha)$, D_7 – parametry tłumików zastępczych; K_7 – podatność sprężyny zastępczej; $Q_\alpha(t)$, $Q_y(t)$ – tzw. siły uogólnione.

Pierwsze równanie układu (1) jest równaniem momentów względem zmiennej kąta obrotu α ramienia dolnego. Przyjmując takie same parametry elementów bezwładnościowych (momenty bezwładności, masy), tłumików zastępczych (tarcie suche i wiskotyczne) oraz identyczne charakterystyki sił i momentów jak w module MSD, przeprowadzono symulację uniesienia odbieraka. Wyniki przebiegów kąta α i prędkości ω przedstawiono na rysunku 11.

Porównanie wyników wskazuje na ich dobrą zbieżność. Niewielkie różnice mogą wynikać z faktu, że w obu modelach przyjęte są pewne założenia upraszczające (niekoniecznie takie same) oraz z tego, że model (1) ma 2 stopnie swobody, natomiast model odbieraka zaimplementowany w MSD ma 4 stopnie swobody.



Rys. 11. Przebieg kąta obrotu α i prędkości kątowej ω dolnego ramienia odbieraka z modelu (1)

5. PODSUMOWANIE

Głównym celem prac badawczych było opracowanie komputerowego modelu 3D odbieraka prądu i przeprowadzenie symulacji dynamicznej za pomocą MSD

programu Autodesk Inventor. Realizacja tego celu miała wykazać przydatność modułu MSD do badania właściwości dynamicznych odbieraka na etapie jego projektowania. Badanie tych właściwości jest bardzo ważne, zwłaszcza w doborze odbieraka do kolei dużych prędkości.

Dokonano weryfikacji wyników symulacji z wykorzystaniem modelu matematycznego odbieraka tego samego typu opracowanego inną metodą. Stwierdzono dobrą zgodność wyników symulacji uzyskaną z obu niezależnych modeli. To pozwala sformułować wniosek, że moduł MSD może być wykorzystany do złożonych analiz dynamicznych na komputerowym modelu 3D odbieraka prądu.

Projektant ma możliwości zmian konstrukcyjnych odbieraka oraz szeregu jego parametrów w celu szybkiej oceny ich wpływu na właściwości dynamiczne projektowanego odbieraka.

6. BIBLIOGRAFIA

1. Karwowski K., Mizan M., Karkosiński D., Monitoring of current collectors on the railway line, *Transport*, doi: 10.3846/16484142.2016.1144222, ISSN: 1648-3480
2. Wilk A., Karwowski K., Judek S., Mizan M.: A new approach to determination of the two-mass model parameters of railway current collector, 12th International Conference Modern Electrified Transport, MET '2015, Croatia, 2015, ISBN 978-83-62805-65-5.
3. Judek S., Karwowski K.: Przenośnik stanowisko do badania odbieraków prądu taboru miejskiego i kolejowego, *TTS Technika Transportu Szybnego* nr 12, 2015 s. 1924-1929, ISSN: 1232-3829
4. Chlebus E.: Techniki komputerowe CAx w inżynierii produkcji. Wydawnictwo WNT, Warszawa, 2000.
5. Wilk A., Michna M.: Techniki CAD w inżynierii elektrycznej - wybrane zagadnienia, *Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki*, Nr 41, Gdańsk 2015, s. 63-70.
6. Autodesk Inventor. Available: <http://www.autodesk.pl/products/inventor/overview>. [Accessed: 24-Feb-2015].
7. Jaskulski A.: Autodesk Inventor Professional 2015PL/2015+/Fusion/Fusion 360. Wyd. PWN, 2014.
8. Judek S., Karwowski K., Mizan M., Wilk A.: Modelowanie współpracy odbieraka prądu z siecią trakcyjną, *Przegląd Elektrotechniczny*, R. 91, nr 11/2015, s. 248-253, ISSN 0033-2097
9. Wilk A., Judek S., Karwowski K., Mizan M.: Modelowanie dynamiki odbieraka prądu pojazdu kolejowego do celów diagnostycznych. *Logistyka – nauka*, 4/2015, s. 6566-6577, ISSN: 1231-5478

APPLICATION OF AUTODESK INVENTOR DYNAMIC SIMULATION MODULE IN RESEARCH OF CURRENT COLLECTORS DYNAMICS

The paper presents the application of Dynamic Simulation Module (DSM) of Autodesk Inventor for simulation of current collector movement under influence of external forces and torques. To achieve these goal computer models of 3D components of current collector were developed and assembly of particular parts was made. Then 3D model of pantograph in DSM was implemented. Connections of the moving parts were defined in order to define degrees of freedom of the pantograph. The dynamic movement of the collector under the influence of a given external torque and periodical contact force applied to contact strips was simulated. Results derived from DSM were compared with these obtained from the model formulated on the basis of current collector differential equations. It was found that DSM can be used to evaluate the dynamic properties of the current collector, especially in the design process.

Keywords: current collector, 3D modelling, Autodesk Inventor, dynamic simulation.

STABILIZACJA POZYCJI I KIERUNKU JEDNOSTKI DYNAMICZNIE POZYCJONOWANEJ Z NIEPEWNOŚCIAMI PARAMETRYCZNYMI MODELU I POMIAROWYMI

Anna WITKOWSKA

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
tel.: (58) 347 21 24, e-mail: anna.witkowska@pg.gda.pl

Streszczenie: W praktyce, dynamika statku jak również zakłóceń środowiskowych oddziałujących na kadłub nie jest dokładnie znana, co wynika ze zmieniających się warunków eksploatacyjnych jednostki i stanów morza. W artykule przedstawiono zagadnienie projektowania regulatora pozycji i kursu statku z zastosowaniem algorytmu całkowania wstecz (ang. backstepping). W pracy rozważono układ dynamicznego pozycjonowania statku z niepewnościami parametrycznymi modelu oraz pomiarowymi. Niepewności parametryczne związane są z hydrodynamicznymi siłami tłumiącymi, natomiast pomiarowe z niemierzalną prędkością statku. Porównano działanie układu adaptacyjnego zakładając występowanie niepewności oraz nieadaptacyjnego przy założeniu dokładnej znajomości modelu statku. Wyniki badań symulacyjnych wskazują zbliżone wyniki w obu rozpatrywanych przypadkach.

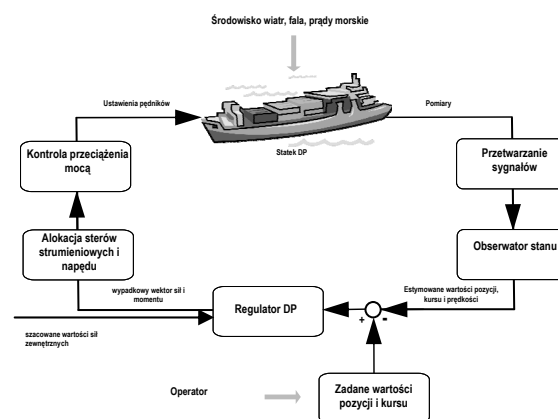
Słowa kluczowe: backstepping, sterowanie adaptacyjne, metoda Lapunowa

1. WPROWADZENIE

Systemy dynamicznego pozycjonowania DP (ang. Dynamic Positioning) na statku są budowane w celu utrzymywania pozycji i kursu statku w stałym punkcie lub wzdłuż wcześniej zdefiniowanej trajektorii. Są to systemy pracujące przy małej prędkości manewrowania ($<2\text{m/s}$) statku, na który oddziałują zakłócenia środowiskowe od wiatru, fali i prądów morskich. Zadanie dynamicznego pozycjonowania jest realizowane operując jedynie pędnikami: sterami i napędem w celu osiągnięcia odpowiedniej dokładności pozycji i kursu statku [1, 2]. Dynamika statku DP w niestacjonarnym środowisku morskim ma charakter nieliniowy z niepewnościami. Mogą one występować w postaci niepewności pomiarowych lub nieznanymi parametrów. Na dynamikę statku w środowisku morskim znaczący wpływ mają wielkości zależne od zjawisk hydrodynamicznych zachodzących podczas ruchu kadłuba w wodzie. Na kadłub statku oddziałują siły i moment spowodowane działaniem wielu czynników, takich jak: praca sterów i napędu, zakłócenia addytywne typu wiatr, fala i prądy morskie. Ponadto na dynamikę statku oddziałują wymuszenia, takie jak: stan załadowania statku, prędkość ruchu, głębokość wody. Wywołują one zmiany hydrodynamicznych charakterystyk sterowności statku. Ponadto mała prędkość manewrowania podczas dynamicznego pozycjonowania oraz stochastyczny charakter zakłóceń środowiskowych powoduje, że wektor prędkości

statku jest niedostępny pomiarowo a sygnały mierzone pozycji i kierunku mogą być zaszumione.

W artykule przedstawiono strukturę i analizę działania regulatora DP projektowanego z wykorzystaniem wielowymiarowego adaptacyjnego algorytmu całkowania wstecz (ang. vectorial adaptive backstepping), zakładając jedynie pomiar pozycji statku i kierunku. Założono, że wektor prędkości statku jest estymowany w oparciu o nieliniowy obserwator pasywny [3]. Zastosowany obserwator uwzględnia filtrację zakłóceń zewnętrznych środowiska morskiego pochodzących od fali. Obserwator stanu estymuje wartości niemierzalne i odfiltrowuje zakłócenia wysoko częstotliwościowe przed wejściem sygnałów do pętli sprzężenia zwrotnego. Regulator DP na podstawie informacji o odchyleniu jednostki od wartości zadanych pozycji i kursu oraz prędkości wyznacza uogólniony wektor sił i momentu, działający na kadłub statku, w celu minimalizacji uchybów regulacji. Wypadkowy wektor sił i momentu jest przekazywany do układu alokacji, gdzie dokonuje się rozdziału wartości zadanych sił i momentu na sygnały sterujące nastawami pędników (rys.1).



Rys. 1. Schemat układu DP na statku

2. SFORMUŁOWANIE PROBLEMU

Własności kinematyczne i dynamiczne statku DP na wodzie, opisywane są przy użyciu nieliniowych równań różniczkowych w trzech stopniach swobody, uwzględniających ruch: wzdłużny, poprzeczny i zmianę kąta

ustawienia dziobu. Pozostałe ruchy: kołysanie statku na lewą lub prawą burzę, 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 jednostki w płaszczyźnie horyzontalnej jest opisywany następującym układem równań różniczkowych [3]:

$$\dot{\eta} = J(\eta)v \quad (1)$$

$$M\dot{v} = \tau + \varphi(\eta, v)\theta \quad (2)$$

$$\varphi(\eta, v)\theta = J(\eta)^T b - D(v)v \quad (3)$$

$$\tau = Bu \quad (4)$$

$$\theta = [X_w, Y_v, Y_r, N_v, N_r, b_1, b_2, b_3]^T \quad (5)$$

$$\varphi(\eta, v) = \begin{bmatrix} u & 0 & 0 & 0 & 0 & \cos\psi & \sin\psi & 0 \\ 0 & v & r & 0 & 0 & -\sin\psi & \cos\psi & 0 \\ 0 & 0 & 0 & v & r & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

gdzie: $\tau = [\tau_x, \tau_y, \tau_z]^T$ - uogólniony wektor sił i momentu z regulatora DP, $\eta = [x, y, \psi]^T$ - wektor pozycji i kierunku 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 $J(\eta) \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ definiują odpowiednio macierz inercji, liniową tłumienia i zależną od zmiennych stanu macierz transformacji współrzędnych związanych ze środkiem ciężkości statku do układu współrzędnych związanych z ustalonym punktem Ziemi. Wektor $b = [b_1, b_2, b_3]^T$ reprezentuje niemodelowane zakłócenia środowiskowe, wolnozmiennie i ograniczone, $u \in \mathbb{R}^5$, $u = [u_1|u_2|u_3|u_4|u_5]^T$ 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 [4].

Równania modelu statku (1)-(6) spełniają własności 1-5:

1. $M^T = M$, t.ż. $x^T M x > 0, x \neq 0$,
2. $x^T D(v)x = 0.5x^T [D(v) + D(v)^T]x > 0, x \neq 0$,
3. $J^{-1}(\eta) = J^T(\eta)$, $\|J(\eta)\| = 1$, $\frac{d}{dt}J(\eta) = rJ(\eta)S$,

$$\text{gdzie } S = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$4. z_1^T(t)S z_1(t) = 0, S = -S^T,$$

5. macierz B jest regularna.

Macierz M zawiera parametry bezwładności bryły sztywnej statku i współczynniki mas towarzyszących. Wyznaczana jest na podstawie pomiarów parametrów konstrukcji statku oraz metod semiempirycznych [5]. Współczynniki X_w, Y_v, N_v, Y_r, N_r macierzy D związane są z hydrodynamicznymi siłami tłumiącymi podczas ruchu jednostki na wodzie.

Celem badań jest zaprojektowanie regulatora do wykonywania podstawowego zadania w dynamicznym pozycjonowaniu, jakim jest manewr zmiany pozycji i kursu oraz stabilizacja układu, przy występowaniu niepewności parametrycznych. Oznacza to spełnienie przez układ regulacji warunku zbieżności błędu regulacji do zera, podczas zmiany pozycji i/lub kursu statku oraz stabilizacji, w zmieniających się warunkach pracy układu w tym środowiskowych. Analizowana metoda bazuje na adaptacyjnej procedurze backstepping [6].

Podczas konstrukcji prawa sterowania uwzględniono następujące założenia 1-4:

1. parametry macierzy D nie są znane.
2. wektory zmiennych stanu η i v są dostępne pomiarowo (lub estymowane) i ograniczone.
3. trajektorie zadane pozycji i kierunku η_d oraz ich pochodne pierwszego i drugiego rzędu są funkcjami gładkimi i ograniczonymi.
4. wektor b jest nieznan.

Przyjmując powyższe założenia, można zauważyć, że niepewności parametryczne występujące w modelu zawiera jedynie funkcja $\varphi(\eta, v)\theta$, gdzie θ reprezentuje wektor nieznanych parametrów, φ macierz regresji.

3. ADAPTACYJNY REGULATOR POZYCJI I KURSU

Podczas projektowaniu regulatora DP przyjęto uproszczony model matematyczny statku (1)-(2) o strukturze kaskadowej. Zgodnie z metodologią backstepping dla układu (1)-(2) zdefiniowano wektory błędów regulacji $z_1 \in \mathbb{R}^3$ i $z_2 \in \mathbb{R}^3$. W układzie współrzędnych związanych ze statkiem przyjmują one postać:

$$z_1 = J(\eta)^T(\eta - \eta_d) \quad (7)$$

$$z_2 = v - \alpha \quad (8)$$

W pierwszym kroku metody wyznaczane jest prawo sterowania dla pierwszego podukładu (1), opisującego kinematykę statku. Dla tego podukładu wektor v jest traktowany jako wirtualne wejście sterujące, natomiast wektor funkcji stabilizujących $\alpha \in \mathbb{R}^3$ określa wirtualne prawo sterowania wyznaczane w sposób analityczny, w odniesieniu do kontrolnej funkcji Lapunowa V_1 :

$$V_1(t) = \frac{1}{2}z_1^T(t)z_1(t) \quad (9)$$

W drugim kroku metody wyznaczane jest prawo sterowania τ stabilizujące cały układ z wektorem nieznanych parametrów θ . Prawo sterowania określane jest w odniesieniu do kontrolnej funkcji Lapunowa V_2 będącej sumą pierwszej funkcji Lapunowa oraz kwadratów błędów regulacji i składnika związanego z błędem estymacji nieznanego wektora θ :

$$V_2(t) = V_1(t) + \frac{1}{2}z_2^T(t)Mz_2(t) + \frac{1}{2}\tilde{\theta}^T(t)\Gamma^{-1}\tilde{\theta} \quad (10)$$

gdzie: symbol $\hat{\theta}$ oznacza estymatę wektora $\theta \approx \text{const}$, $\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$, $\Gamma > 0$ jest macierzą diagonalną wzmocnień regulatora.

Na podstawie (1)-(2) oraz własności 3, pochodne wektorów błędów przyjmują następującą postać:

$$\dot{z}_1(t) = -rS z_1(t) + z_2(t) + \alpha(t) - J(\eta)^T \dot{\eta}_d \quad (11)$$

$$\dot{z}_2(t) = \dot{v}(t) - \dot{\alpha}(t) \quad (12)$$

Zgodnie z (9) i (11) pochodną funkcji V_1 określono wzorem:

$$\dot{V}_1(t) = z_1^T(t)(\alpha_1(t) - J(\eta)^T \dot{\eta}_d) + z_1^T(t)z_2(t) - z_1^T(t)rS z_1(t)$$

oraz na podstawie własności 4:

$$\dot{V}_1(t) = z_1^T(t)(\alpha_1(t) - J(\eta)^T \dot{\eta}_d) + z_1^T(t)z_2(t)$$

Funkcję stabilizującą wyznaczono analitycznie w postaci:

$$\alpha(t) = -K_1 z_1(t) + J(\eta)^T \dot{\eta}_d \quad (13)$$

tak aby zachować ujemnie określoną wartość pochodnej $\dot{V}_1(t)$ dla $z_1(t) \rightarrow 0$. Wówczas

$$\dot{V}_1(t) = -z_1^T(t)K_1 z_1(t) + z_1^T(t)z_2(t) \leq 0$$

gdzie: $K_1 = K_1^T > 0$ jest dodatnio określoną macierzą diagonalną wzmocnień regulatora. Na podstawie równania (13) oraz (11) uzyskano pochodną funkcji stabilizującej α w postaci:

$$\dot{\alpha}(t) = -rS J(\eta)^T \dot{\eta}_d - K_1(v - rS z_1(t)) + K_1 J(\eta)^T \dot{\eta}_d + J(\eta)^T \dot{\eta}_d$$

Różniczkując równanie (10) oraz podstawiając zależność $\dot{\hat{\theta}} = -\hat{\theta}$ wyznaczono pochodną funkcji Lapunowa V_2 :

$$\dot{V}_2(t) = \dot{V}_1(t) + z_2^T(t) M \dot{z}_2(t) - \tilde{\theta}^T(t) \Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}}$$

Zakładając zależność (12) i (2) otrzymano:

$$\dot{V}_2(t) = -z_1^T(t) K_1 z_1(t) + z_2^T(t) [\tau + \varphi(\eta, v) \hat{\theta} - M \dot{\alpha}(t) + z_1(t)] + \tilde{\theta}^T(t) [\varphi(\eta, v)^T(t) z_2(t) - \Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}}]$$

Następnie do wyrażenia w nawiasie kwadratowym zastosowano podstawienia postaci:

$$-K_2 z_2(t) = \tau + \varphi(\eta, v) \hat{\theta} - M \dot{\alpha}(t) + z_1(t),$$

$$\varphi(\eta, v)^T(t) z_2(t) - \Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}} = 0$$

i zdefiniowano prawo sterowania

$$\tau = -K_2 z_2(t) - \varphi(\eta, v) \hat{\theta} + M \dot{\alpha}(t) - z_1(t) \quad (14)$$

oraz prawo adaptacji:

$$\dot{\hat{\theta}} = \Gamma \varphi(\eta, v)^T z_2(t) \quad (15)$$

Wybór funkcji τ pozwala zachować ujemnie określoną wartość pochodnej funkcji V_2 oraz zbieżność $z_2(t) \rightarrow 0$.

$$\dot{V}_2(t) = -z_1^T(t) K_1 z_1(t) - z_2^T(t) K_2 z_2(t) \leq 0.$$

gdzie: $K_2 = K_2^T > 0$ jest dodatnio określoną macierzą diagonalną wzmocnień regulatora.

Jeżeli w układzie nie występują zakłócenia szybkozmienne, to prawo sterowania (14) z prawem adaptacji (15) zapewnia asymptotyczną zbieżność pozycji i kierunku do ich wartości zadanych, $\eta(t) \rightarrow \eta_d(t)$, przy $v(t) \approx 0$. Zapewnia również ograniczone zmiany sygnałów $\eta(t)$ i $v(t)$ w czasie dążącym do nieskończoności, przy ograniczonej zmianie parametrów estymowanych.

Jeśli założymy, że własność 5 jest spełniona, to równanie alokacji pędników (4) posiada rozwiązanie postaci:

$$u = B^+ \tau \quad (16)$$

gdzie: macierz pseudoodwrotna $B^+ = W^{-1} B^T (B W^{-1} B^T)^{-1}$ wyznacza jedno z nieskończenie wielu możliwych rozwiązań równania $B B^+ = I$ i jest zwana macierzą Moora Penrose [7,4].

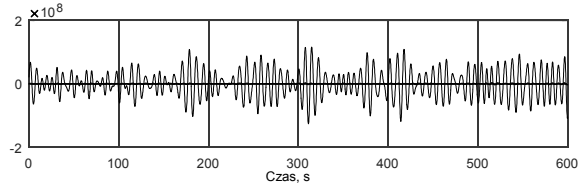
4. BADANIA SYMULACYJNE

Do badań symulacyjnych przyjęto bezwymiarowy model matematyczny statku DP o długości $L=76.2$ m i masie 4000t, opisany układem równań różniczkowych (1) - (6) w płaszczyźnie horyzontalnej. Macierz tłumienia i inercji dla modelu przyjmują postać [7]:

$$D = [5.0242 \cdot 10^4 \ 0 \ 0; \ 0 \ 2.7229 \cdot 10^5 \ -4.3933 \cdot 10^6; \ 0 \ -4.3933 \cdot 10^6 \ 4.1894 \cdot 10^8] \quad (17)$$

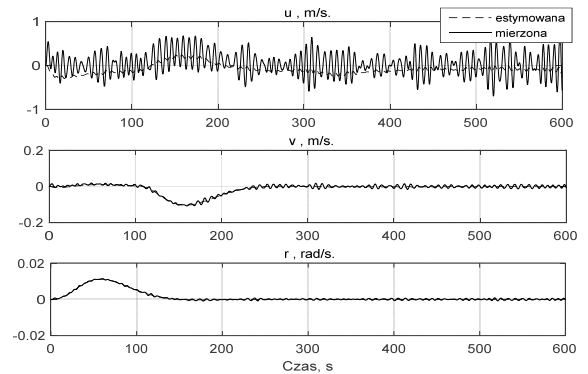
$$M = [5.3122 \cdot 10^6 \ 0 \ 0; \ 0 \ 8.2831 \cdot 10^6 \ 0; \ 0 \ 0 \ 3.7454 \cdot 10^9] \quad (18)$$

Badania symulacyjne zostały przeprowadzone w układzie przedstawionym na rysunku 1. Regulator DP zaprojektowany w oparciu o metodę backstepping (14) z prawem adaptacji (15) generuje uogólniony wektor sił i momentu w celu utrzymania zadanej pozycji i kursu statku, w obecności zakłóceń środowiskowych od fali (rys. 2). Regulator DP wykorzystuje informację o składowych wektora prędkości statku, które są estymowane z nieliniowego obserwatora stanu (rys. 3).

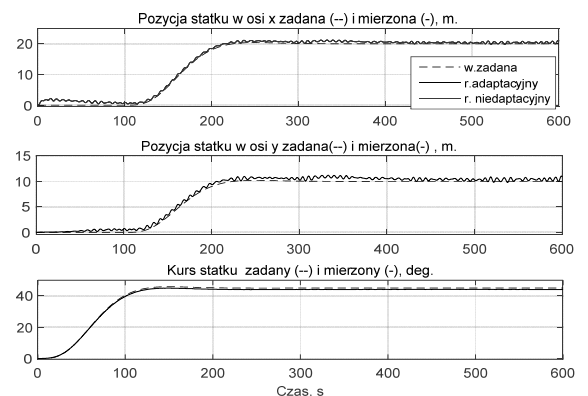


Rys. 2. Przebiegi czasowe sił generowanych oddziaływaniem zakłóceń środowiskowych od fali

W badaniach przyjęto zerowe początkowe wartości pozycji, kursu oraz ich estymat oraz zerowe wartości początkowe parametrów estymowanych.

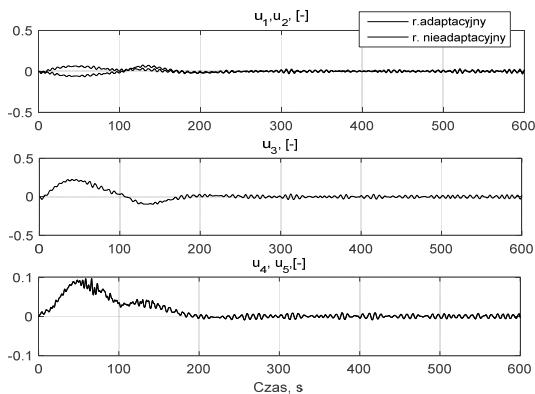


Rys. 3. Przebiegi czasowe składowych wektora prędkości statku mierzonych i estymowanych

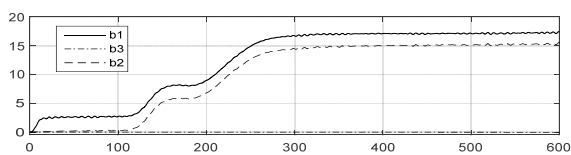


Rys. 4. Przebiegi czasowe pozycji i kursu zadane i mierzone w układzie z regulatorem adaptacyjnym i nieadaptacyjnym

Na podstawie wyników badań symulacyjnych oraz uzyskanych przebiegów czasowych można zauważyć podążanie pozycji i kursu statku za trajektorią zadaną (rys. 4 i rys. 5). Jest to spełnione zarówno dla układu z niepewnościami jak i przy założeniu dokładnej znajomości macierzy D (charakterystyki czasowe pokrywają się). W ogólnym przypadku metoda backstepping zapewnia ograniczoną estymowanych parametrów (rys. 6-7).



Rys. 5. Sygnały sterujące nastawami pędników w układzie z regulatorem adaptacyjnym i nieadaptacyjnym



Rys. 6. Przebiegi czasowe estymowanych parametrów b_1, b_2, b_3 , przy zerowych warunkach początkowych

Wartości parametrów estymowanych stabilizują się dla warunków ustalonych. W procesach przejściowych ich wartości zmieniają się w sposób ograniczony.

5. WNIOSKI KOŃCOWE

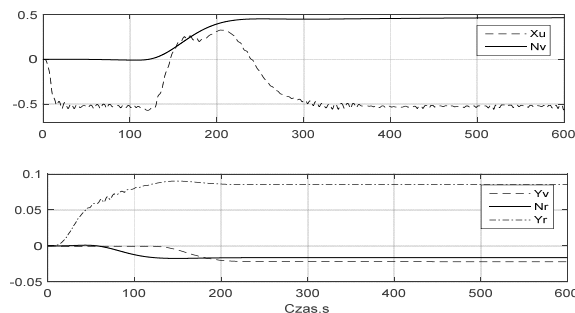
W niniejszej pracy dokonano analizy pracy układu sterowania statkiem DP z regulatorem adaptacyjnym projektowanym w oparciu o metodę funkcji Lapunowa. Regulator adaptacyjny opiera się na pomiarach kursu statku i pozycji oraz macierzy M modelu statku, zakładając estymację prędkości statku obserwatorem stanu (równania obserwatora nie były uwzględnione w procesie projektowania prawa sterowania). Układ nie wymaga znajomości a priori współczynników macierzy tłumień statku oraz wolnozmiennych zakłóceń środowiskowych od fali. Na podstawie badań symulacyjnych stwierdzono, że regulator adaptacyjny śledzi trajektorię zadaną pozycji i kursu z małym błędem, przy jednoczesnym zagwarantowaniu ograniczoności wszystkich sygnałów w zamkniętej pętli systemu sterowania. Wyniki symulacji komputerowej ilustrują skuteczność analizowanej metody

POSITION AND HEADING STABILIZATION OF DP VESSEL WITH PARAMETRIC AND MEASUREMENT UNCERTAINTIES

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 surface vessel with uncertainties was considered in this paper. In practice, both the dynamics of a dynamically positioned vessel as well as environmental disturbances affecting on a hull are not precisely known, as a result of the changing operating conditions and the sea states. The article presents the problem of position and heading controller design by vectorial adaptive backstepping methods. The dynamic positioning vessel with parametric model uncertainties associated with hydrodynamic forces damping, low-speed ship and in the presence of waves disturbances was used. Comparison of the system with uncertainties and assuming precise knowledge of ship model was carried out. Finally simulations results demonstrate similar results in both cases. Adaptive controller follows desired trajectory with small neighborhood. All signals in the closed-loop DP control system are bounded.

Keywords: adaptive control, backstepping, nonlinear control, Lapunov method.

sterowania w porównaniu z regulatorem projektowanym przy pełnej znajomości macierzy D .



Rys. 7. Przebiegi czasowe estymowanych parametrów macierzy D , przy zerowych warunkach początkowych

6. BIBLIOGRAFIA

1. Rutkowski G.: Eksploatacja statków dynamicznie pozycjonowanych, Wydawnictwo TRADEMAR, Gdynia 2013.
2. Śmierczalski R.: Automatykacja i sterowanie statkiem, Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej, Gdańsk 2013.
3. Fossen T.I., Strand. J.P.: Passive nonlinear observer design for ships using Lyapunov methods: experimental results with a Supply vessel, Automatica, Nr 35 (1), s. 3-16 (1999).
4. Witkowska A.: Metody alokacji sterowań w układach dynamicznego pozycjonowania statku, Aktualne problemy automatyki i robotyki/ ed. Krzysztof Malinowski, Jerzy Józefczyk, Jerzy Świątek, Warszawa Akademska Oficyna Wydawnicza EXIT, 2015, s.634-643.
5. Faltinsen O.M.: Sea Loads on Ships and Offshore Structures, Cambridge University Press 1990.
6. Krstic M., Kanellakopoulos I., Kokotovic P.V.: Nonlinear and adaptive control design, John Wiley and Sons Ltd., New York, NY 1995.
7. 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, Nr.12 (8), s. 649-670 (1998).