

Praca zbiorowa pod redakcją **Stefana PASZKA**

# AKTUALNE PROBLEMY EKSPLOATACJI I MODELOWANIA SYSTEMÓW ZASILANIA



GLIWICE 2024

MONOGRAFIA





**Praca zbiorowa pod redakcją  
Stefana PASZKA**

# **AKTUALNE PROBLEMY EKSPLOATACJI I MODELOWANIA SYSTEMÓW ZASILANIA**

**Autorzy**

**Stefan PASZEK, Adrian NOCOŃ, Andrzej NIEDWOROK,  
Łukasz ORZECH, Adrian HALINKA, Mariusz TALAGA, Michał GOCKI,  
Agnieszka JAKUBOWSKA-CISZEK, Piotr PRUSKI,  
Arkadiusz DOMORACKI, Jarosław MICHALAK,  
Janusz HETMAŃCZYK, Andrzej LATKO, Aleksander BODORA,  
Tomasz ADRIKOWSKI, Marcin FICE, Krzysztof DĘBOWSKI,  
Janusz POCHMARA, Aleksandra ŚWIETLICKA,  
Krzysztof KOLANOWSKI, Krzysztof KOŹLIK, Dawid MAKIEŁA**

**WYDAWNICTWO POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ  
GLIWICE 2024  
UIW 48600**

***Opiniodawcy***

Prof. dr hab. inż. Marian ŁUKANISZYN

Prof. dr hab. inż. Bernard BARON

***Kolegium redakcyjne***

REDAKTOR NACZELNY – Dr hab. inż. Barbara KULESZ, prof. PŚ

REDAKTOR DZIAŁU – Prof. dr hab. inż. Adam GAŁUSZKA

SEKRETARZ REDAKCJI – Mgr Monika MOSZCZYŃSKA-GŁOWACKA

**Wydano za zgodą**

**Rektora Politechniki Śląskiej**

*Monografia sfinansowana z 05/030/KNF24/0070.*

***Redakcja językowa***

Joanna BULSKA

***Redakcja techniczna***

Ewa TENEROWICZ

***Projekt okładki***

Tomasz LAMORSKI

e-ISBN 978-83-7880-993-7

© Copyright by

Wydawnictwo Politechniki Śląskiej

Gliwice 2024

## SPIS TREŚCI

<b>WSTĘP</b> .....	9
<b>1. ANALIZA PRACY KOGENERACYJNEGO ZESPOŁU WYTWÓRCZEGO MAŁEJ MOCY PRZY ZWARCIACH</b> .....	13
1.1. Kogeneracyjny zespół wytwórczy.....	15
1.2. Badania symulacyjne.....	18
1.2.1. Model matematyczny analizowanego systemu.....	18
1.2.2. Estymacja wybranych parametrów modelowanej jednostki wytwórczej.....	20
1.2.3. Przebiegi w stanach nieustalonych wywołanych przemijającym zwarciami.....	21
1.3. Podsumowanie.....	23
Bibliografia .....	24
<b>2. ANALIZA WYNIKÓW BADAŃ WYBRANYCH FUNKCJI POMIAROWYCH SYNCHROFAZORA</b> .....	27
2.1. Wymagania stawiane urządzeniom PMU .....	28
2.1.1. Klasy jednostek PMU oraz częstość raportowania.....	28
2.1.2. Wymagania dla pomiaru fazora w stanie ustalonym.....	28
2.1.3. Wymagania dla pomiaru częstotliwości i jej pochodnej w stanie ustalonym.....	30
2.1.4. Wymagania dla pomiaru fazora w stanie dynamicznym.....	31
2.1.5. Wymagania dla pomiaru częstotliwości i jej pochodnej w stanie dynamicznym .....	32
2.2. Opis stanowiska badawczego.....	33
2.3. Program badań.....	35
2.4. Zestawienie zbiorcze wyników badań.....	37
2.5. Wybrane wyniki badań urządzenia PMU.....	40
2.5.1. Sygnał pomiarowy stacjonarny o różnej zadanej częstotliwości.....	40
2.5.2. Sygnał testowy o dynamicznie (liniowo) zmieniającej się częstotliwości.....	41

2.5.3. Skok jednostkowy amplitudy sygnałów testowych .....	43
2.5.4. Skok jednostkowy kąta fazowego sygnału testowego .....	46
2.6. Podsumowanie.....	50
Bibliografia .....	52
<b>3. PORÓWNANIE WŁAŚCIWOŚCI MATERIAŁÓW POLIMEROWYCH ZASTOSOWANYCH W SUPERKONDENSATORACH .....</b>	<b>54</b>
3.1. Badane superkondensatory .....	55
3.2. Modele ułamkowego rzędu superkondensatorów .....	59
3.3. Estymacja parametrów modeli superkondensatorów .....	63
3.4. Przykładowe obliczenia.....	64
3.5. Podsumowanie.....	72
Bibliografia .....	73
<b>4. PRZEKSZTAŁTNIK ENERGOELEKTRONICZNY PRZEZNACZONY DO MIKROELEKTROWNI WIATROWEJ.....</b>	<b>79</b>
4.1. Przyjęte założenia .....	80
4.2. Ogólna architektura opracowanego prototypu .....	81
4.3. Koncepcja układu generacyjnego.....	82
4.4. Przekształtnik energoelektroniczny.....	84
4.5. Algorytm sterowania pracą przekształtnika oraz testy działania układu bezpieczeństwa.....	88
4.6. Charakterystyka sterowania i testy układu bezpieczeństwa.....	90
4.7. Podsumowanie.....	92
Bibliografia .....	93
<b>5. KONCEPCJA PRZEKSZTAŁTNIKA ZASILAJĄCEGO PROJEKTORY LED SYSTEMU PAPI Z TYRYSTOROWYM REGULATOREM CCR .....</b>	<b>95</b>
5.1. Zasilająco-sterująca pętla prądowa systemu PAPI.....	96
5.2. Topologia przekształtnika IAC/VDC .....	98
5.3. Układ regulacji przekształtnika IAC/VDC.....	99
5.4. Wyniki symulacji.....	101
5.5. Wyniki eksperymentalne .....	103
5.6. Podsumowanie.....	104
Bibliografia .....	104
<b>6. WYKORZYSTANIE TARYFY DYNAMICZNEJ I SYGNAŁU DSM/DSR DO MODYFIKACJI PROFILU ELEKTROENERGETYCZNEGO GRUPY ODBIORCÓW .....</b>	<b>106</b>
6.1. Taryfa dynamiczna .....	109

6.2. Wyniki analiz i efektów redukcji mocy za pomocą sygnału DSM/DSR .....	111
6.3. Wnioski.....	115
Bibliografia .....	117
<b>7. PRZEMYSŁOWE CYBERBEZPIECZEŃSTWO: NOWE TRENDY</b>	
<b>I WYZWANIA W ERZE ZŁOŻONYCH ZAGROŻEŃ.....</b>	<b>118</b>
7.1. Trendy w cyberbezpieczeństwie przemysłowym.....	119
7.2. Świadomość cyberbezpieczeństwa.....	121
7.3. Formy ataków .....	121
7.4. Klasyczne strategie obronne – najlepiej znane praktyki .....	122
7.5. Sztuczna inteligencja .....	124
7.6. Przetwarzanie danych na przykładzie algorytmu SVM i sieci neuronowej.....	125
7.7. Wykorzystanie klasycznego algorytmu SVM.....	125
7.8. Podsumowanie.....	127
Bibliografia .....	129
<b>8. OPTIMALIZACJA WYDAJNOŚCI PROGRAMÓW POPRZEZ WYKORZYSTANIE DUŻYCH MODELI JĘZYKOWYCH AI DO KONWERSJI KODU.....</b>	<b>131</b>
8.1. Programy w języku Python .....	132
8.2. Wyniki konwersji .....	134
8.3. Wyniki pomiarów .....	141
8.4. Wyniki pomiarów - analiza .....	144
8.5. Podsumowanie.....	145
Bibliografia .....	146
<b>9. PODSUMOWANIE .....</b>	<b>147</b>
<b>Streszczenie.....</b>	<b>151</b>

## CONTENTS

<b>INTRODUCTION</b> .....	9
<b>1. ANALYSIS OF OPERATION OF SMALL-POWER COGENERATING UNIT DURING SHORT-CIRCUITS</b> .....	13
1.1. Cogenerating unit .....	15
1.2. Simulations .....	18
1.2.1. Mathematical model of the analysed system.....	18
1.2.2. Estimation of chosen parameters of modelled generating unit .....	20
1.2.3. Transient waveform caused by short-lasting short-circuit .....	21
1.3. Conclusions .....	23
Bibliography .....	24
<b>2. ANALYSIS OF INVESTIGATION RESULT FOR SELECTED MEASUREMENT FUNCTIONS OF A SYNCHROPHASOR</b> .....	27
2.1. Requirements for PMUs .....	28
2.1.1. Classification of PMUs and reporting frequency .....	28
2.1.2. Requirements for phasor measurements in steady-state.....	28
2.1.3. Requirements for frequency and frequency derivative measurements in steady-state.....	30
2.1.4. Requirements for phasor measurements in dynamic state	31
2.1.5. Requirements for frequency and frequency derivative measurements in dynamic state.....	32
2.2. Description of test stand .....	33
2.3. Investigation plan .....	35
2.4. Summarized test results .....	37
2.5. Selected test results for PMU .....	40
2.5.1. Stationary test signal with different set frequency.....	40
2.5.2. Test signal with dynamically (linearly) varying frequency .....	41
2.5.3. Unit-step amplitude of the test signal .....	43
2.5.4. Unit-step phase angle of the test signal.....	46



2.6. Conclusions .....	50
Bibliography .....	52
<b>3. COMPARISON OF PROPERTIES OF THE POLYMER MATERIALS USED IN SUPERCAPACITORS .....</b>	<b>54</b>
3.1. Investigated supercapacitors.....	55
3.2. Fractional-order models of supercapacitors .....	59
3.3. Estimation of supercapacitor model parameters.....	63
3.4. Calculation examples.....	64
3.5. Conclusions .....	72
Bibliography .....	73
<b>4. POWER ELECTRONICS CONVERTER FOR WIND POWER MICROSTATION .....</b>	<b>79</b>
4.1. Assumptions .....	80
4.2. General architecture of the developed prototype .....	81
4.3. Concept of the generating system.....	82
4.4. Power electronics converter .....	84
4.5. Control algorithm of the converter and performance tests of the safety circuit .....	88
4.6. Control features and tests of the safety circuit .....	90
4.7. Conclusions .....	92
Bibliography .....	93
<b>5. IDEA OF THE CONVERTER FOR SUPPLY OF PAPI LED PROJECTORS WITH THYRISTOR REGULATOR CCR .....</b>	<b>95</b>
5.1. Supply-control current loop of PAPI system.....	96
5.2. Topology of IAC/VDC converter.....	98
5.3. Control circuit of IAC/VDC converter.....	99
5.4. Simulation results .....	101
5.5. Experimental results .....	103
5.6. Conclusions .....	104
Bibliography .....	104
<b>6. USE OF ELECTRICITY DYNAMIC PRICING AND DSM/DSR SIGNAL FOR MODIFICATION OF POWER PROFILES OF CUSTOMER GROUPS.....</b>	<b>106</b>
6.1. Dynamic tariff.....	109
6.2. Results of analysis and effects of power reduction using DSM/DSR signals.....	111

6.3. Conclusions .....	115
Bibliography .....	117
<b>7. INDUSTRIAL CYBERSECURITY: NEW TRENS AND CHALLENGES</b>	
<b>IN THE ERA OF COMPLEX RISKS.....</b>	<b>118</b>
7.1. Trends in industrial cybersecurity .....	119
7.2. Cybersecurity consciousness .....	121
7.3. Forms of attacks.....	121
7.4. Standard defence strategies – best-known practices .....	122
7.5. Artificial intelligence.....	124
7.6. Data processing – SVM algorithm and neural network examples .....	125
7.7. Application of standard SVM algorithm .....	125
7.8. Conclusions .....	127
Bibliography .....	129
<b>8. OPTYMIZATION OF PROGRAM EFFECTIVENESS USING BIG AI</b>	
<b>LANGUAGE MODELS FOR CODE CONVERSION .....</b>	<b>131</b>
8.1. Python language programs .....	132
8.2. Conversion results .....	134
8.3. Measurement results .....	141
8.4. Analysis of measurement results .....	144
8.5. Conclusions .....	145
Bibliography .....	146
<b>9. CONCLUSIONS .....</b>	<b>147</b>
<b>Abstract.....</b>	<b>154</b>

## WSTĘP

W niniejszej monografii opisano aktualne problemy występujące przy eksploatacji i modelowaniu różnych systemów zasilania, w tym systemów elektroenergetycznych (SEE). Przedstawiono w niej najnowsze wyniki badań realizowanych przez zespoły badawcze z Wydziałów Elektrycznych Politechniki Śląskiej i Politechniki Poznańskiej przy współpracy z partnerami z przemysłu: CH4 MOTO Śląsk, Instytutu Techniki Górniczej KOMAG, CEGROUP sp. z o. o. oraz SPIE-Energotest.

Monografia składa się z wstępu, ośmiu rozdziałów merytorycznych i podsumowania. W każdym rozdziale merytorycznym umieszczono odpowiednią bibliografię.

Trzy pierwsze rozdziały monografii skupiają się na zagadnieniach związanych z eksploatacją i symulacją pracy SEE, w tym stabilności, zaawansowanymi pomiarami i magazynowaniem energii w systemie.

W rozdziale pierwszym przedstawiono analizę pracy kogeneracyjnego zespołu wytwórczego małej mocy współpracującego z systemem elektroenergetycznym podczas symetrycznego trójfazowego zwarcia na zaciskach generatora i po tym zwarcie. Opisano w nim opracowany model matematyczny układu w programie Matlab-Simulink, składający się z modeli: generatora synchronicznego typu RL, układu wzbudzenia z regulatorem napięcia, regulatora współczynnika mocy, spalinowego silnika napędowego, wyłącznika sprzęgającego i prostego SEE. Parametry modelu generatora przyjęto na podstawie danych dostarczonych przez producenta, a parametry pozostałych modeli wyznaczono za pomocą przeprowadzonej estymacji. Badania symulacyjne wykonano, zmieniając czas trwania zwarcia, wyznaczając czas krytyczny, przy którym zespół wytwórczy nie został jeszcze odłączony od SEE przy jednoczesnym zachowaniu stabilności kątowej generatora synchronicznego.

W rozdziale drugim opisano wyniki badań dotyczących wybranych funkcji pomiarowych synchrofazorów PMU (z ang. Phasor Measurement Unit) pracujących w SEE. Wyzwania, jakie stawiane są przed procesami zarządzania SEE, związane z jego transformacją, skłaniają do poszukiwania metod automatyzacji pracy układu. Podstawą takiego systemu sterowania (zwanego obszarowym układem sterowania) jest

pozyskiwanie wiarygodnych danych pomiarowych z nadzorowanego obszaru w czasie quasi-rzeczywistym. W rozdziale tym przedstawiono wybrane wyniki analiz i badań laboratoryjnych synchronicznych pomiarów fazorów napięcia, prądu i częstotliwości, realizowanych przez dedykowane urządzenie PMU. Oceniono je pod kątem metrologii i spójności czasowej, którą przyjmuje się, że sięga pojedynczych mikrosekund. Zaobserwowano dobre właściwości tej techniki do realizacji pomiarów różnicowych. Dzięki pomiarom różnicowym dokonywanym w wyodrębnionym obszarze SEE istnieje możliwość implementacji innowacyjnych rozwiązań trudnych do realizacji klasycznymi, lokalnymi metodami pomiarowymi.

Rozdział trzeci skupia się na zagadnieniu magazynowania energii (np. w SEE) z zastosowaniem superkondensatorów. W rozdziale tym porównano właściwości elektryczne superkondensatorów przy wykorzystaniu różnych polimerowych materiałów elektrod: polipirołu, poli(3-n-oktylopirołu) oraz poli(fenylopirołu), oraz różnych składników elektrolitów. Analizę przeprowadzono na podstawie charakterystyk częstotliwościowych zespolonej impedancji zmierzonych metodą elektrochemicznej spektroskopii impedancyjnej (EIS). Do oceny właściwości elektrycznych badanych układów wykorzystano wybrane, najczęściej spotykane w literaturze modele ułamkowego rzędu. Na podstawie zmierzonych charakterystyk impedancji estymowano parametry tych modeli, stosując algorytm optymalizacyjny roju cząstek (z ang. Particle Swarm Optimization – PSO). Aby superkondensator spełniał jak najlepiej funkcję magazynowania energii, powinien mieć jak największą pojemność oraz jak najmniejszą rezystancję wewnętrzną.

Dwa następne rozdziały dotyczą zastosowania układów elektronicznych w elektrowniach wiatrowych oraz w systemie oświetlenia lotnisk.

W rozdziale czwartym przedstawiono wyniki badań związanych z prototypowym przekształtnikiem energoelektronicznym, przeznaczonym do współpracy z turbiną wiatrową. Jest to sterowany mikroprocesorowo przekształtnik niskonapięciowy, współpracujący z lokalnym zasobnikiem energii i przeznaczony do pracy w trybie autonomicznym (tj. pozwala na zasilanie odbiorników bez połączenia z SEE). Przedstawiono ogólną architekturę prototypowej elektrowni wiatrowej oraz koncepcję układu generacyjnego. Zaprezentowano schemat blokowy przekształtnika energoelektronicznego i omówiono topologie poszczególnych jego elementów składowych. Szczegółowo przedstawiono zaimplementowany algorytm sterowania oraz wybrane wyniki testów zabezpieczeń.

Rozdział piąty poświęcono opracowaniu koncepcji przekształtnika energoelektronicznego umożliwiającego modernizację systemów wyświetlania ścieżki

zniżania PAPI (z ang. Precision Approach Path Indicator), polegającej na zastąpieniu żarowych źródeł światła, dotychczas stosowanych w projektorach systemu, przez mniej zawodne i bardziej energooszczędne lampy LED. Systemy takie są obowiązkowym elementem wyposażenia każdego lotniska. System PAPI składa się z czterech projektorów emitujących w stronę lądującego samolotu odpowiednio skupioną wiązkę światła czerwonego i białego. Poziom natężenia światła projektorów zależy od nastawy prądu tyrystorowego regulatora prądowego CCR (z ang. Constant Current Regulator). Zaproponowany przekształtnik na wyjściu wytwarza napięcie stałe zasilające moduły LED zastosowane w zmodernizowanych projektorach. Rozważania poparto wynikami symulacyjnymi oraz pomiarowymi uzyskanymi w prototypowej realizacji praktycznej.

Rozdział szósty jest związany z propozycją wprowadzenia nowej usługi dla odbiorców energii polegającą na odpowiednim zarządzaniu kształtem profilu zapotrzebowania na energię elektryczną. Proponowanym rozwiązaniem jest wprowadzenie taryfy dynamicznej uwzględniającej koszty energii w lokalnych źródłach. Obecnie stosowane statyczne taryfy w rozliczeniach zużycia energii elektrycznej uniemożliwiają wpływ na kształt profilu elektroenergetycznego odbiorców. Skutkiem tego jest konieczność budowy kolejnych nowych źródeł energii elektrycznej w celu zapewnienia odpowiednio dużej mocy szczytowej w godzinach największego zapotrzebowania na energię elektryczną. Nowa usługa oraz taryfa dynamiczna byłaby narzędziem do kształtowania zachowań odbiorców, skutkujących obniżeniem szczytowego zapotrzebowania na moc w SEE. Przedstawiona została również analiza wykorzystania sygnału DSM/DSR (z ang. Demand Side Management/Demand Side Response) do sterowania ograniczeniami mocy dla wybranych grup odbiorców.

Rozdział siódmy odnosi się do zagadnienia przemysłowego cyberbezpieczeństwa. Opisano w nim zastosowanie sztucznej inteligencji AI (z ang. Artificial Intelligence) w zapewnianiu cyberbezpieczeństwa w sektorze przemysłowym. Omawiając złożone zagrożenia, z jakimi borykają się systemy przemysłowe, przedstawiono, jak technologie AI mogą być wykorzystywane do wykrywania, przewidywania cyberataków w czasie rzeczywistym i reagowania na nie. Podkreślono korzyści płynące z integracji AI z istniejącymi systemami bezpieczeństwa, aby zapewnić kompleksową ochronę przed współczesnymi zagrożeniami. Rozwój i wdrożenie AI mają kluczowe znaczenie, a przemysłowe cyberbezpieczeństwo musi ewoluować w odpowiedzi na zmieniające się warunki technologiczne i nowe zagrożenia. W obliczu rosnącej liczby ataków i złożoności systemów niezbędne jest wdrażanie nowoczesnych rozwiązań. Skuteczna ochrona wymaga elastyczności i innowacyjności w podejściu do cyberzagrożeń.

Rozdział ósmy dotyczy modelowania i symulacji dużych modeli rzeczywistych układów, np. rozbudowanych SEE. Skupia się na optymalizacji wydajności programów. W rozdziale omówiono zagadnienia związane z czasem wykonania programów oraz ze zużyciem zasobów obliczeniowych. W obliczu rosnących wyzwań związanych z SEE optymalizacja algorytmów sterujących i monitorujących staje się kluczowym aspektem efektywnego funkcjonowania SEE. Szybkość zmian zachodzących w SEE wymaga rozwiązań, które łączą elastyczność programistyczną z maksymalną wydajnością. Języki programowania, takie jak Python, C++ i Go, mogą odegrać kluczową rolę w projektowaniu tych rozwiązań. W rozdziale przedstawiono proces konwersji kodu z języka Python do języków C++ oraz Go. Python, dzięki swojej prostocie i szerokim możliwościom w analizie danych, może być wybierany do prototypowania algorytmów optymalizacyjnych dla SEE. Niemniej jednak jego interpretowana natura ogranicza wydajność w aplikacjach, które muszą działać w czasie rzeczywistym. W takich przypadkach konwersja kodu do języków takich jak C++ i Go, które oferują wyższą wydajność i mniejsze opóźnienia, staje się niezbędnym krokiem. C++ jest językiem o ugruntowanej pozycji w systemach wymagających wysokiej wydajności obliczeniowej i bezpośredniego dostępu do zasobów sprzętowych. Z kolei Go, z uwagi na swoją prostą składnię, równoczesność oraz wydajność, zyskuje coraz większe znaczenie w aplikacjach rozproszonych, które stają się istotnym elementem zarządzania nowoczesnymi SEE.

W podsumowaniu zamieszczono wnioski wyciągnięte z analiz i przedstawiono możliwości wykorzystania wyników.

Autorzy mają nadzieję, że wyniki badań zaprezentowane w monografii wzbudzą zainteresowanie czytelników, stając się pomocą i inspiracją do rozwoju kolejnych innowacyjnych rozwiązań wykorzystywanych w praktyce.

## **1. ANALIZA PRACY KOGENERACYJNEGO ZESPOŁU WYTWÓRCZEGO MAŁEJ MOCY PRZY ZWARCIACH**

Nowa sytuacja na rynku energii elektrycznej oraz regulacje prawne wymuszają odejście od paliw kopalnych i poszukiwania alternatywnych źródeł energii. Jednym z nich jest biomasa, która może być wielorako wykorzystywana jako paliwo do uzyskiwania energii zarówno elektrycznej, jak i ciepłej [1, 20]. Przykładowo w postaci suchej biomasa może być bezpośrednio spalana, np. w kotle biomasowym, czego rezultatem jest powstanie energii ciepłej, która może dalej być przetwarzana na energię elektryczną. Proces ten jest dobrze znany z klasycznych elektrowni ciepłych opalanych paliwami kopalnymi. Drugim sposobem wykorzystania biomasy (zazwyczaj bez konieczności jej suszenia) do produkcji energii jest jej użycie jako substratu do wytworzenia biogazu w procesie fermentacji metanowej. Biogaz z kolei może być dalej przetwarzany na energię ciepłą i elektryczną.

Obecnie w celu poprawy sprawności procesu produkcji energii bardzo chętnie korzysta się z połączenia (skojarzenia) dwóch procesów, tj. procesów produkcji energii ciepłej i elektrycznej. Połączenie takie nazywane jest skojarzoną produkcją energii elektrycznej i ciepła lub krócej kogeneracją [20], która uważana jest za wysoko sprawną metodę przetwarzania energii. O jej sprawności decyduje fakt, że oprócz energii elektrycznej wykorzystywana jest odpadowa energia ciepła. Sprawność procesu kogeneracyjnego może przekraczać 90%. Obecnie stosowanych jest wiele różnych technologii. W omawianym obszarze badań leżą układy wyposażone w tłokowe silniki spalinowe zasilane biogazem różnego pochodzenia. Takie układy kogeneracyjne składają się z dwóch podstawowych elementów: instalacji produkującej biogaz i kogeneracyjnego zespołu wytwórczego (jednostki kogeneracyjnej). Zadaniem instalacji produkującej biogaz jest takie przetworzenie substratów, aby ilość i jakość biogazu pozwoliły na jego dalsze wykorzystanie, np. przez jednostkę kogeneracyjną. Kogeneracyjny zespół wytwórczy ma natomiast na celu wytworzenie jak największej ilości energii elektrycznej i ciepłej przy jak najmniejszym zużyciu energii na pokrycie potrzeb własnych.

Z uwagi na zakres prowadzonych badań w dalszej części rozdziału pominięto zagadnienia związane z produkcją energii cieplnej.

Dodatkowym zadaniem w przemysłowym wykorzystaniu kogeneracyjnych zespołów wytwórczych jest zapewnienie takich warunków pracy, aby przetwarzanie energii następowało przy jak najkrótszych przerwach (wynikających m.in. z awarii) i w możliwie jak najdłuższym czasie (wynikającym m.in. z czasu życia jednostki). W odniesieniu do energii elektrycznej zadanie to jest bezpośrednio związane z pojęciami jakości i pewności zasilania. Szersze omówienie tych pojęć przedstawiono w [12].

Między innymi w celu zapewnienia odpowiednio wysokiego stopnia pewności zasilania wszystkie źródła energii elektrycznej przyłączane do Krajowego Systemu Elektroenergetycznego (KSE) muszą spełniać, w zależności od typu źródła, wiele wymagań określonych w kodeksie sieci [17, 19], często skrótowo nazywanym NC RfG (z ang. Network Codes Requirements for Generators).

Przed przyłączeniem źródła energii elektrycznej, w tym kogeneracyjnego zespołu wytwórczego, do systemu elektroenergetycznego konieczne jest zweryfikowanie, czy źródło to spełnia wymogi opisane w NC RfG. Zazwyczaj wymogi te sprawdzane są w czasie odpowiednio przygotowanych testów obiektu rzeczywistego w miejscu instalacji danego źródła [16, 18]. Część z nich trudno jest jednak przeprowadzić na obiekcie rzeczywistym, chociażby z uwagi na zagrożenie uszkodzenia danego źródła i/lub negatywny wpływ testu na inne elementy systemu elektroenergetycznego. Do wymogów, dla których trudno jest przeprowadzić testy obiektu rzeczywistego, można między innymi zaliczyć wymóg dotyczący zdolności synchronicznego zespołu wytwórczego (w kodeksie NC RfG nazywanego synchronicznym modułem wytwarzania energii) do pozostania w pracy podczas zwarcia [16, 17, 19]. Jednym ze sposobów rozwiązania tego problemu jest wykorzystanie badań symulacyjnych z użyciem wiarygodnych (walidowanych) modeli matematycznych poszczególnych elementów badanego obiektu, jakim jest źródło energii elektrycznej, w tym kogeneracyjna jednostka wytwórcza (zespół wytwórczy).

W związku z tym w niniejszym rozdziale przedstawiono analizę pracy kogeneracyjnego zespołu wytwórczego małej mocy współpracującego z systemem elektroenergetycznym podczas symetrycznego trójfazowego zwarcia na zaciskach generatora i po tym zwarcia. Opracowano model matematyczny układu w programie Matlab-Simulink [4], składający się z modeli: generatora synchronicznego typu RL, układu wzbudzenia z regulatorem napięcia, regulatora współczynnika mocy, spalinowego silnika napędowego, wyłącznika sprzęgającego i prostego SEE. Parametry



modelu generatora przyjęto na podstawie danych dostarczonych przez producenta, a parametry pozostałych modeli wyznaczono, opierając się na przeprowadzonej estymacji. Badania symulacyjne przeprowadzono, zmieniając czas trwania zwarcia, wyznaczając czas krytyczny, przy którym zespół wytwórczy nie został jeszcze odłączony od SEE, przy jednoczesnym zachowaniu stabilności kątowej generatora synchronicznego. Wyniki przeprowadzonych badań symulacyjnych mogą być podstawą do oceny, czy badane źródło energii elektrycznej spełnia wymogi stawiane w kodeksie NC RfG.

### **1.1. Kogeneracyjny zespół wytwórczy**

Jednostka kogeneracyjna jest urządzeniem przeznaczonym do jednoczesnego wytwarzania energii elektrycznej i ciepłej. Do jej podstawowych elementów zaliczyć można: silnik spalinowy stanowiący napęd jednostki wraz z układem zasilania w paliwo, generator synchroniczny wraz z układem wzbudzenia, układ wyprowadzenia mocy elektrycznej, układ sterowania i zabezpieczeń, układ odbioru, dystrybucji i rozpraszania ciepła oraz układy pomocnicze.

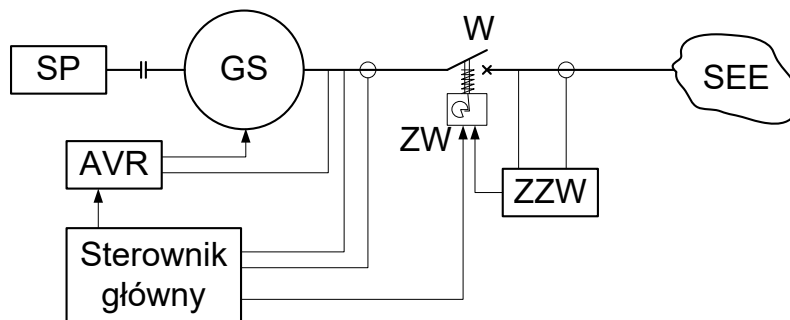
Biorąc pod uwagę strukturę i działanie jednostki kogeneracyjnej oraz czas, w jakim zachodzą zjawiska występujące w trakcie zwarcia, należy stwierdzić, że układ odbioru, dystrybucji i rozpraszania ciepła oraz układy pomocnicze nie mają wpływu na przebiegi elektromechanicznych stanów nieustalonych, chyba że ich stan wpłynie na działanie układu sterowania. Przypadek taki jednakże może wynikać jedynie ze zbiegu różnych przyczyn i nie jest związany z fizyką zjawisk, a tylko z koincydencją przyczyn różnej natury (np. nałożenie się wielu stanów nieustalonych).

Silnik spalinowy wraz z układem zasilania w paliwo w czasie zwarcia jest poddawany znacznym obciążeniom mechanicznym, które w skrajnym przypadku mogą spowodować jego uszkodzenie. W związku z tym z technologicznego punktu widzenia zalecane jest możliwie szybkie eliminowanie zwarć, które to nie może nastąpić szybciej, niż przewidują to przepisy NC RfG. W rozważanym przypadku, dla uproszczenia analizy, pominięto oddziaływanie silnika spalinowego wraz z układem zasilania w paliwo, a w szczególności przebieg procesu spalania, na przebiegi nieustalone występujące w czasie i po zaniku zwarcia. Założono, że silnik wytwarza stały moment napędowy, a oddziaływanie dynamiczne uwzględniono tylko przez moment bezwładności silnika. Jest to związane z tym, że żadna wielkość kryterialna

kontrolowana przez układ zabezpieczeń silnika oraz żaden sygnał sterujący w jego układzie regulacji w czasie zwarcia nie zmieniają się w odpowiednio dużym stopniu (łącznie z prędkością wirowania generatora), aby mieć zasadniczy wpływ na zachowanie się całego układu, a w konsekwencji na przebiegi w czasie badanego stanu nieustalonego. Należy podkreślić, że takie podejście (tj. pominięcie wpływu układu napędowego na przebiegi w czasie zwarcia i zaraz po jego ustąpieniu) zgodne jest również z wytycznymi zawartymi w literaturze przedmiotu, w szczególności związanymi z metodologią uproszczonych badań symulacyjnych [8, 11,12, 13, 14].

W związku z powyższym w torze przetwarzania energii kogeneracyjnego zespołu wytwórczego w dalszych analizach uwzględniono: układ sterowania jednostki kogeneracyjnej, wyłącznik sprzęgający źródło z systemem elektroenergetycznym oraz generator synchroniczny wraz z układem wzbudzenia i spalinowym silnikiem napędowym (z uwzględnieniem przyjętego uproszczenia), czyli elementy mające bezpośredni wpływ na przebiegi w stanach nieustalonych. Konsekwencją analizy stanów nieustalonych może zaś być możliwość oceny spełnienia wymogów NC RfG, rozumianych jako brak wyłączenia wyłącznika sprzęgającego przy jednoczesnym zachowaniu stabilności kątowej generatora synchronicznego przy wystąpieniu przemijającego zwarcia w SEE.

Na potrzeby przeprowadzonej analizy przyjęto, że kogeneracyjny zespół wytwórczy ma strukturę przedstawioną na rys.1.1.



Rys. 1.1. Struktura kogeneracyjnej jednostki wytwórczej, SP – silnik spalinowy, GS – generator synchroniczny, AVR – regulator napięcia (z ang. Automatic Voltage Regulation), W – wyłącznik sprzęgający, ZW – zamek/wyzwalacz wyłącznika, ZZW – zespół zabezpieczeń wyłącznika oddziałujący na jego zamek

Fig. 1.1. Structure of a cogeneration generating unit, SP – combustion engine, GS – synchronous generator, AVR – Automatic Voltage Regulation, W – coupling switch, ZW – switch lock/trigger, ZZW – circuit breaker protection unit affecting its lock

Sterownik główny jest elementem zarządzającym całym procesem przetwarzania energii chemicznej paliwa na energię elektryczną i ciepłą zachodzącym

w kogeneracyjnym zespole wytwórczym. W prezentowanych badaniach wykorzystano jednostkę kogeneracyjną, w której zastosowano sterownik InteliSys Gas IS2GASXXBAB firmy ComAp [6]. W algorytmie sterowania tego urządzenia zaimplementowanych jest wiele procedur zabezpieczeń elektrycznych mogących przez elementy wykonawcze wpływać na wyłącznik sprzęgający jednostkę z SEE. Do zabezpieczeń działających w czasie zwarcia należy zaliczyć zabezpieczenie podnapięciowe i nadprądowe. Z uwagi na przepisy NC RfG zabezpieczenia te muszą być blokowane na pewien czas (w NC RfG czas ten równy jest co najmniej 150 ms [17, 19]). Oprócz zabezpieczeń sterownik główny realizuje kilka pętli regulacyjnych. Dla przebiegów w stanie nieustalonym wywołanym przemijającym zwarcie ma pętla regulacji napięcia generatora synchronicznego wypracowująca sygnał sterujący dla układu regulacji napięcia AVR. Pętla ta aktywowana jest dla pracy wyspowej źródła energii. W przypadku pracy równoległej z SEE, który jest tu analizowany, pętla regulacji napięcia zastępowana jest najczęściej pętlą regulacji współczynnika mocy lub (rzadziej) pętlą regulacji mocy biernej. Obie te pętle, podobnie jak pętla regulacji napięcia, oddziałują na układ regulacji napięcia generatora synchronicznego (AVR).

Wyłącznik sprzęgający stanowi łącznik generatora synchronicznego i SEE oraz zapewnia redundancję zabezpieczeń elektrycznych jednostki zaimplementowanych w sterowniku głównym. Wyłącznik sprzęgający zazwyczaj wyposażony jest w moduł zabezpieczeń z zainstalowanym wyzwalaczem przeciążeniowym i wyzwalaczami zwarciovymi: bezzwłocznym i zwłocznym [7]. Wyłącznik zgodnie z wymaganiami NC RfG w czasie zwarcia i po jego ustąpieniu nie może się otworzyć, jeżeli zwarcie trwało nie dłużej niż 150 ms, wymaga to odpowiedniego nastawienia jego wyzwalaczy na podstawie wytycznych zawartych w normach i instrukcjach eksploatacji [7, 15]. W konsekwencji wyłącznik sprzęgający nie wpływa na przebieg stanów nieustalonych występujących w czasie przemijającego zwarcia i po jego ustąpieniu.

Generator synchroniczny w jednostce kogeneracyjnej przetwarza energię mechaniczną dostarczoną z silnika spalinowego na energię elektryczną przekazywaną z kolei przez układ wyprowadzenia mocy (złożone m.in. z: połączeń kablowych i łączników) do sieci elektroenergetycznej. Do prawidłowej pracy generator synchroniczny wymaga odpowiedniej wartości prądu wzbudzenia (związanego z wymaganym poziomem napięcia na zaciskach generatora i mocy biernej), który zapewnia układ wzbudzenia. W analizowanym przypadku w skład układu wzbudzenia wchodzi: wzbudnica synchroniczna z wirującym prostownikiem wzbudzenia osadzona na wspólnym wale z generatorem, uzwojenie zasilania układu wzbudzenia umieszczone w żłobkach twornika generatora synchronicznego oraz regulator napięcia (AVR).

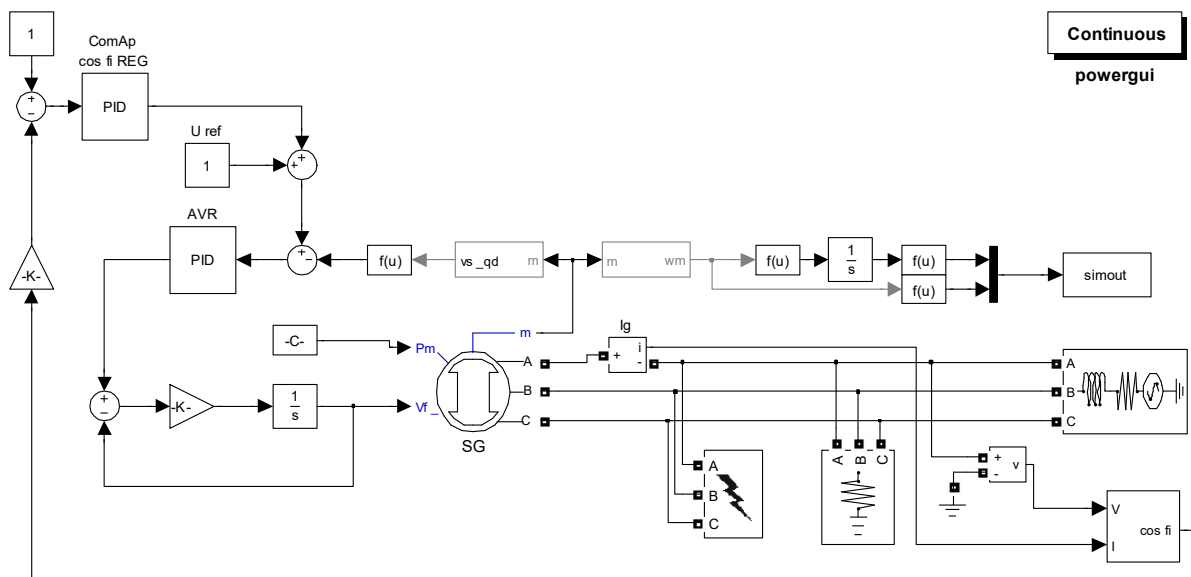
## 1.2. Badania symulacyjne

### 1.2.1. Model matematyczny analizowanego systemu

W badaniach symulacyjnych SEE wykorzystano predefiniowany w programie Matlab-Simulink model matematyczny generatora synchronicznego typu RL (z uwzględnieniem momentu bezwładności silnika spalinowego). Niezbędne parametry modelu matematycznego (tj. rezystancje i reaktancje), zgodnie z wewnętrzną procedurą programu symulacyjnego, były wyznaczane na podstawie parametrów standardowych [4].

Oprócz generatora synchronicznego zamodelowano układ wzbudzenia złożony z: regulatora napięcia, regulatora współczynnika mocy (reprezentującego zaimplementowany w sterowniku głównym algorytm regulacji) oraz wzbudnicy z wirującym prostownikiem (reprezentującym wzbudnicę synchroniczną z wirującym prostownikiem zintegrowaną z generatorem synchronicznym) [5, 9]. Dla obu regulatorów przyjęto model matematyczny cyfrowych regulatorów typu PID z ograniczeniami. Wzbudnicę z prostownikiem wirującym zamodelowano jako element inercyjny pierwszego rzędu.

Opracowany model symulacyjny w programie Matlab-Simulink przedstawiono na rys. 1.2.



Rys. 1.2. Model symulacyjny generatora synchronicznego przyłączonego do SEE

Fig. 1.2. Simulation model of a synchronous generator connected to the power system

Parametry modelu matematycznego generatora synchronicznego przyjęto na podstawie kart katalogowych pozyskanych od jego producenta [3]. Dodatkowo przy wykorzystaniu tej samej dokumentacji przyjęto wartość momentu bezwładności wirnika generatora. W tym kontekście należy zaznaczyć, że parametry modelu matematycznego generatora synchronicznego, w celu zapewnienia większej wiarygodności wyników, powinny być wyznaczone metodami estymacyjnymi, np. na podstawie odpowiednio przeprowadzonych testów w stanach nieustalonych. Zagadnienie estymacji parametrów modelu matematycznego generatora synchronicznego oraz układu wzbudzenia szerzej omówiono w [13, 14].

W obliczeniach uwzględniono ponadto moment bezwładności koła zamachowego silnika spalinowego wraz ze sprzęgłem i moment bezwładności układu korbowego (dane pozyskano z kart katalogowych producentów silników spalinowych [2]). W konsekwencji stałą czasową inercji generatora wraz z napędem wyznaczono zgodnie z poniższą zależnością:

$$H = \frac{1}{2} \frac{J \cdot \omega_m^2}{S_n}, \quad (1.1)$$

gdzie:  $S_n$  – moc znamionowa generatora,  $\omega_m$  – mechaniczna prędkość wirowania generatora, a moment bezwładności jednostki  $J$  określono jako sumę momentu bezwładności generatora i silnika napędowego (przyjętych na podstawie dokumentacji technicznych) [2, 3].

W kontekście analizy stanów nieustalonych występujących w czasie przemijającego zwarcia i po jego ustąpieniu niezwykle istotne znaczenia mają właściwości systemu elektroenergetycznego, do którego kogeneracyjna jednostka wytwórcza jest przyłączona. Biorąc pod uwagę fakt, że analizie podlega jednostka wytwórcza małej mocy (w rozważanym przypadku o mocy nie większej niż 500 kW), można pominąć właściwości dynamiczne SEE i modelować system w postaci źródła o stałym napięciu i częstotliwości, mającego ściśle określoną impedancję zastępczą. Impedancja ta związana jest z mocą zwarciovą, którą określono jako wielokrotność mocy znamionowej przyłączonego do sieci źródła. W związku z tym w badaniach symulacyjnych przyjęto moc zwarciovą systemu elektroenergetycznego w miejscu instalacji jednostki równą dwudziestokrotnej wartości mocy znamionowej generatora analizowanej jednostki, co stanowi wartość mniejszą niż zazwyczaj występuje w Krajowym Systemie Elektroenergetycznym w miejscach instalacji jednostek kogeneracyjnych [10]. Warto dodać, że dla większych wartości mocy zwarciovą SEE

generator synchroniczny cechuje się większym zapasem stabilności w czasie zwarcia [11].

### 1.2.2. Estymacja wybranych parametrów modelowanej jednostki wytwórczej

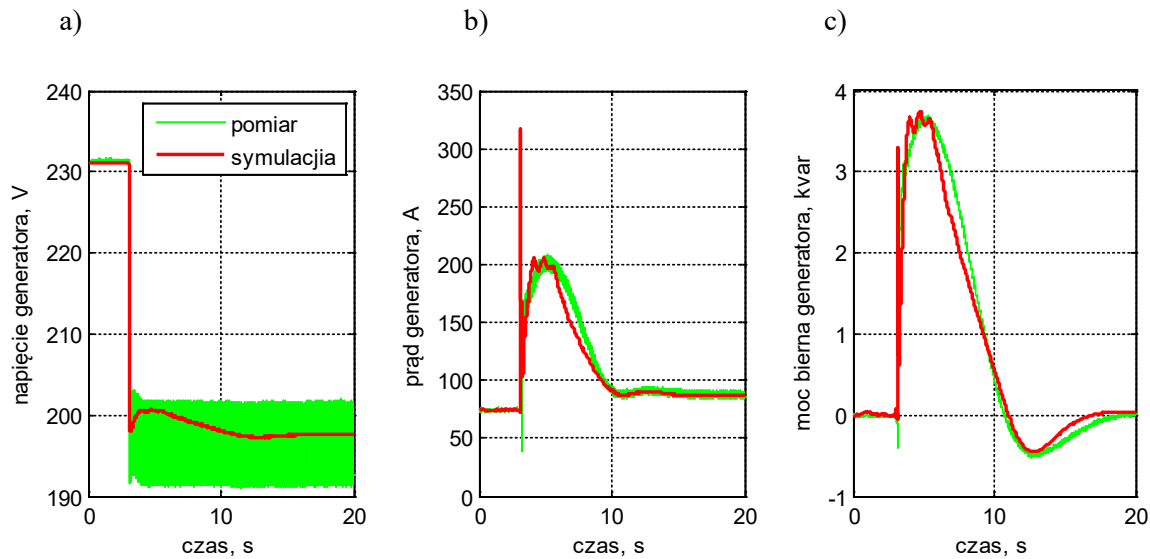
Zazwyczaj, prowadząc badania jednostek małych mocy, trudno jest zdobyć wiarygodne dane co do parametrów układów regulacji. Dostarczane przez producentów dane dotyczące układów regulacji napięcia i sterowników głównych [5, 6] nie zawierają dokładnych informacji o strukturze i parametrach regulatorów zastosowanych w tych urządzeniach. Podobny problem występuje w przypadku modelowania wzbudnicy generatora synchronicznego. Warto nadmienić, że odmienna sytuacja jest dla jednostek większych mocy (np. o mocy znamionowej powyżej 1 MW), w tym stosowanych w jednostkach pływających.

W związku z tym układ regulacji napięcia, regulator współczynnika mocy zaimplementowany w sterowniku głównym i wzbudnica generatora synchronicznego mogą być zamodelowane tylko w sposób przybliżony [13]. W rozważanym przypadku, jak już wspomniano, dla obu regulatorów przyjęto model matematyczny cyfrowych regulatorów typu PID z ograniczeniami. Wzbudnicę z prostownikiem wirującym zamodelowano zaś jako element inercyjny pierwszego rzędu. Parametry modeli matematycznych regulatorów (ich współczynniki wzmocnienia i stałe czasowe) i wzbudnicy wyznaczono w procesie estymacji przeprowadzonej na podstawie przebiegów zarejestrowanych w czasie badań obiektu rzeczywistego podczas skokowej zmiany napięcia sieci, do której badana jednostka była przyłączona.

Parametry wyznaczono, sprowadzając proces estymacji do minimalizacji addytywnej funkcji celu określającej różnicę pomiędzy przebiegami prądu i mocy biernej wyznaczonymi symulacyjnie i przebiegami pomiarowymi [12, 13, 14]. W tym kontekście należy podkreślić, że na potrzeby analizy stanów nieustalonych przyjęto uproszczoną definicję mocy biernej [4]. Estymacji podlegało siedem parametrów. Do minimalizacji funkcji celu wykorzystano algorytm genetyczny [12]. Ograniczenia regulatorów przyjęto, korzystając z informacji zawartych w dokumentacji technicznej regulatora napięcia (AVR) i sterownika głównego [5, 6] oraz na podstawie rzeczywistych nastawień tych regulatorów wyznaczonych przy wykorzystaniu połączeń potencjometrów regulacyjnych AVR i parametrów regulatorów zaimplementowanych w programie sterownika głównego.

Przebiegi symulacyjne dla kogeneracyjnego zespołu wytwórczego o mocy znamionowej równej 60 kW i powiększonym momencie bezwładności (produkcji CH<sub>4</sub>

Moto) uzyskane dla wyznaczonych parametrów i przebiegi pomiarowe przedstawiono na rys. 1.3.



Rys. 1.3. Porównanie przebiegów wartości zaciskowej napięcia (a), prądu (b) oraz mocy biernej generatora (c) w trakcie skokowej zmiany napięcia sieci

Fig. 1.3. Comparison of the waveforms of the terminal voltage (a), current (b) and reactive power of the generator (c) during a step change in network voltage

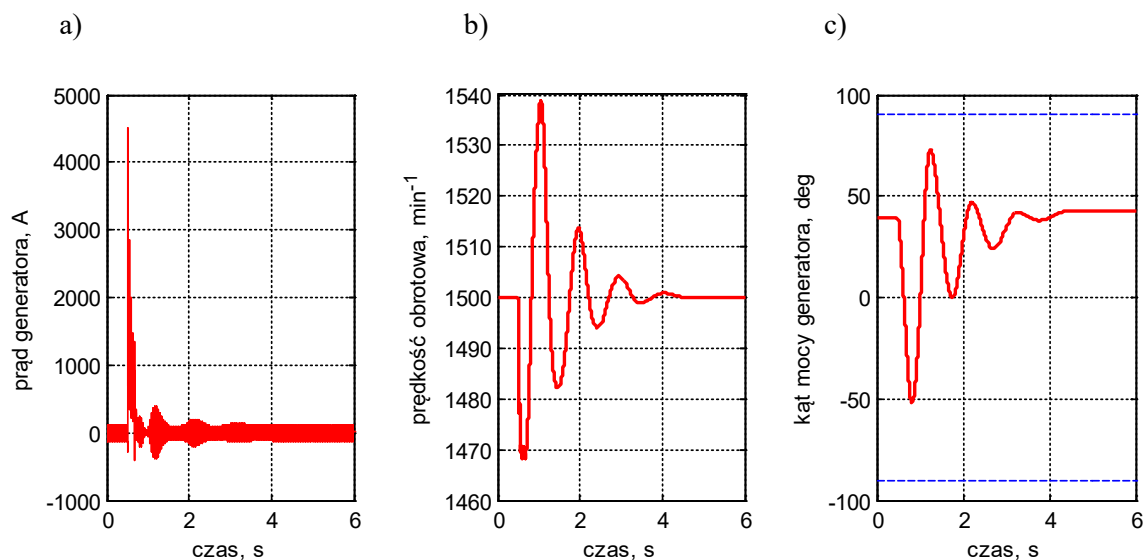
### 1.2.3. Przebiegi w stanach niustalonych wywołanych przemijającym zwarcie

Badania symulacyjne podzielono na trzy etapy. Na etapie pierwszym wyznaczono przebiegi wybranych wielkości generatora synchronicznego o mocy znamionowej równej 60 kW podczas stanu niustalonego wywołanego przemijającym zwarcie na jego zaciskach. Czas trwania zwarcia przyjęto równy 150 ms, a impedancję zwarcia dobrano tak, aby napięcie na zaciskach generatora nie było większe niż określone w [17, 19], tj. nie większe niż 5% napięcia znamionowego sieci. Uzyskane przebiegi przedstawiono na rys. 1.4.

Na drugim etapie wyznaczono krytyczny czas zwarcia, przyjmując za kryterium nieprzekroczenie przez kąt mocy generatora wartości  $\pi/2$ . Dla analizowanego kogeneracyjnego zespołu wytwórczego czas ten wyniósł 765 ms. Przebiegi dla krytycznego czasu zwarcia przedstawiono na rys. 1.5.

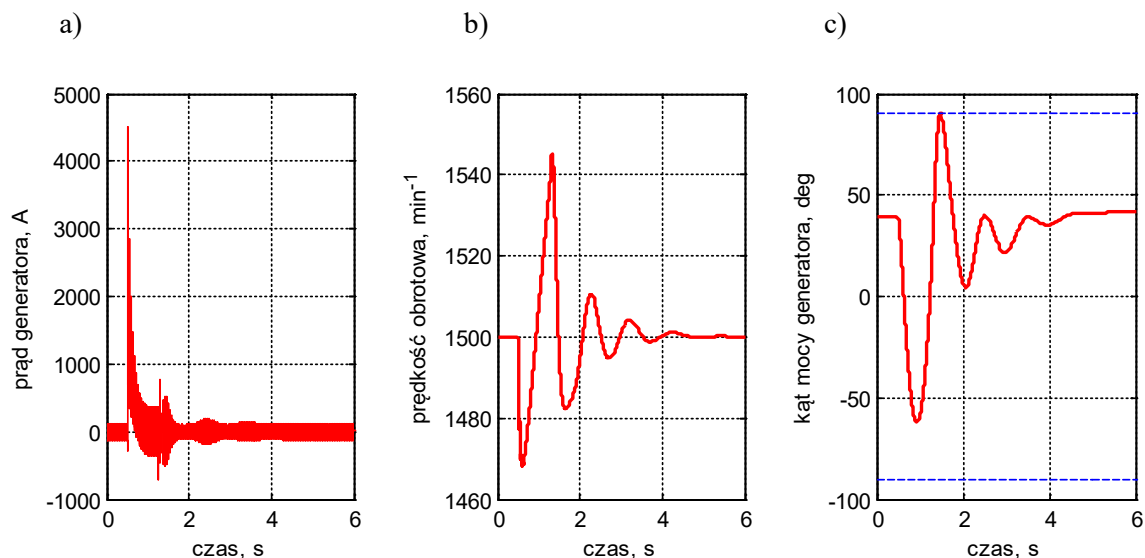
Na ostatnim, trzecim etapie przeprowadzono kilka symulacji dla kogeneracyjnych zespołów wytwórczych innych producentów w czasie przemijającego zwarcia trwającego 150 ms. Przebadano 8 jednostek o mocach znamionowych od 190 do 500 kW. Z uwagi na brak możliwości przeprowadzenia badań laboratoryjnych wszystkie parametry modeli matematycznych wyznaczono jedynie na podstawie danych

katalogowych. Analizowane jednostki nie były wyposażone w dodatkowe koła zamachowe zwiększające ich moment bezwładności. Uzyskane przebiegi wartości chwilowych prądów generatorów, prędkości obrotowych i kątów mocy generatorów poszczególnych jednostek przedstawiono na rys. 1.6 w postaci pasm przebiegów [12]. Pasma te wyznaczone są przez przebiegi graniczne, tj. wartość największą i najmniejszą danej wielkości (prądu, prędkości czy kąta mocy) określoną dla każdej chwili spośród wszystkich uzyskanych wartości dla poszczególnych jednostek.



Rys. 1.4. Przebiegi wartości chwilowej prądu generatora (a), prędkości obrotowej (b) i kąta mocy generatora (c) przy przemijającym zwarciu

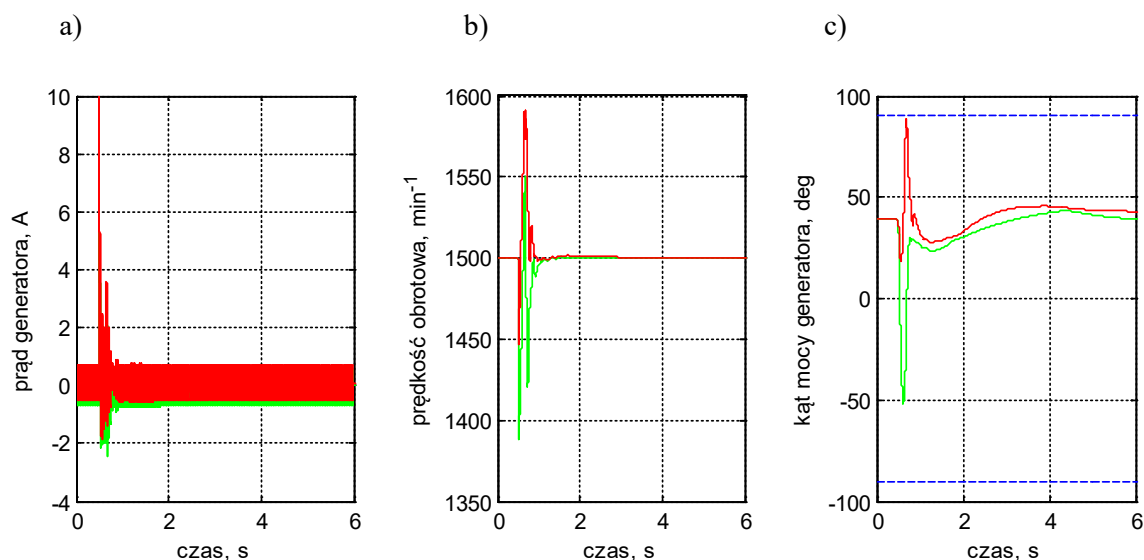
Fig. 1.4. Waveforms of the instantaneous value of the generator current (a), rotational speed (b) and generator power angle (c) during a transient short circuit



Rys. 1.5. Przebiegi wartości chwilowej prądu generatora (a), prędkości obrotowej (b) i kąta mocy generatora (c) przy przemijającym zwarciu o krytycznym jego czasie

Fig. 1.5. Waveforms of the instantaneous value of the generator current (a), rotational speed (b) and generator power angle (c) during a transient short circuit with its critical time





Rys. 1.6. Przebiegi pasm chwilowych względnych wartości prądu generatora (a), prędkości obrotowej (b) i kąta mocy generatora (c) przy przemijającym zwarciu w SEE

Fig. 1.6. Waveforms of instantaneous bands of relative values of generator current (a), rotational speed (b) and generator power angle (c) during a transient short circuit in the power system

Ponadto wyznaczono również krytyczny czas zwarcia dla wszystkich analizowanych kogeneracyjnych zespołów wytwórczych innych producentów. Uzyskano wartości od 168 ms dla jednostki o najmniejszej mocy znamionowej do 252 ms dla jednostki o największej mocy znamionowej. Wyznaczone wartości świadczą o niewielkim zapasie stabilności generatorów niewyposażonych w dodatkowe koła zamachowe, ponieważ wyznaczone wartości czasów krytycznych nie są znacznie większe od czasu utrzymania się w pracy w czasie zwarcia, tj. 150 ms, określonego w NC RfG [19]. W tym kontekście należy podkreślić, że wartości czasów granicznych zależą od wielu czynników, m.in. od wartości mocy zwarciowej w miejscu instalacji jednostki oraz od nastawień układów regulacji (w tym od wartości ograniczenia prądu wzbudzenia) [11].

### 1.3. Podsumowanie

W rezultacie przeprowadzonych analiz można stwierdzić, że badane jednostki w sposób zadowalający spełniają wymagania stawiane synchronicznym modułom wytwarzania energii, określone w NC RfG, w zakresie zdolności do pozostania w pracy podczas zwarcia (FRT – Fault Ride Through) [17, 19]. Należy mieć jednak na uwadze, że moc zwarciowa sieci elektroenergetycznej w miejscu instalacji jednostki kogeneracyjnej ma wpływ na przebiegi nieustalone, a w konsekwencji może wpływać

na spełnienie przez daną jednostkę wymagań w danym miejscu instalacji. Ponadto w celu dokładniejszego sprawdzenia stopnia spełnienia wymagań NC RfG konieczne jest uwzględnienie w badaniach wiarygodnych modeli matematycznych i ich parametrów, tj. w całości określonych na podstawie procedury estymacyjnej [13, 14].

Z uwagi na pominięcie w analizach modeli silnika oraz układu oddawania ciepła przedstawiona metoda badań może być wykorzystana dla innych źródeł energii elektrycznej wyposażonych w generatory synchroniczne. Oczywiście w tym przypadku wymagana jest dokładna analiza oddziaływania poszczególnych elementów układu, tak aby stosowane uproszczenie negatywnie nie wpłynęło na uzyskane wyniki i nie spowodowało błędnego wnioskowania dotyczącego spełnienia lub niespełnienia określonych wymagań.

Przedstawione badania mogą stać się podstawą do określenia, czy dana kogeneracyjna jednostka wytwórcza spełnia wymagania NC RfG. Metoda ta wymaga jednak głębszych analiz i dalszych badań. Dokładniejszego rozważenia, np. z wykorzystaniem technik pomiarowych, w tym indykacji procesu spalania, wymaga również uwzględnienie wzajemnego wpływu stanów nieustalonych występujących w silniku spalinowym i generatorze synchronicznym.

## **Bibliografia**

1. Chmielnik T.: Technologie energetyczne, WNT, Warszawa 2008.
2. Dokumentacja techniczna gazowych silników spalinowych firm: CH4 Moto, MAN.
3. Dokumentacja techniczna generatorów synchronicznych firm: EvoTec, Marelli Generators (dane przekazane przez producentów).
4. Dokumentacja techniczna programu Matlab – Simulink.
5. Dokumentacja techniczna regulatorów napięcia firm: EvoTec, Marelli Generators (dane przekazane przez producentów).
6. Dokumentacja techniczna sterownika jednostki kogeneracyjnej IntelliSys Gas firmy ComAp (strona internetowa producenta <https://www.comap-control.com/products/controllers/paralleling-gen-set-controllers/intelisis/intelisis-gas/>, dostęp 10 marca 2023 r.).
7. Dokumentacja techniczna wyłączników niskiego napięcia firm: Eaton, Schneider Electric (strony internetowe producentów, dostęp 13 lutego 2024 r.).
8. IEEE Std 1110-2002: Guide for Synchronous Generator Modeling Practices and Applications in Power System Stability Analyses.

9. IEEE Std 421.5-2016: Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies.
10. Lubośny Z.: Warunek zwarciaowy  $S_k/S_n \geq 20$  ograniczeniem rozwoju OZE, Automatyka – Elektryka – Zakłócenia, nr 1/2014, s. 86-90.
11. Machowski J., Lubośny Z.: Stabilność systemu elektroenergetycznego, Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa 2018.
12. Nocoń A.: Elektromechaniczne stany nieustalone źródeł rozproszonych pracujących w systemie elektroenergetycznym, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 2019.
13. Paszek S., Berhausen S., Boboń A., Majka Ł., Nocoń A., Pasko M., Pruski P., Kraszewski T.: Pomiarowa estymacja parametrów dynamicznych generatorów synchronicznych i układów wzbudzenia pracujących w krajowym systemie elektroenergetycznym, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 2013.
14. Paszek S., Boboń A., Berhausen S., Majka Ł., Nocoń A., Pruski P.: Synchronous Generators and Excitation Systems Operating in a Power System. Springer International Publishing, 2020.
15. PN-EN 60909-0:2002 Prądy zwarciaowe w sieciach trójfazowych prądu przemiennego – Część 0: Obliczanie prądów.
16. Procedura testowania modułów wytwarzania energii wraz z podziałem obowiązków między właścicielem zakładu wytwarzania energii a operatorem systemu na potrzeby testów, PGE Dystrybucja S.A. (strona internetowa <https://www.pse.pl/documents/20182/609727c3-63c4-48a8-9063-8608b33294c1?safeargs=646f776e6c6f61643d74727565>, dostęp 12 maja 2024 r.).
17. Rozporządzenie Komisji (UE) 2016/631 z dnia 14 kwietnia 2016 r. ustanawiające kodeks sieci dotyczący wymogów w zakresie przyłączenia jednostek wytwórczych do sieci.  
Strona internetowa <https://eur-lex.europa.eu/legal-content/PL/TXT/PDF/?uri=CELEX:32016R0631&from=SK>, dostęp 26 września 2024 r.).
18. Wdrożenie wymogów wynikających z zapisów Rozporządzenia Komisji (UE) 2016/631 z dnia 14 kwietnia 2016 r. ustanawiającego kodeks sieci dotyczący wymogów w zakresie przyłączenia jednostek wytwórczych do sieci, Program ramowy testu zgodności w zakresie zdolności: tryb LFSM-O, Tauron Dystrybucja, (strona internetowa <https://www.pse.pl/-/informacja-osp-na-temat-wdrozenia-wymogow-wynikajacych-z-rozporzadzenia-ue-2016-631>, dostęp 26 września 2023 r.).

19. Wymogi ogólnego stosowania wynikające z Rozporządzenia Komisji (UE) 2016/631 z dnia 14 kwietnia 2016 r. ustanawiającego kodeks sieci dotyczący wymogów w zakresie przyłączenia jednostek wytwórczych do sieci (NC RfG), PSE S.A., Konstancin-Jeziorna, dn. 18.12.2018 (strona internetowa [https://www.pse.pl/documents/20182/31216853/20181218\\_Wymogi\\_ogolnego\\_stosowania\\_OSP\\_i\\_OSD.pdf](https://www.pse.pl/documents/20182/31216853/20181218_Wymogi_ogolnego_stosowania_OSP_i_OSD.pdf), dostęp 26 września 2024 r.).
20. Ziębik A., Szargut J.: Podstawy energetyki ciepłej, Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa 2000.

## **2. ANALIZA WYNIKÓW BADAŃ WYBRANYCH FUNKCJI POMIAROWYCH SYNCHROFAZORA**

W rozdziale zaprezentowano wybrane badania urządzeń PMU służących do pomiaru synchronofazora oraz opisano potencjalne możliwości wykorzystania techniki pomiarów synchronicznych do obserwacji stanu pracy systemu elektroenergetycznego, a także tworzenia automatyki obszarowej. Zaobserwowano dobre właściwości pomiarowe tej techniki do realizacji pomiarów różnicowych [10]. Dzięki pomiarom różnicowym dokonywanym w wyodrębnionym obszarze SEE istnieje możliwość implementacji innowacyjnych rozwiązań/zastosowań trudnych do realizacji klasycznymi, lokalnymi metodami pomiarowymi.

Podstawowe wymagania odnośnie do jednostek pomiarowych PMU zostały określone w normie IEC60255-118:2018 [1], a następnie z powodu trudności w ich realizacji wydano aneks łagodzący [2]. W normie [3] dokładniej określono warunki przeprowadzenia badań oraz wprowadzono możliwość zdefiniowania wyższych klas pomiarowych. Wymaganiem charakterystycznym dla PMU w przytoczonych normach jest maksymalny błąd estymacji parametrów fazora względem fazora wzorcowego zsynchronizowanego z czasem UTC (z ang. Universal Time Coordinated) przez odtworzony sygnał PPS (z ang. Pulse Per Second). Błąd ten jest określany jako Total Vector Error (TVE), a jego wartość nie może przekraczać 1%. Jest to błąd sumaryczny mający wiele składowych.

Najistotniejszą zaletą pomiarów synchronicznych jest estymacja fazora napięcia i prądu, a więc nie tylko ich wartości RMS, lecz także kąta fazora w stosunku do czasu uniwersalnego UTC. Stąd algorytmy wykorzystujące pomiary różnicowe mogą bazować na różnicy zarówno skalarnej, jak i wektorowej. Ponadto, dzięki synchronizacji czasu, urządzenia PMU dokonują stosunkowo precyzyjnej estymacji częstotliwości sygnałów wejściowych.

Badaniom poddano urządzenie RZ50/PMU opracowane przez SPIE-Energotest. Spełnia ono wymagania normy [1] określającej właściwości stacjonarne i dynamiczne dla urządzeń PMU. W celu oceny przydatności pomiarów synchronicznych (w tym różnicowych) do realizacji różnych funkcjonalności w SEE przeprowadzono badania

w tym zakresie. Zbadano dokładność pomiarów oraz spójność danych w czasie dla różnych sygnałów wejściowych, takich jak: stacjonarne – w szerokim zakresie częstotliwości, dla skoku jednostkowego amplitudy, fazy i częstotliwości oraz przy dynamicznie zmieniającej się częstotliwości.

## 2.1. Wymagania stawiane urządzeniom PMU

### 2.1.1. Klasy jednostek PMU oraz częstość raportowania

Urządzenia PMU w zależności od zastosowania mogą być zakwalifikowane do jednej z dwóch klas – klasy P dla zastosowań związanych z funkcjami zabezpieczeń elektroenergetycznych oraz klasy M dla celów pomiarowych. Obie klasy różnią się wymaganiami odnośnie do zakresów pomiarowych, spodziewanej dynamiki pomiarów oraz częstości raportowania i przyjętej częstotliwości znamionowej systemu. W niniejszym rozdziale skupiono się na wymaganiach dla systemu 50 Hz, dla jednostek PMU klasy M, sporadycznie odnosząc się do klasy P, oraz na jednej częstości raportowania wynoszącej 50 pomiarów na sekundę. W tabeli 2.1 podano zalecane częstości raportowania według [1] i [3].

Tabela 2.1

Częstości raportowania w jednostkach PMU [1]

Częstotliwość systemu	50 Hz				60 Hz							
Częstość raportowania (liczba ramek na sekundę)	10	25	50	100	10	12	15	20	30	60	120	

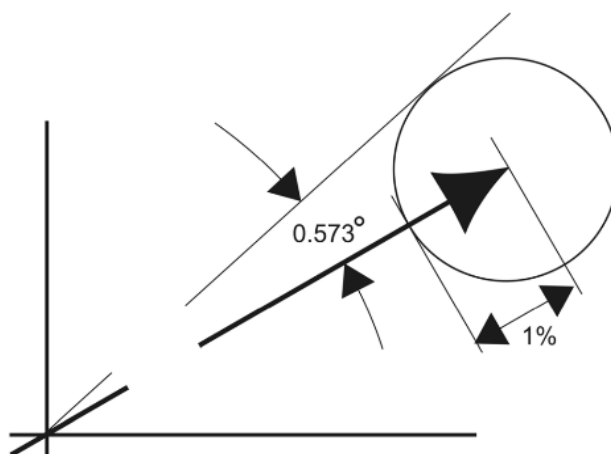
Poszczególne raporty pomiarów powinny być oznaczone stemplem czasu wypadającym w pełnej sekundzie oraz pośrednich wartościach wynikających z przyjętej częstości raportowania równo rozłożonych w każdej sekundzie. Takie podejście pozwala na porównywanie pomiarów o tych samych etykietach czasu pochodzących z różnych miejsc w SEE.

### 2.1.2. Wymagania dla pomiaru fazora w stanie ustalonym

Urządzenia typu PMU dokonują estymacji parametrów fazora, dla którego czasem odniesienia jest czas uniwersalny UTC. W wyniku realizacji algorytmu pomiarowego dla każdego z mierzonych sygnałów wyznaczany jest fazor  $X(t)$  w określonych interwałach czasowych:

$$X(t) = \left[ \frac{X_m(t)}{\sqrt{2}}, \varphi(t) \right]. \quad (2.1)$$

Alternatywnie norma zezwala na raportowanie wartości fazora w postaci składowych rzeczywistej i urojonej, jednak zdaniem autorów ta postać jest bardziej uciążliwa przy analizie wyników pomiarów, stąd w dalszej części zostanie pominięta. Czas  $t$  powinien być zsynchronizowany z czasem UTC zapewniającym odpowiednią dokładność wymaganą w przytoczonej normie. Dla systemu o częstotliwości znamionowej 50 Hz błąd synchronizacji na poziomie 1  $\mu$ s przenosi się na błąd kątowy o wartości 0,018°. Wymaganą dokładność estymacji fazora określa błąd TVE (z ang. Total Vector Error), którego definicję podano na rys. 2.1. Dla stanu ustalonego dopuszczalny błąd TVE nie powinien przekraczać 1%.



Rys. 2.1. Zobrazowanie definicji błędu TVE wg [1]

Fig. 2.1. Illustration of the TVE error definition according to [1]

Wyzwaniem w osiągnięciu tej dokładności wydaje się być synchronizacja pomiarów z czasem UTC, pomiar amplitudy sygnału nie powinien stanowić problemu dla współczesnych urządzeń pomiarowych. Jeśli pominąć błąd pomiaru amplitudy, to maksymalny błąd pomiaru kąta fazowego nie może przekroczyć 0,01 rad, co odpowiada niedokładności synchronizacji czasu ok. 31  $\mu$ s dla systemu 50 Hz. Ponieważ błąd synchronizacji czasu jest tylko jednym z wielu składników błędu wypadkowego, norma [3] zaleca dokładność synchronizacji czasu na poziomie 3  $\mu$ s. W tabeli 2.2 zestawiono podstawowe wymagania dla estymacji synchrofazorów w stanach stacjonarnych sygnału pomiarowego.

Tabela 2.2

Wymagania dla synchronofazora klasy P i M dla stanu ustalonego sygnału i częstości raportowania 50 pomiarów/s

Wielkość wpływająca	Wartość odniesienia	Minimalne zakresy pomiarowe, dla których określony jest błąd TVE			
		Klasa P		Klasa M	
		Zakres	Maks. TVE	Zakres	Maks. TVE
Częstotliwość sygnału	50 Hz	±2,0 Hz	1%	±5,0 Hz	1%
Wartość napięcia	Znamionowa 100%	80% ... 120%	1%	10% ... 120%	1%
Wartość prądu	Znamionowa 100%	10% ... 200%	1%	10% ... 200%	1%
Zawartość harmonicznych	<0,2% THD	1% do 50 harm.	1%	10% do 50 harm.	1%
Składowe spoza pasma pomiarowego „Out-of-band”	<0,2%		Brak wymagań	10% 10 ... 25Hz 75 ... 100Hz	1,3%

### 2.1.3. Wymagania dla pomiaru częstotliwości i jej pochodnej w stanie ustalonym

Częstotliwość i jej pochodna *ROCOF* (z ang. Rate Of Change Of Frequency) zgodnie z [3] powinny być wyznaczone na podstawie zmian wyznaczonego kąta fazowego fazora wirującego  $\theta(t)$  według zależności (2.2), (2.3):

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta(t)}{dt} = f_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{d[\varphi(t)]}{dt}, \quad (2.2)$$

$$ROCOF(t) = \frac{df(t)}{dt} = \frac{1}{2\pi} \frac{d^2\theta(t)}{dt^2} = \frac{1}{2\pi} \frac{d^2\varphi(t)}{dt^2}. \quad (2.3)$$

Błąd wyznaczenia estymaty częstotliwości oznacza się jako FE, natomiast błąd estymaty zmian częstotliwości w czasie jako RFE. Wymagania w tym zakresie zestawiono w tabeli 2.3.

Tabela 2.3

Wymagania dla pomiaru częstotliwości i *ROCOF* dla klasy P i M w stanie ustalonym i częstości raportowania 50 pomiarów/s

Wielkość wpływająca	Wartość odniesienia	Minimalne zakresy pomiarowe, dla których określony jest błąd TVE					
		Klasa P			Klasa M		
		Zakres	Maks. FE	Maks. RFE	Zakres	Maks. FE	Maks. RFE
Częstotliwość sygnału	50 Hz	±2,0 Hz	0,005 Hz	0,4 Hz/s	±5,0 Hz	0,005 Hz	0,1 Hz/s
Zawartość harmonicznych	<0,2% THD	1% do 50 harm.	0,005 Hz	0,4 Hz/s	10% do 50 harm.	0,025 Hz	Brak wymagań
Składowe spoza pasma pomiarowego „Out-of-band”	<0,2%		Brak wymagań		10% 10 ... 25 Hz 75 ... 100Hz	0,01 Hz	Brak wymagań



### 2.1.4. Wymagania dla pomiaru fazona w stanie dynamicznym

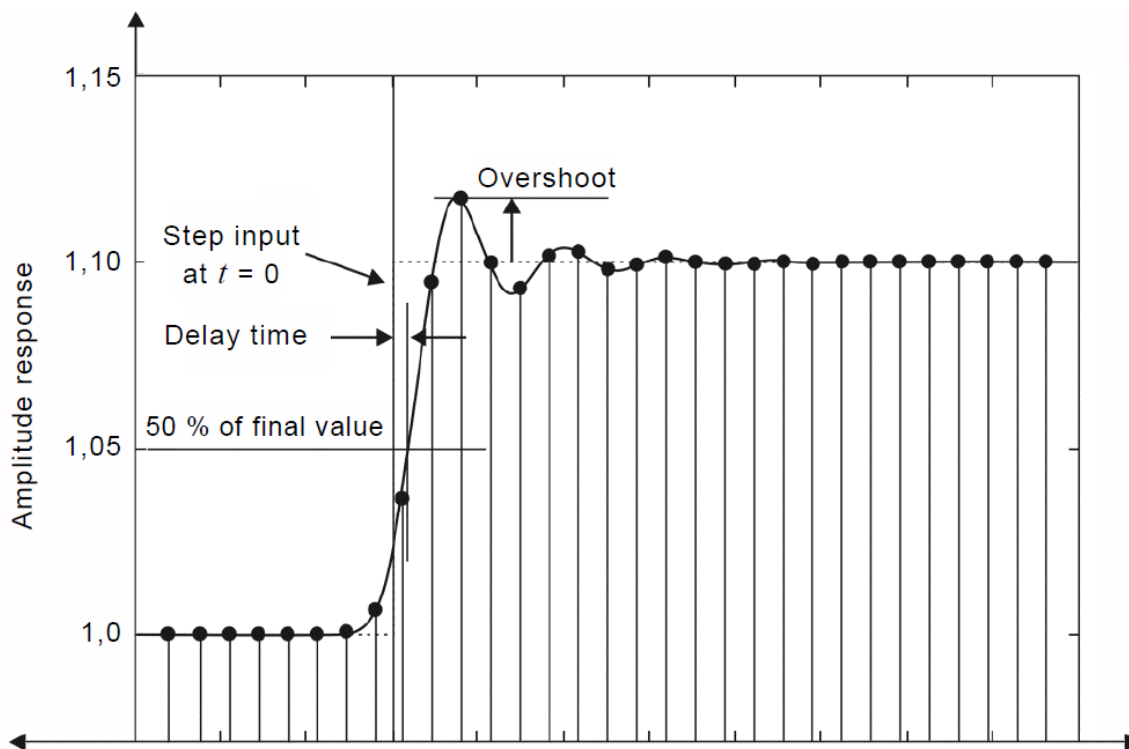
Wymagania zawarte w [1], [3] dla stanów dynamicznych określają maksymalne błędy pomiaru fazona w następujących sytuacjach: modulacji amplitudowej i fazowej sygnału, liniowej zmiany częstotliwości oraz skoku jednostkowego amplitudy, a także kąta fazowego sygnału. W tabeli 2.4 zestawiono wymagania dla stanów dynamicznych sygnału pomiarowego zgodne z normą [3].

Tabela 2.4

Wymagania dla synchrofazona klasy P i M w stanie dynamicznym i częstości raportowania 50 pomiarów/s

Sygnał zadany	Wartość początkowa	Minimalne zakresy pomiarowe, dla których określony jest błąd TVE			
		Klasa P		Klasa M	
		Zakres	Maks. TVE	Zakres	Maks. TVE
10% modulowany amplitudowo	Znamionowa	$\pm 2,0$ Hz	3%	$\pm 5,0$ Hz	3%
0,1 rad modulowany fazowo	Znamionowa	$\pm 2,0$ Hz	3%	$\pm 5,0$ Hz	3%
Liniowa zmiana częstotliwości $\pm 1$ Hz/s	Znamionowa	$\pm 2,0$ Hz	1%	$\pm 5,0$ Hz	1%

Wymagania dla skoku jednostkowego amplitudy i fazy opisane są przez takie parametry jak czas odpowiedzi, czas opóźnienia (ang. delay time) i maksymalne przeregulowanie (ang. overshoot). Czas odpowiedzi jest to czas pomiędzy stanem ustalonym początkowym (ostatni raport, w którym błąd TVE spełnia wymagania normatywne) a momentem osiągnięcia stanu ustalonego końcowego (pierwszy raport z błędem TVE spełniającym wymagania dla nowego stanu ustalonego). Czas opóźnienia jest to różnica czasu pomiędzy teoretycznym momentem zmiany stanu a osiągnięciem przez raportowany sygnał połowy wartości skoku jednostkowego. Z kolei maksymalne przeregulowanie definiuje maksymalną odchyłkę wartości raportowanego sygnału od wartości ustalonej. Na rys. 2.2 przedstawiono wymienione parametry w postaci graficznej, a w tabeli 2.5 podano wymagania dla tych parametrów.



Rys. 2.2. Interpretacja graficzna identyfikacji parametrów fazora dla stanów dynamicznych [1]  
 Fig. 2.2. Graphical interpretation of the identification of phasor parameters for dynamic states [1]

Tabela 2.5

Wymagania dla synchronfazora klasy P i M w stanie dynamicznym dla skoku jednostkowego i częstości raportowania 50 pomiarów/s

Skok jednostkowy	Minimalne zakresy pomiarowe, dla których określony jest błąd TVE					
	Klasa P			Klasa M		
	Czas odpowiedzi	Czas opóźnień	Maksymalne przeregulowanie	Czas odpowiedzi	Czas opóźnień	Maksymalne przeregulowanie
Amplitudy $\pm 10\%$	40 ms	5 ms	5%	140 ms	5 ms	10%
Kąta $\pm 10^\circ$	40 ms	5 ms	5%	140 ms	5 ms	10%

### 2.1.5. Wymagania dla pomiaru częstotliwości i jej pochodnej w stanie dynamicznym

Wymagania dla pomiaru częstotliwości i jej pochodnej są określone dla tych samych warunków odnośnie do sygnałów wejściowych jak w przypadku wymagań dla fazora (podrozdział 2.1.4). W tabeli 2.6 zestawiono wartości maksymalne błędów pomiarowych urządzenia PMU dla przypadków niestacjonarnego sygnału pomiarowego.

Z uwagi na założoną stałą częstotliwość podczas badania skoku amplitudy i kąta dla pomiaru częstotliwości i *ROCOF* nie określono maksymalnego przeregulowania ani czasu opóźnienia, jedynie czas odpowiedzi. Czas ten oznacza przedział możliwego błędnego pomiaru spowodowanego skokiem jednostkowym amplitudy lub kąta. Normatywne wymagania czasowe dotyczące estymacji fazora w stanach dynamicznych wywołanych skokiem jednostkowym sygnału zestawiono w tabeli 2.7.

Tabela 2.6

Wymagania dla pomiaru częstotliwości i *ROCOF* dla klasy P i M w stanie niestacjonarnym i częstości raportowania 50 pomiarów/s

Sygnał zadany	Wartość odniesienia	Minimalne zakresy pomiarowe, dla których określony jest błąd TVE					
		Klasa P			Klasa M		
		Zakres	Maks. FE	Maks. <i>ROCOF</i>	Zakres	Maks. FE	Maks. <i>ROCOF</i>
10% modulowany amplitudowo	Znamionowa	±2,0 Hz	0,06 Hz	2,3 Hz/s	±5,0 Hz	0,3 Hz	14 Hz/s
0,1 rad modulowany fazowo	Znamionowa	±2,0 Hz	0,06 Hz	2,3 Hz/s	±5,0 Hz	0,3 Hz	14 Hz/s
Liniowa zmiana częstotliwości ±1 Hz/s	Znamionowa	±2,0 Hz	0,01 Hz	0,4 Hz/s	±5,0 Hz	0,01 Hz	0,2 Hz/s

Tabela 2.7

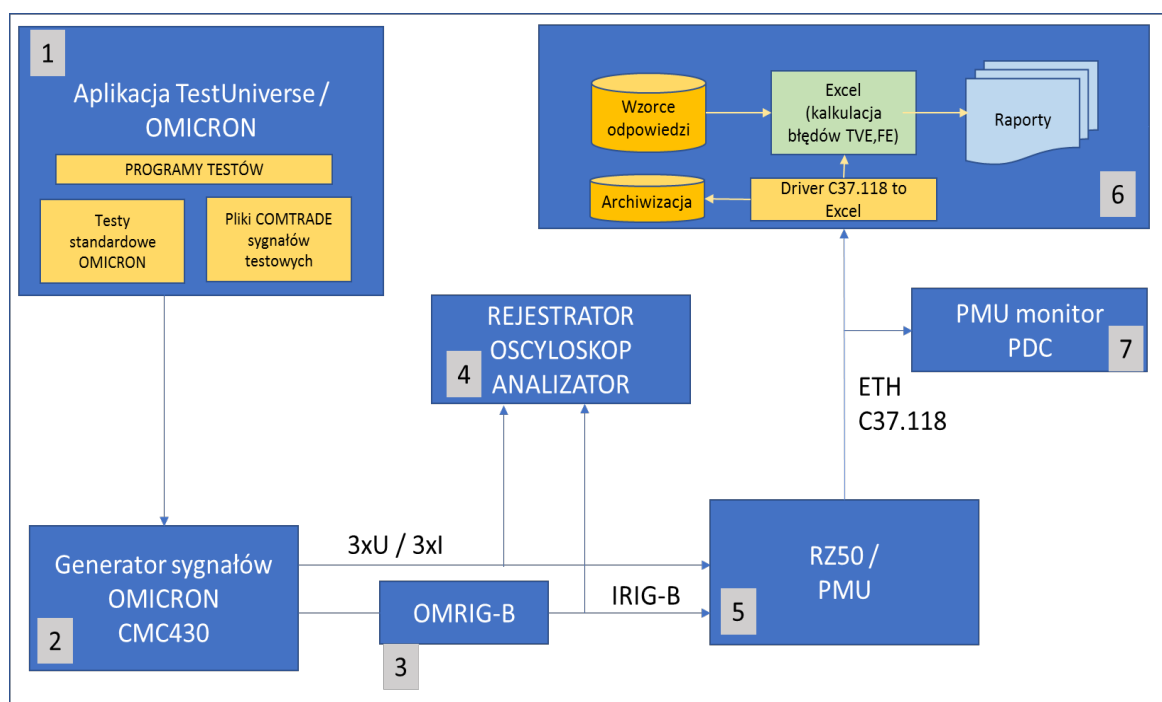
Wymagania dla pomiaru częstotliwości i *ROCOF* dla klasy P i M w stanie dynamicznym dla skoku jednostkowego i częstości raportowania 50 pomiarów/s

Skok jednostkowy	Minimalne czasy odpowiedzi			
	Klasa P		Klasa M	
	Czas odpowiedzi dla częstotliwości	Czas odpowiedzi dla <i>ROCOF</i>	Czas odpowiedzi	Czas opóźnienia
Amplitudy ±10%	90 ms	120 ms	280 ms	280 ms
Kąta ±10°	90 ms	120 ms	280 ms	280 ms

## 2.2. Opis stanowiska badawczego

W celu realizacji zadań zbudowano autorskie stanowisko badawcze, którego strukturę przedstawiono na rys. 2.3. Stanowisko składa się z następujących składników podstawowych:

1. Komputer z oprogramowaniem firmy OMICRON – TestUniverse.
2. Standardowe testy firmy OMICRON reprezentujące testy stacjonarne i  $df/dt$  oraz skoki jednostkowe, dla specyficznych testów przygotowano pliki COMTRADE.
3. Generator sygnałów testowych OMICRON CMC430 z certyfikatem kalibracji.
4. Przystawka OMRIG-B – do generowania sygnału synchronizującego IRIG-B.
5. Aparatura pomiarowa referencyjna.
6. Urządzenie poddane badaniom (RZ50/PMU).
7. Stanowisko analizy danych.
8. Aplikacja referencyjna niezależna – wykorzystano OpenPDC.



Rys. 2.3. Schemat strukturalny i funkcjonalny stanowiska badawczego  
 Fig. 2.3. Structural and functional diagram of the test stand

Generator sygnałów (2) wraz z oprogramowaniem (1) spełniają kryteria dokładności wymagane podczas przeprowadzania badań urządzenia PMU. Generator wytwarza testowane sygnały w postaci napięć i prądów trójfazowych. Konwerter (3) dostarcza sygnał synchronizacji czasu według standardu IRIG-B do badanego urządzenia PMU (5). Aparatura referencyjna (4) pozwala walidować sygnały wytwarzane przez generator. Urządzenie PMU raportuje pomiary poprzez sieć Ethernet do aplikacji służących analizie danych (6) oraz do aplikacji referencyjnej niezależnego dostawcy, jaką jest aplikacja „OpenPDC” (7).

Aplikacja testowa (6) odbiera dane z badanego urządzenia (5) przez „Driver C37.118”, które następnie są archiwizowane i przekazywane do aplikacji służącej do

wyznaczania błędów. Aplikacja na bieżąco porównuje dane z wzorcami oczekiwanych odpowiedzi dla poszczególnych testów oraz wyznacza błędy TVE, FE, RFE, a także inne parametry. Na tej podstawie generowane są raporty dla poszczególnych testów. Kluczowym elementem stanowiska jest generator sygnałów firmy OMICRON CMC430 z wyposażeniem, który spełnia wymagania normatywne zawarte w [10] (podrozdział 6.2) oraz [3]. Wybrane dane generatora CMC430 według [5] przedstawiają się następująco:

- dokładność generacji fazy sygnału stacjonarnego kanału napięciowego lub fazora (UTC) o częstotliwości 50 Hz:  $0,0005^\circ$ ,
- dokładność generacji amplitudy sygnału prądowego w zakresie do 1,25 A lub 12,5 A nie mniejsza niż  $\pm 0,02\%$  wartości nastawionej plus  $\pm 0,005\%$  zakresu pomiarowego,
- rozdzielczość częstotliwościowa generowanego sygnału mniejsza od 5  $\mu\text{Hz}$ ,
- całkowita zawartość harmoniczných w generowanym sygnale nie przekracza 0,25% dla zakresu pomiarowego 1,25 A oraz 0,1% dla zakresu 12,5 A.

### 2.3. Program badań

Celem badań była weryfikacja zgodności właściwości metrologicznych urządzenia PMU z wymaganiami normatywnymi. Normy dotyczące synchronofazorów [1], [2], [3] różnią się w niewielkim stopniu zakresem badań i kryteriami akceptacji. Badania mają wykazać, które wymagania spełnia urządzenie PMU poddane testom. Na tej podstawie zostanie dokonana ocena zgodności z poszczególnymi normami lub ich częściami.

Program badań [8] został przygotowany zgodnie z wytycznymi podanymi w normie [3]. Badania przeprowadzono dla następujących częstości raportowania urządzenia PMU:

- częstość raportowania  $F_s$  [ramek/s]: 10 – klasa M,
- częstość raportowania  $F_s$  [ramek/s]: 25 – klasa M, P,
- częstość raportowania  $F_s$  [ramek/s]: 50 – klasa M, P.

Dla każdej częstości raportowania zostały przeprowadzone badania zestawione w tabeli 2.8. Zastosowano dwie metody generacji sygnałów testowych. Jeśli oprogramowanie dedykowane dla testera CMC430 pozwalało na wykonanie testu bezpośrednio, to użyto tego testu, oznaczając metodę jako „Test OMICRON”, natomiast w przypadku braku takiej możliwości opracowano pliki z sygnałami testowymi zgodnie z zaleceniami normy [3], zapisanymi w formacie COMTRADE. Tester CMC430

umożliwia synchroniczne odtworzenie sygnałów testowych, co dla wybranych testów zawartych w tabeli 2.8 oznaczono jako metodę „COMTRADE”.

Tabela 2.8

Zestawienie testów określonych w normach, zrealizowanych w ramach badań urządzenia PMU

Nr testu	Nazwa testu	Sposób generacji sygnałów	Opis głównych cech testu
1	Basic functionality test	Test OMICRON	1 min lub 5 min rejestracji
2	Frequency variation compliance	Test OMICRON	(45 ... 55) Hz, skok 0,5 Hz / (10 s...3,6 min)
3a	Magnitude compliance voltage	Test OMICRON	10% ... 120%, skok 5% / (10 s ... 4 min)
3b	Magnitude compliance current	Test OMICRON	Każdy stan 10s (czas 5 min) 1%, 2%, 5%, 10% ... 200%, skok 10% 250%, 500%, 1000%
4	Phase angle compliance	Test OMICRON	-150° ... +180°, skok 15° / 4 min
5	Harmonic distortion	Test OMICRON COMTRADE	(2 ... 50) h, czas 6 s / 5 min
6	Out-of-band interfering	COMTRADE	5 min
7	Dynamic compliance – measurement bandwidth	COMTRADE	5 min
8	Dynamic compliance – ramp of frequency	Test OMICRON	1 min +1 Hz/s –1 Hz/s (dodatkowo informacyjnie inne wartości $df/dt$ )
9	Dynamic compliance – step in magnitude or phase	Test OMICRON	Wiele nałożonych testów w jednym 5min przebiegu
10	PMU reporting latency	Test OMICRON	Analiza ramek programem wireshark komputerem z PTP

Testowane urządzenie RZ50/PMU [7] wykonane zgodnie z normą [4] zostało poddane badaniom laboratoryjnym przy parametrach ujętych w tabeli 2.9.

Tabela 2.9

Nastawienie badanego urządzenia PMU

Nazwa nastawy	Zakres nastawy	Ustawienie do badań
Zakres pomiarowy wejścia napięciowego	50 V, 100 V, 200 V, 400 V	100 V
Zakres pomiarowy wejścia prądowego	50 A, 100 A, 200 A, 400 A	50 A
Rodzaj sygnału	AC, DC	AC
Mnożnik (przekładnia)	0,001 ... 1000000000	1,000
Korekta amplitudy	(0,9000 ... 1,1000) p.u.	1,0000 p.u.
Korekta fazy	0,00° ... 359,99°	0,00°
Częstotliwość znamionowa	50 Hz	50 Hz
Częstość raportowania	1, 2, 5, 10, 25, 50 ramek/s	kolejno: 50, 25, 10, 5, 2, 1
Klasa PMU	M, P	M, P
Raportowane fazory	8 wybranych z: $V_a, V_b, V_c, I_a, I_b, I_c, V_e, I_e$ $V_0, I_0, V_1, I_1, V_2, I_2$	$V_a, V_b, V_c, I_a, I_b, I_c$

## 2.4. Zestawienie zbiorcze wyników badań

Dysponując opisanym stanowiskiem badawczym, wykonano testy urządzenia PMU, analizując treści zawarte w wysyłanych ramkach z danymi pomiarowymi, korzystając z autorskiego oprogramowania napisanego w języku Python. Pełne badania przeprowadzono dla jednostki PMU klasy P i M dla częstości raportowania 50 ramek/s. Dla pozostałych niższych częstości raportowania badania przeprowadzono wybiórczo. Oprogramowanie służyło do wyznaczenia parametrów zestawionych w tabeli 2.10, pozwalających na ocenę metrologiczną uzyskiwanych rezultatów pomiarów.

Tabela 2.10

Wyznaczane parametry estymat fazora, jego częstotliwości  
i pochodnej częstotliwości

Grupa parametrów	Parametr	Opis
Wyznaczane błędy pomiarowe	TVE V	błąd TVE napięć fazowych (wartość maksymalna z 3 faz)
	TVE I	błąd TVE prądów fazowych (wartość maksymalna z 3 faz)
	FE	błąd częstotliwości
	RFE	błąd pochodnej częstotliwości
	AE V	błąd amplitudy napięć (wartość maksymalna z 3 faz)
	AE I	błąd amplitudy prądów (wartość maksymalna z 3 faz)
	PhE V	błąd fazy napięć (wartość maksymalna z 3 faz)
	PhE I	błąd fazy prądów (wartość maksymalna z 3 faz)
Czasy dla testu $df/dt$	FTe	czas ustalania pomiaru częstotliwości
	RTe	czas ustalania pomiaru pochodnej częstotliwości
Wyznaczane parametry dla testu skoku jednostkowego	$T_r$	czas odpowiedzi na skok jednostkowy, czas przejścia pomiędzy stanami nieustalonymi po skoku jednostkowym
	$T_d$	czas opóźnienia, różnica czasu pomiędzy osiągnięciem połowy wartości skoku jednostkowego faktycznego i wzorcowego
	Ovr	wartość błędu w [%], jeśli po skoku jednostkowym wartość mierzona przekroczy nową wartość ustaloną
	FTr	czas odpowiedzi pomiaru częstotliwości
	RTr	czas odpowiedzi pomiaru pochodnej częstotliwości
Opóźnienie raportowania	Ltnc	czas opóźnienia pomiędzy znacznikiem czasowym w ramce a rzeczywistym czasem określającym moment rozpoczęcia jej wysyłania w interfejsie komunikacyjnym

Wszystkie uzyskane rezultaty badań, tj. fazory wielkości mierzonych, ich parametry, częstotliwość oraz jej pochodną, dla urządzenia PMU pracującego w trybie M przy przyjętej częstości raportowania równej 50 ramek na sekundę zestawiono w tabeli 2.11. Dodatkowo uzyskane wyniki skonfrontowano z wymaganiami zawartymi w normach.

Tabela 2.11

## Zbiornicze wyniki analiz urządzenia PMU dla klasy M [9]

Badania/wymagania	Wyznaczone wartości błędów							
	TVE V	TVE I	FE	RFE	AE V	PhE V	AE I	PhE I
Wyznaczane błędy	%	%	mHz	Hz/s	%	°	%	°
Stan ustalony / wymagania	1	1	5	0,01				
Warunki znamionowe	0,034	0,092	0,13	<0,001	0,01	0,02	0,03	0,05
Powolna zmiana kąta (50,1 Hz)	0,034	0,092	0,13	<0,001	0,02	0,02	0,03	0,06
Częstotliwość 45 Hz	0,187	0,135	0,10	<0,001	0,02	0,12	0,03	0,08
Częstotliwość 55 Hz	0,199	0,239	0,01	<0,001	0,01	0,12	0,05	0,14
Napięcie 10% $V_n$	0,007	0,087	1,08	<0,008				
Napięcie 120% $V_n$	0,044	0,076	0,13	<0,001				
Prąd 10% $I_n$	0,038	0,022	0,14	<0,001				
Prąd 200% $I_n$	0,039	0,156	0,17	<0,001				
Temperatura 0°C	0,101	0,081	0,14	<0,001	0,05	0,05	0,03	0,05
Temperatura 55°C	0,115	0,050	0,14	<0,001	0,07	0,06	0,04	0,02
Harmoniczne 10% – wymagania	1	1	2,5	Brak				
Harmoniczne 2...50.	<0,05	<0,1	<1	<0,01				
Out-Of-Band – wymagania	1,3	1,3	10	-				
W paśmie 10 – 25 Hz	<0,12	<0,15	4,9	5,1				
W paśmie 75 – 100 Hz	<0,12	<0,15	5,0	5,2				
Właściwości dynamiczne – modulacja amplitudy i fazy								
Wymagania	3	3	300	14				
Modulacja amplitudy 0,1 Hz	<0,1	<0,1	<1	<0,01	0,01	0,02	0,02	0,04
Modulacja fazy 0,1 Hz	<0,1	<0,15	<1	<0,01	0,01	0,05	0,01	0,02
Modulacja amplitudy 5 Hz	<1,3	<1,3	<1	<0,01	1,2	0,03	1,2	0,04
Modulacja fazy 5 Hz	<1,2	<1,2	<100	<3	0,02	0,60	0,03	0,60
Właściwości dynamiczne – liniowa zmiana częstotliwości								
Wyznaczane błędy	TVE V	TVE I	FE	RFE	FTE	RTe		
	%	%	mHz	Hz/s	s	s		
Liniowa zmiana $f$ – wymagania	1	1	10	0,020	0,14	0,14		
$df/dt = 1$ Hz/s (50 ... 55) Hz	<0,2	<0,2	<1	0,01	n.w.	0,04		
$df/dt = -1$ Hz/s (50 ... 45) Hz	<0,2	<0,2	<1	0,01	n.w.	0,04		
Właściwości dynamiczne – skokowa zmiana amplitudy/kąta								
Wyznaczane błędy	Tr	Td	Ovr	FTr	RTr			
	s	s	%	s	s			
wymagania	0,140	0,005	10	0,28	0,28			
Amplituda napięcia +10%	0,044	0,0015	n.w.	n.w.	n.w.			
Amplituda napięcia -10%	0,044	0,0015	n.w.	n.w.	n.w.			
Amplituda prądu +10%	0,044	0,0015	n.w.	n.w.	n.w.			
Amplituda prądu -10%	0,044	0,0015	n.w.	n.w.	n.w.			
Faza napięcia +10°	0,060	0,0020	n.w.	<0,14	<0,14			
Faza napięcia -10°	0,060	0,0020	n.w.	<0,14	<0,14			
Faza prądu +10°	0,060	0,0020	n.w.	n.w.	n.w.			
Faza prądu -10°	0,060	0,0020	n.w.	n.w.	n.w.			
Opóźnienie raportowania – wymagania	Ltnc							
	0,14 s							
Wyznaczone opóźnienie	<0,11 s							

n.w. – błąd/właściwość nie występuje. Objaśnienie symboli w tabeli 2.10.

Analogiczne badania i analizy przeprowadzono dla jednostki PMU pracującej w trybie P. Wyniki zbiorcze uzyskanych rezultatów wraz z odniesieniem do wymagań normatywnych zestawiono w tabeli 2.12.



Zbiorcze rezultaty badań dla jednostki PMU klasy P [9]

Badania/wymagania	Wyznaczone wartości błędów							
	TVE V	TVE I	FE	RFE	AE V	PhE V	AE I	PhE I
Wyznaczane błędy	%	%	mHz	Hz/s	%	°	%	°
Stan ustalony / wymagania	1	1	5	0,01				
Warunki znamionowe	0,020	0,030	0,33	0,0092				
Powolna zmiana kąta (50,1 Hz)	0,032	0,081	0,34	0,0060	0,015	0,02	0,03	0,04
Częstotliwość 45 Hz	0,676	0,636	0,35	0,0044	0,015	0,40	0,03	0,40
Częstotliwość 55 Hz	0,550	0,590	0,32	0,0032	0,025	0,31	0,05	0,35
Częstotliwość 48 Hz	0,142	0,124	0,44	0,0019	0,030	0,10	0,04	0,08
Częstotliwość 52 Hz	0,136	0,181	0,36	0,0023	0,012	0,08	0,03	0,11
Napięcie 80% $V_n$	0,015	0,012	0,39	0,0084				
Napięcie 120% $V_n$	0,047	0,034	0,46	0,0058				
Prąd 10% $I_n$	0,032	0,019	0,36	0,0041				
Prąd 200% $I_n$	0,021	0,089	0,39	0,0032				
Prąd 1250% $I_n$	0,017	0,535	0,29	0,0012				
Harmoniczne 1% – wymagania	1	1	5	0,01				
Wymagania [3]				0,4				
Harmoniczne 2...50.	0,075	0,079	0,89	<0,01				
Właściwości dynamiczne – modulacja amplitudy i fazy								
Wymagania	3	3	60	3				
Modulacja amplitudy 0,1 Hz	0,041	0,089	0,54	0,03				
Modulacja fazy 0,1 Hz	0,026	0,085	<1	<1				
Modulacja amplitudy 5 Hz	<0,4	<0,4	0,52	0,02				
Modulacja fazy 5 Hz	<0,3	<0,3	<20	<3				
Właściwości dynamiczne – liniowa zmiana częstotliwości								
Wyznaczane błędy	TVE V	TVE I	FE	RFE	F <sub>Te</sub>	R <sub>Te</sub>		
	%	%	mHz	Hz/s	s	s		
Wymagania	1	1	10	0,14	0,04	0,04		
$df/dt = 1$ Hz/s (50 ... 52) Hz	<0,015	<0,015	<1	<0,1	n.w.	0,02		
$df/dt = 1$ Hz/s (50 ... 55) Hz	<0,50	<0,50	<1	<0,1	n.w.	0,02		
$df/dt = -1$ Hz/s (48 ... 50) Hz	<0,20	<0,20	<1	<0,1	n.w.	0,02		
$df/dt = -1$ Hz/s (45 ... 50) Hz	<0,60	<0,60	<1	<0,1	n.w.	0,02		
Właściwości dynamiczne – skokowa zmiana amplitudy/kąta								
Wyznaczane błędy	Tr	Td	Ovr	FTr	RTr			
	s	s	%	s	s			
wymagania	0,040	0,005	5	0,07	0,08			
Amplituda napięcia +10%	<0,36	<0,004	n.w.	n.w.	n.w.			
Amplituda napięcia -10%	<0,36	<0,004	n.w.	n.w.	n.w.			
Amplituda prądu +10%	<0,36	<0,004	n.w.	n.w.	n.w.			
Amplituda prądu -10%	<0,36	<0,004	n.w.	n.w.	n.w.			
Faza napięcia +10°	<0,38	<0,004	n.w.	<0,04	<0,06			
Faza napięcia -10°	<0,38	<0,004	n.w.	<0,04	<0,06			
Faza prądu +10°	<0,38	<0,004	n.w.	<0,04	<0,06			
Faza prądu -10°	<0,38	<0,004	n.w.	<0,04	<0,06			
Opóźnienie raportowania – wymagania	L <sub>tn</sub> 40 ms							
Wyznaczone opóźnienie	<45 ms							

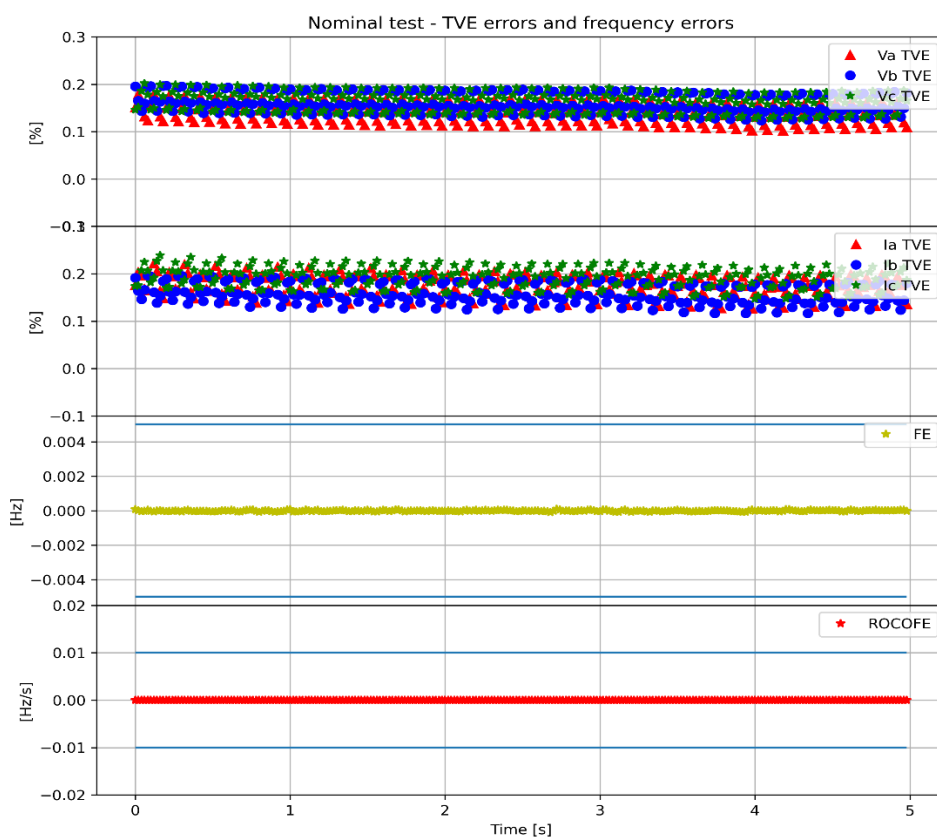
n.w. – błąd/właściwość nie występuje. Objasnienie symboli w tabeli 2.10.

## 2.5. Wybrane wyniki badań urządzenia PMU

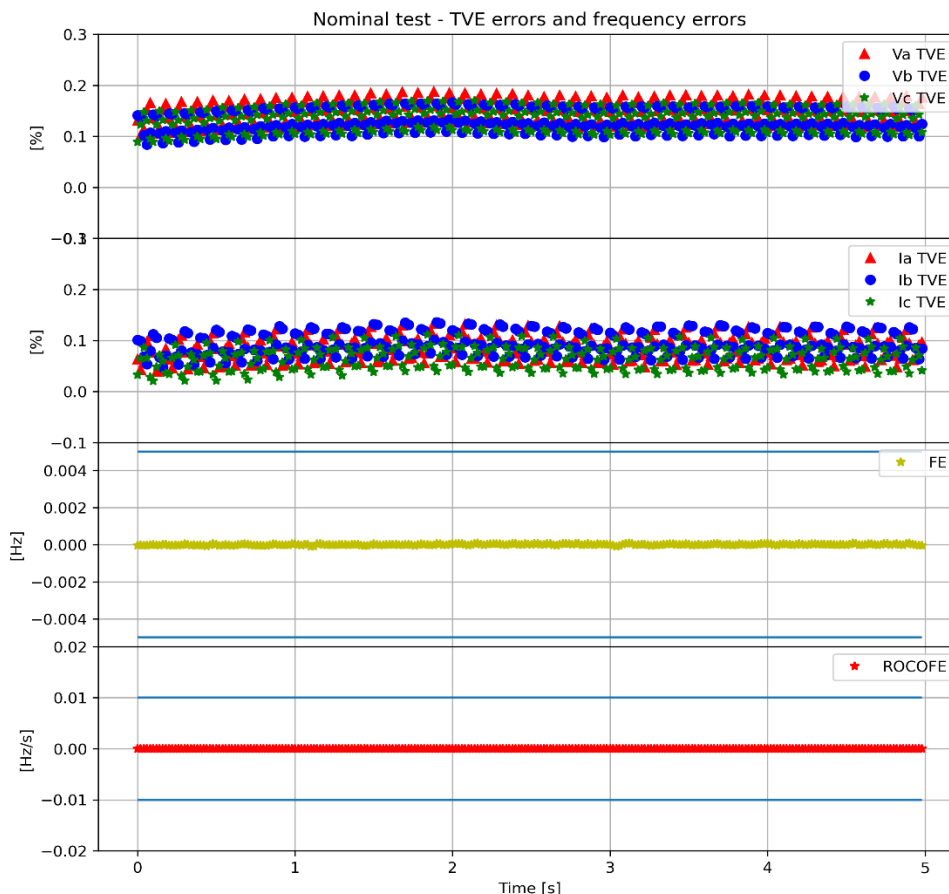
### 2.5.1. Sygnał pomiarowy stacjonarny o różnej zadanej częstotliwości

Spośród badań dla stanu ustalonego sygnału pomiarowego jednym z ciekawszych jest test polegający na zadawaniu sygnału stacjonarnego o różnych wartościach częstotliwości. Dla klasy M są to częstotliwości z przedziału  $<45 \div 55>$  Hz. Wyzwaniem dla algorytmu pomiarowego jest określenie położenia fazora (szczególnie jego kąta fazowego), który dla skrajnej częstotliwości, tj. 45 Hz lub 55 Hz, wiruje na płaszczyźnie zespolonej z szybkością 5 obrotów/s. Jego położenie powinno być określone z dokładnością około  $0,5^\circ$  w momencie raportowania, a rotacja wynosi  $1,8^\circ/\text{ms}$ . Amplituda fazora powinna zostać również odpowiednio skompensowana, stosownie do wzmocnień filtrów ortogonalnych, zgodnie z ich charakterystykami częstotliwościowymi (widmami amplitudowymi).

Na rys. 2.4 oraz rys. 2.5 przedstawiono wyniki testu polegającego na zadaniu pięciosekundowych sygnałów 3-fazowych o wartościach znamionowych amplitudy napięć i prądów i częstotliwościach odpowiednio 55 Hz i 45 Hz.



Rys. 2.4. Wyznaczone wartości błędów TVE, FE, RFE sygnału stacjonarnego dla częstotliwości 55 Hz  
 Fig. 2.4. The determined values of TVE, FE, RFE errors of the stationary signal for the frequency of 55 Hz

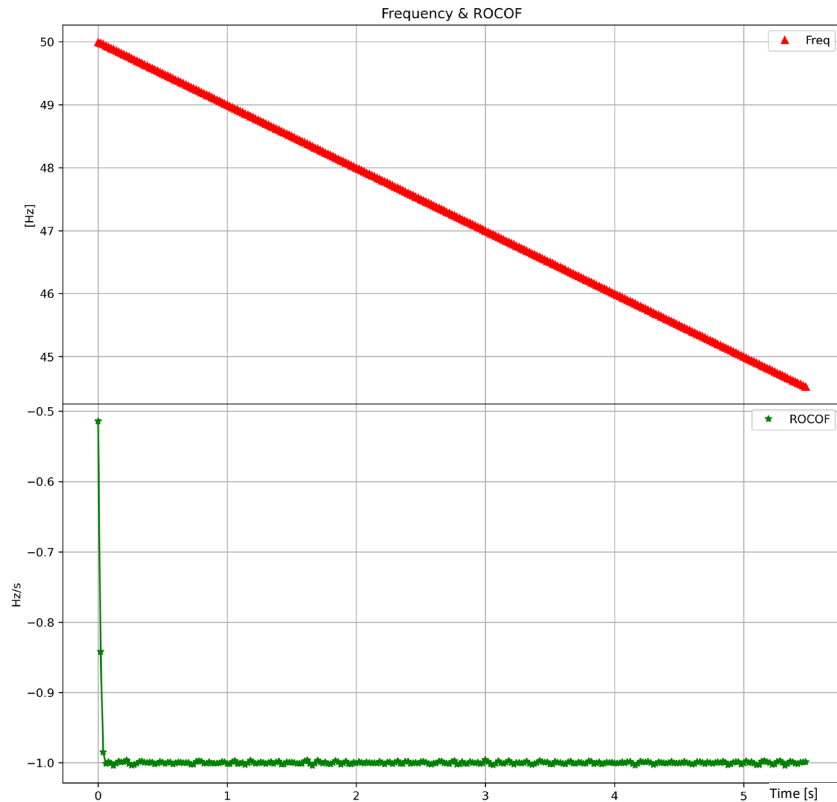


Rys. 2.5. Wyznaczone wartości błędów TVE, FE, RFE sygnału stacjonarnego dla częstotliwości 45 Hz  
 Fig. 2.5. The determined values of TVE, FE, RFE errors of the stationary signal for the frequency of 45 Hz

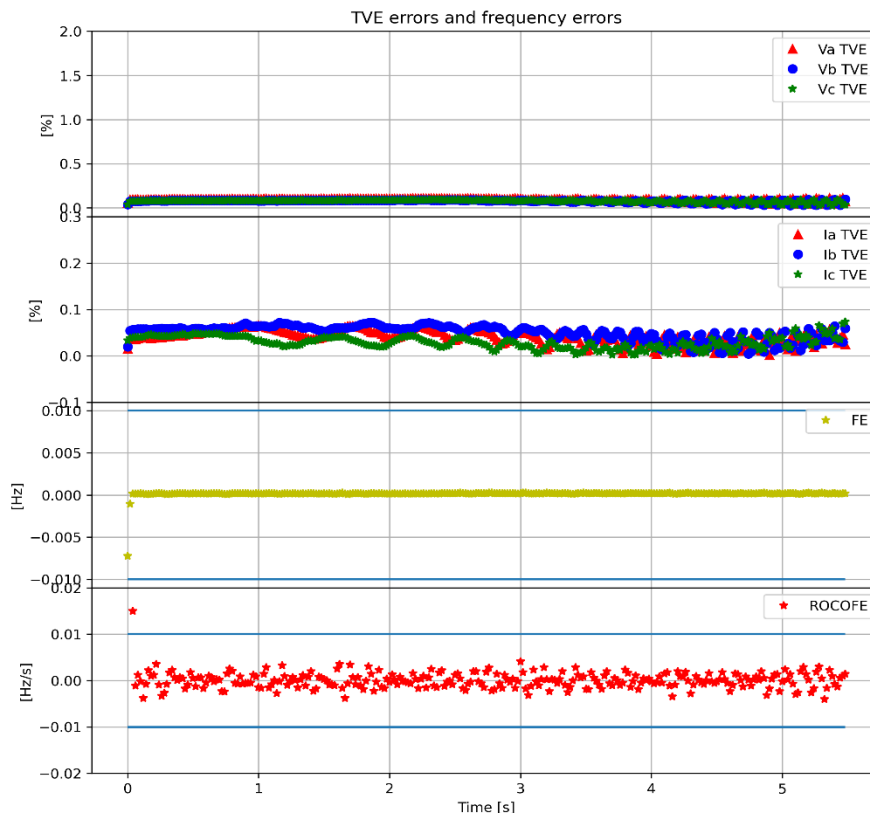
Rysunki przedstawiają obliczone wartości błędów TVE dla poszczególnych fazorów oraz błędy FE i ROCOFE. Potwierdzają one poprawność działania algorytmów zaimplementowanych w urządzeniu PMU. Maksymalny błąd TVE nie przekracza 0,25%, a błąd pomiaru częstotliwości i *ROCOF* odpowiednio jest mniejszy niż 1 mHz i 1 mHz/s. Na uwagę zasługuje duża stabilność w czasie wyniku obliczeń częstotliwości (błąd FE) oraz szybkości jej zmian (błąd ROCOFE).

### 2.5.2. Sygnał testowy o dynamicznie (liniowo) zmieniającej się częstotliwości

Kolejnym z ciekawych scenariuszy jest badanie odpowiedzi urządzenia PMU na sygnały pomiarowe charakteryzujące się dynamiczną zmianą częstotliwości. Na rys. 2.6 przedstawiono przebieg liniowej zmiany częstotliwości (z dynamiką  $-1$  Hz/s) sygnału testowego od wartości 50 Hz do wartości 45 Hz oraz wyznaczonej szybkości jej zmiany. Z kolei rys. 2.7 ilustruje obliczone błędy estymacji parametrów fazorów napięć i prądów, częstotliwości oraz szybkości jej zmian.



Rys. 2.6. Przebieg częstotliwości sygnału testowego i szybkości jej zmian  
 Fig. 2.6. The waveform of the test signal frequency and its rate of change



Rys. 2.7. Wyznaczone wartości błędów TVE, FE, RFE sygnału o dynamicznie zmieniającej się częstotliwością  
 Fig. 2.7. The determined values of TVE, FE, RFE errors of the signal with dynamically changing frequency

Uzyskana dynamika zmian sygnału pomiarowego jest charakterystyczna dla warunków pracy SEE, w której występuje silny deficyt mocy czynnej.

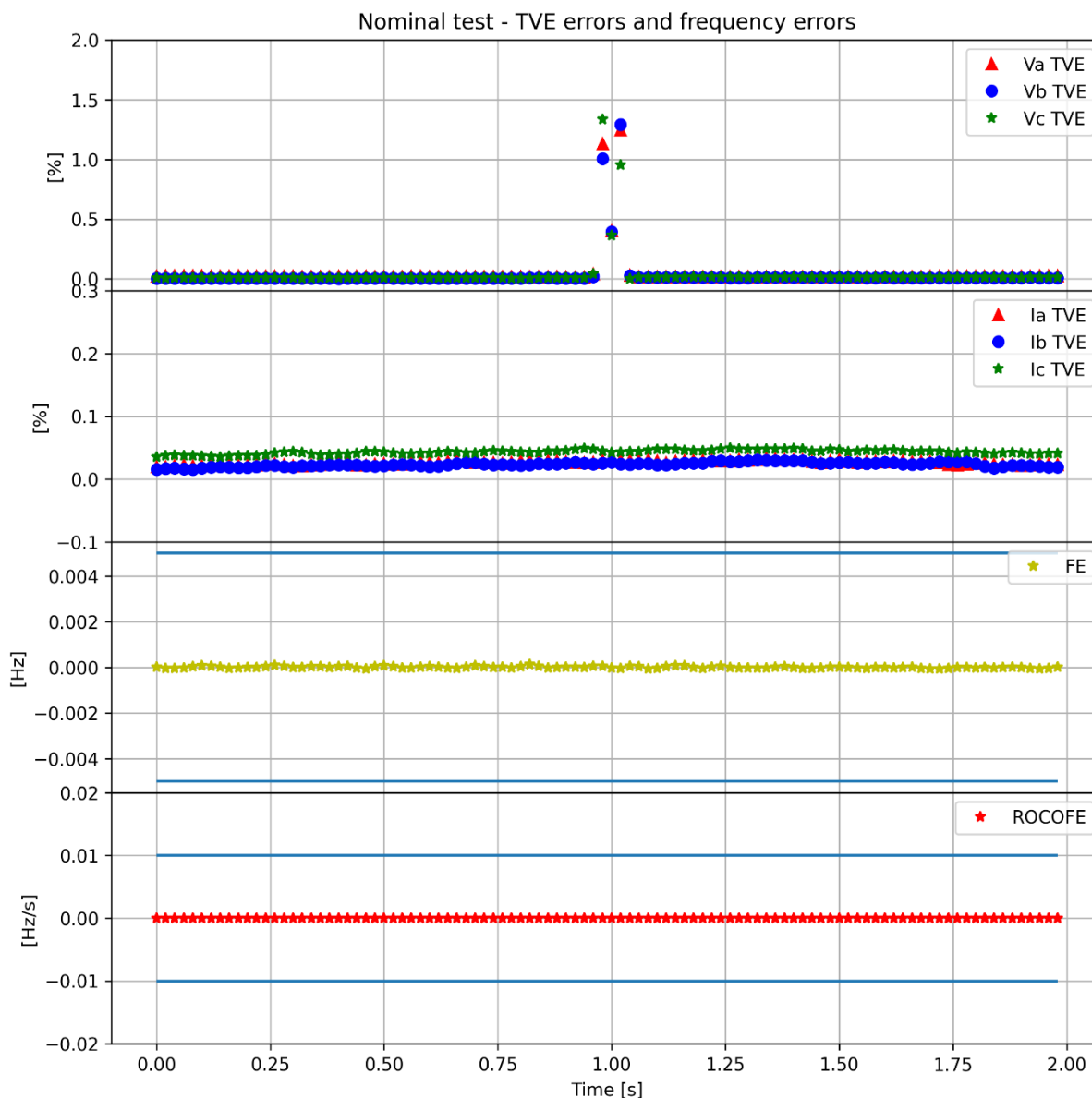
Analizując uzyskane rezultaty, można zauważyć początkowy (dwie pierwsze ramki raportowania) duży błąd określenia pochodnej częstotliwości, co jest związane z dynamiką algorytmu jej wyznaczania. Wymagania norm określają czas przejściowy po rozpoczęciu zmiany częstotliwości maksymalnie na 140 ms, w prezentowanym przypadku czas ten wynosi około 40 ms, natomiast błąd określania częstotliwości przy tak dynamicznej jej zmianie nie przekracza 1 mHz. Wszystkie obserwowane błędy maksymalne mieszczą się znacznie poniżej wymagań normatywnych.

### **2.5.3. Skok jednostkowy amplitudy sygnałów testowych**

Test skoku jednostkowego amplitudy sygnału ma na celu zbadanie właściwości dynamicznych algorytmów wyznaczających parametry fazorów sygnałów pomiarowych. Spójność w czasie odpowiedzi, tzn. określenie dokładności czasu, w którym nastąpił skok jednostkowy, pozwoli na zdefiniowanie potencjalnych zastosowań pomiarów synchronicznych do realizacji odpowiednich dla jakości tego pomiaru funkcjonalności obszarowej automatyki elektroenergetycznej.

Przykładowo zaprezentowano wyniki dla skoku jednostkowego amplitudy napięcia o wartości 10% jego wartości nominalnej. Skok wystąpił w pełnej sekundzie oznaczonej na osi czasu jako „1,00”. Ponadto zweryfikowano wpływ tej zmiany amplitudy sygnału na estymację częstotliwości i jej pochodnej. Wyniki przedstawiono na rys. 2.8.

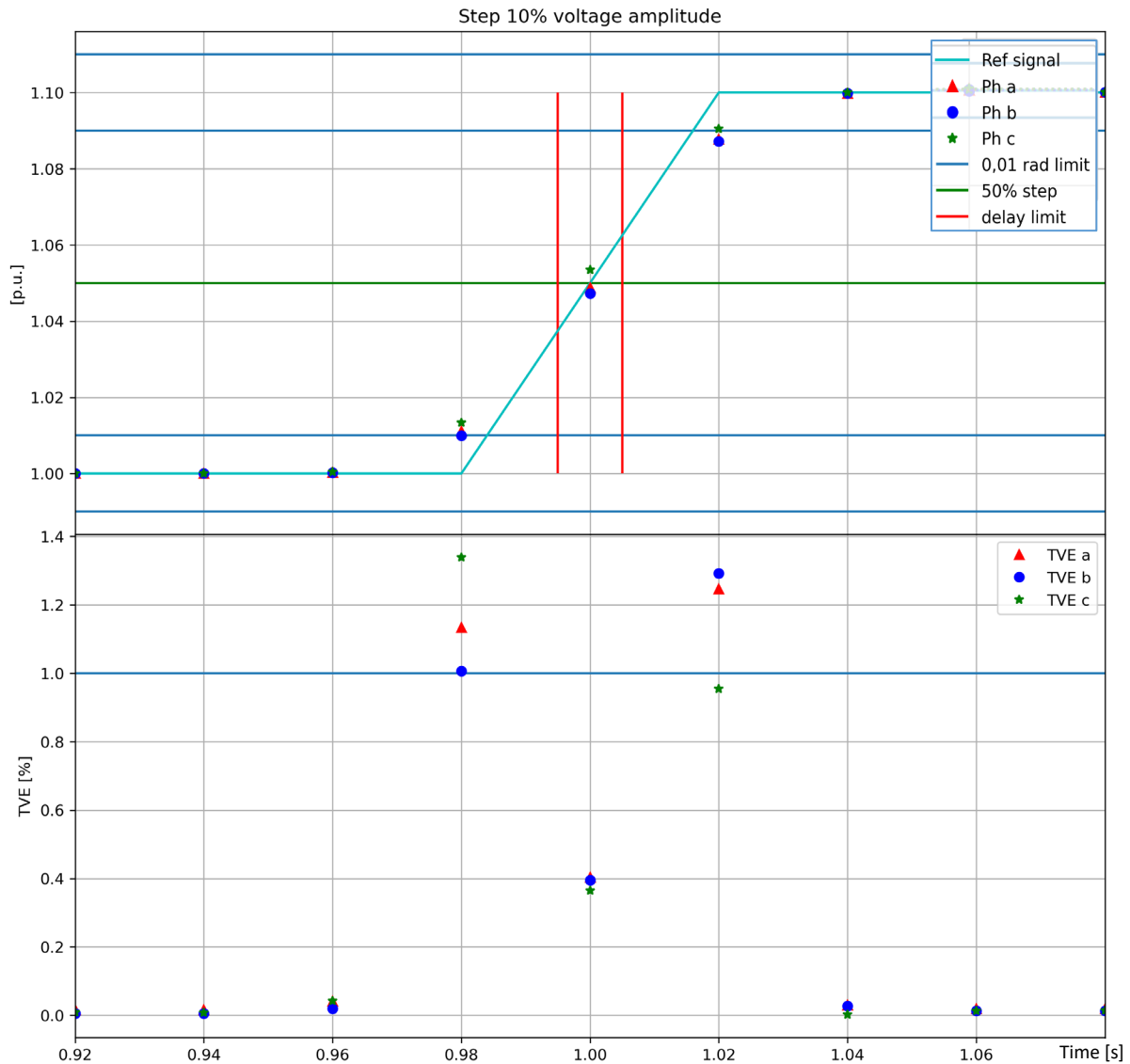
Zauważalny jest chwilowy znaczny wzrost błędu TVE wyznaczania fazora napięcia wskutek gwałtownej zmiany jego amplitudy. Wzrost tego błędu jest obserwowany maksymalnie w dwóch następujących po sobie raportowaniach wyników (por. rys. 2.9 dolny). Nie zaobserwowano natomiast zwiększenia się błędu wyznaczania częstotliwości i jej pochodnej.



Rys.2.8. Przebieg czasowy wartości błędów TVE, FE, RFE dla skoku jednostkowego amplitudy napięcia o wartości 10% wartości znamionowej

Fig. 2.8. Waveform of TVE, FE, RFE error values for a single step of voltage amplitude of 10% of the rated value

Na rys. 2.9 przedstawiono kolejne (wynikające z przyjętej częstości raportowania) wartości błędów TVE estymacji fazorów napięć dla kilku pomiarów dokonanych w czasie wokół chwili wystąpienia skoku jednostkowego. Skok został wykonany w pełnej sekundzie – chwila „1.00” na osi czasu. Można zauważyć, że tylko jedna próbka (wynik obliczeń) przed momentem i po momencie wystąpienia zmiany nie mieści się w zadeklarowanej klasie pomiaru.

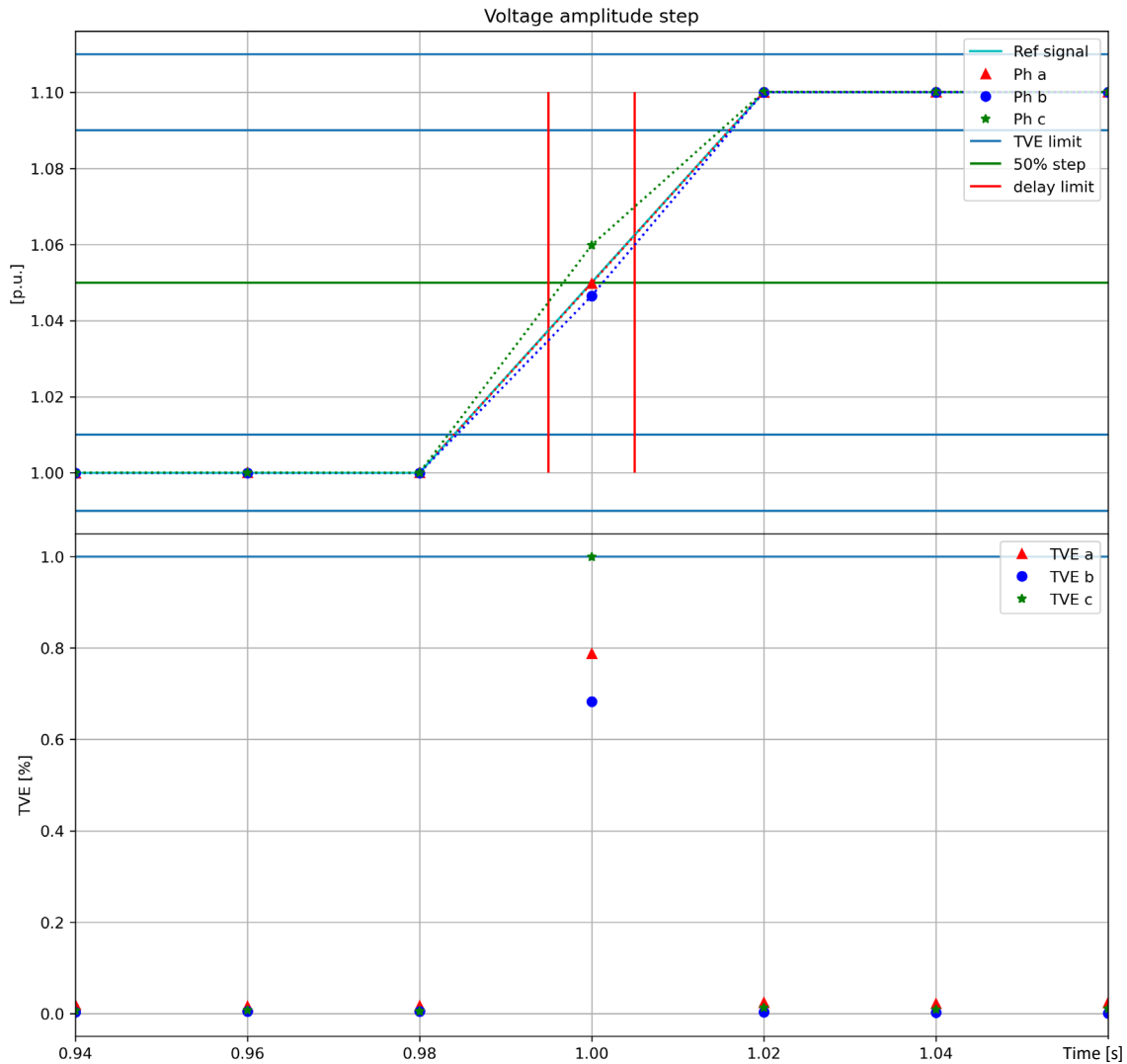


Rys. 2.9. Wyniki odpowiedzi algorytmów przy skoku jednostkowym amplitudy napięcia dla jednostki PMU klasy M

Fig. 2.9. Response results of algorithms with a single step of voltage amplitude for the M class PMU unit

Na podstawie zaprezentowanych na rys. 2.9 przebiegów można stwierdzić, że szacowany czas odpowiedzi wynosi 44 ms, natomiast błąd czasu osiągnięcia połowy wartości zadanego skoku to 1,5 ms. Nie zaobserwowano żadnych przeregulowań w uzyskanych rezultatach.

Dla jednostek PMU klasy P należy spodziewać się lepszych cech odpowiedzi dynamicznej, co potwierdzają przebiegi przedstawione na rys. 2.10. Wyznaczony czas odpowiedzi maleje i wynosi 36 ms, jest to jednak okupione wzrostem błędu określenia czasu osiągnięcia połowy wartości skoku do 4 ms przy błędzie 1,5 ms dla urządzeń PMU klasy M. Nie zaobserwowano również przekroczenia wartości dopuszczalnej błędu TVE.



Rys. 2.10. Wyniki odpowiedzi algorytmów przy skoku jednostkowym amplitudy napięcia dla jednostki PMU klasy P

Fig. 2.10. Response results of algorithms with a single step of voltage amplitude for a class P PMU

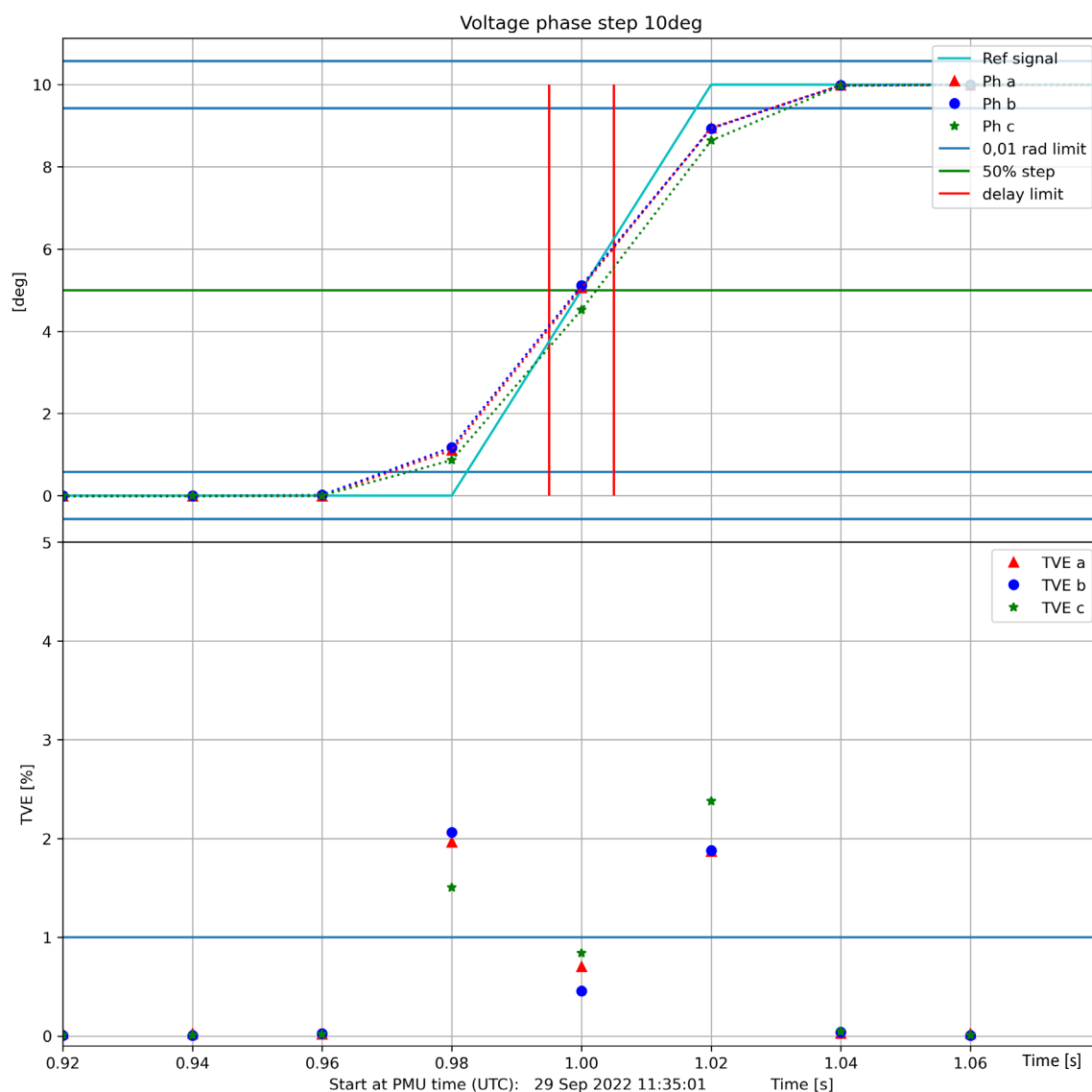
#### 2.5.4. Skok jednostkowy kąta fazowego sygnału testowego

Dla tego scenariusza badań, tj. wymuszania skoku jednostkowego kąta fazowego sygnału pomiarowego, istotne było nie tylko określenie błędów obliczania kąta fazowego fazora, lecz także ważne były obserwacja i analiza wpływu nagłej zmiany kąta na poprawność wyznaczenia wartości częstotliwości i jej pochodnej. Częstotliwość lokalnie wyznaczana jest na podstawie dostępnego sygnału pomiarowego przy wykorzystaniu szybkości zmiany kąta fazowego sygnału. Otrzymane rezultaty badań potwierdzają pojawienie się znaczącego błędu wyznaczenia częstotliwości. Przykładowe rezultaty badań, tj. kąty fazowe oraz błędy TVE dla fazorów napięć, przy skokowej zmianie kąta fazowego o  $10^\circ$  zaprezentowano na rys. 2.11.



Jak można zauważyć, podobnie jak dla przypadku wymuszenia skoku jednostkowego amplitudy tylko jedna próbka (wynik obliczeń fazora) przed momentem i po momencie wystąpienia nagłej zmiany cechy sygnału (jego fazy) nie mieści się w zadeklarowanej klasie pomiaru.

Wyznaczony czas odpowiedzi wynosi 60 ms, a błąd wyznaczenia czasu osiągnięcia połowy wartości zadanego skoku to 2,0 ms. Nie zaobserwowano również żadnych przeregulowań wyników.

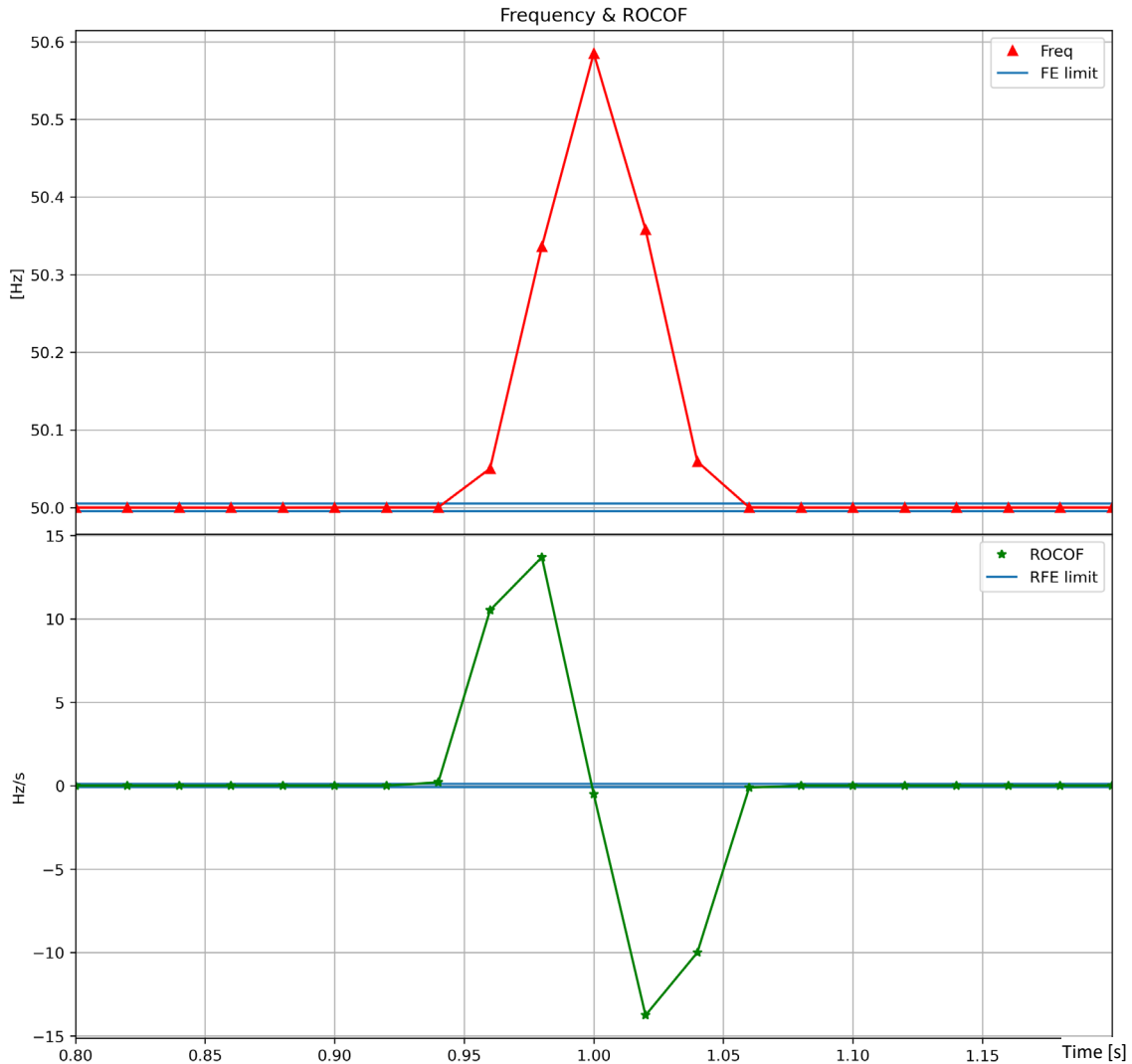


Rys. 2.11. Wyniki odpowiedzi algorytmów wyznaczających fazory napięć przy skoku jednostkowym kąta fazowego napięcia o  $10^\circ$  dla jednostki PMU klasy M

Fig. 2.11. Response results of voltage phasor algorithms for a  $10^\circ$  step of the voltage phase angle for the M class PMU unit

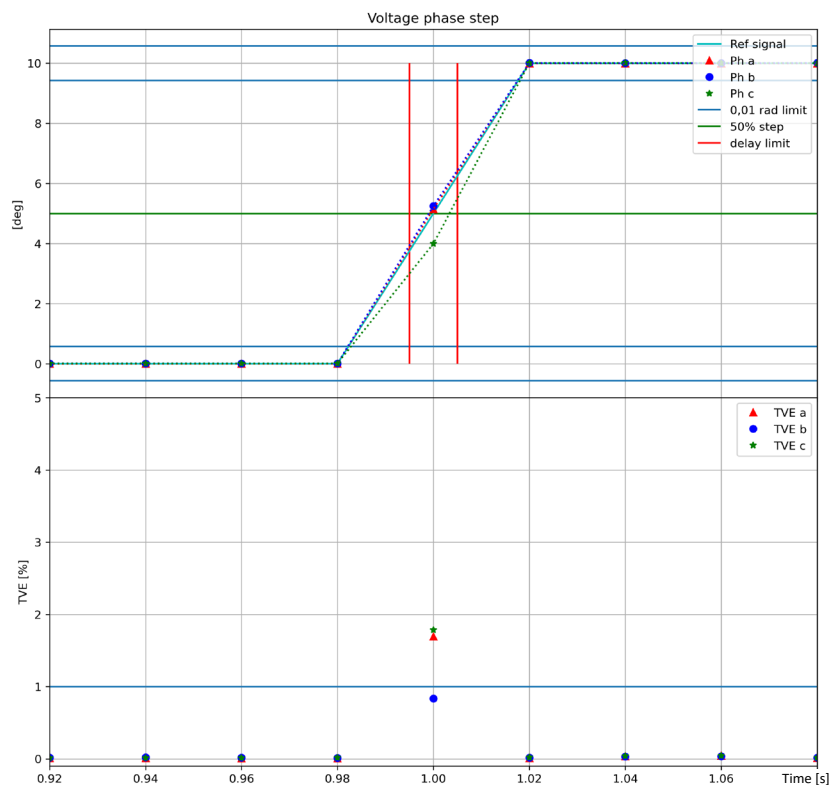
Zgodnie z przewidywaniami nagły skok kąta fazowego sygnału pomiarowego ma istotny wpływ na uzyskiwane wyniki obliczeń częstotliwości, a w konsekwencji

również jej pochodnej. Przykładowe wyniki badań dla tego scenariusza zaprezentowano na rys. 2.12. Można zauważyć, że poziom maksymalnego błędu estymacji częstotliwości jest wysoki, bliski wartości 0,6 Hz, poziom błędu wyznaczenia szybkości zmian częstotliwości ROCOFE przyjmuje zaś wartość maksymalną równą  $\pm 14$  Hz/s. Czas trwania stanu przejściowego również jest długi i osiąga około 130 ms.



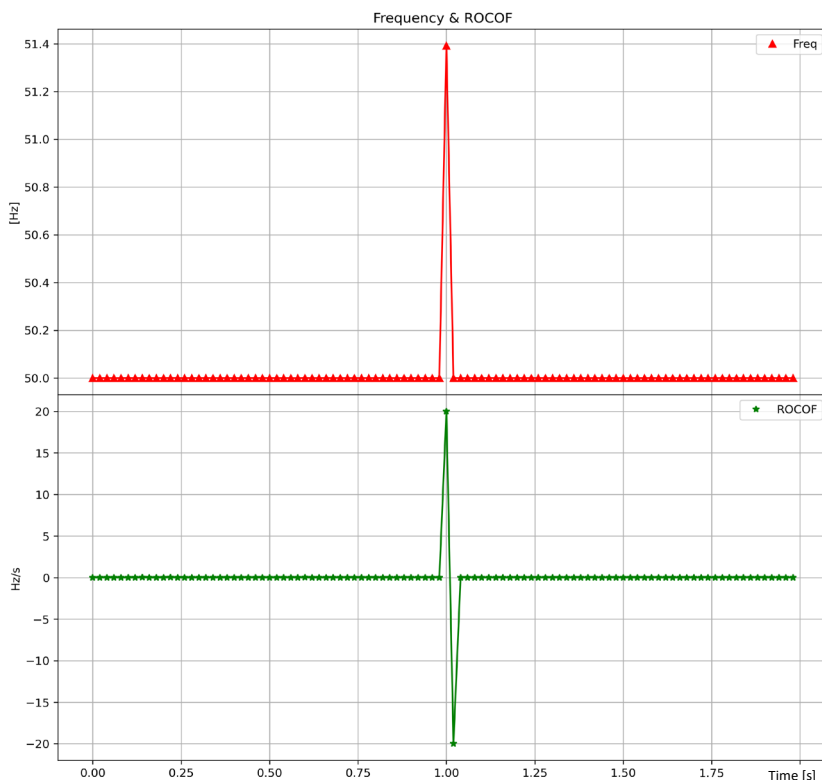
Rys. 2.12. Przebiegi obliczeń częstotliwości i błędu ROCOFE przy skoku jednostkowym kąta fazowego sygnału o  $10^\circ$  dla jednostki PMU klasy M  
 Fig. 2.12. Waveforms of frequency and ROCOFE error calculations for a  $10^\circ$ -unit step of the signal phase angle for the M-class PMU unit

Istotne skrócenie czasu trwania stanu przejściowego – poniżej 40 ms, uzyskano dla urządzenia PMU klasy P, co przedstawiono na rys. 2.13. Jednak konsekwencją tej poprawy był znaczny wzrost maksymalnego błędu wyznaczenia częstotliwości do wartości 1,4 Hz (jedna próbka), co z kolei ilustruje rys. 2.14.



Rys. 2.13. Wyniki odpowiedzi algorytmów wyznaczających fazy napięć przy skoku jednostkowym kąta fazowego napięcia o  $10^\circ$  dla jednostki PMU klasy P

Fig. 2.13. Response results of voltage phasor algorithms for a  $10^\circ$  step of the voltage phase angle for a PMU class P



Rys. 2.14. Przebiegi obliczeń częstotliwości i błędu ROCOF przy skoku jednostkowym kąta fazowego sygnału o  $10^\circ$  dla jednostki PMU klasy P

Fig. 2.14. Waveforms of the frequency and ROCOF error calculations for a  $10^\circ$  step of the signal phase angle for the PMU class P unit

## 2.6. Podsumowanie

Synchrofazory jako jednostki pomiarowe znalazły liczne zastosowania w systemach elektroenergetycznych na świecie [11]. Również w Polsce obserwuje się coraz większe zainteresowanie, m.in. operatora systemu przesyłowego (OSP), wykorzystaniem tej technologii zarówno w prowadzeniu pracy SEE, wyznaczaniu estymatora stanu jego pracy w ramach działalności ENTSO-E, jak i implementacji w różnych, obszarowych systemach automatyki elektroenergetycznej o zróżnicowanej funkcjonalności, a także zróżnicowanym obszarze działania [6].

W tym kontekście szczególnie istotna jest weryfikacja poprawności działania urządzeń PMU z wytycznymi określającymi ich niezbędne cechy metrologiczne, a zawartymi w stosownych zapisach normatywnych. Zapisy te formułują wymagania stawiane urządzeniom PMU predystynowanym do działań na polu pomiarowym (klasa M) oraz w zakresie automatyki zabezpieczeniowej (klasa P). Zawarte w normach wymagania dotyczą zarówno stanów stacjonarnych sygnału pomiarowego, jak i stanów dynamicznych odnoszących się do nagłych i w szerokim zakresie zmian jego amplitudy, częstotliwości i kąta fazowego. Badaniom laboratoryjnym, przy wykorzystaniu skonstruowanego stanowiska laboratoryjnego, poddano jednostkę PMU/RZ50 [7].

Zakres badań został sformułowany dla wielu scenariuszy, zgodnych z wytycznymi zawartymi w odpowiednich normach. Obejmował wiele tysięcy przypadków pozwalających na uzyskanie bogatej bazy wyników stanowiącej podstawę przeprowadzonych analiz. Wyniki analiz pozwoliły finalnie ocenić zgodność metrologiczną badanego urządzenia z zapisami norm. Badania przeprowadzono dla PMU klasy zarówno M, jak i P przy różnych częstościach raportowania rezultatów. Uzyskane wyniki potwierdziły nadmiarowe spełnienie praktycznie wszystkich wymagań dla jednostki PMU klasy M i P. Badania szczegółowe poszczególnych przypadków wykazały dużą wrażliwość algorytmów zaimplementowanych w PMU na skokowe zmiany kąta fazowego sygnału pomiarowego. Dotyczy to algorytmów wyznaczających estymatę częstotliwości oraz jej różniczki w czasie. Należy podkreślić, że błędy przekraczające wymagane progi pojawiają się jedynie w dwóch próbkach pomiarowych przed wystąpieniem i po wystąpieniu nagłej zmiany kąta fazowego.

### **Uwagi krytyczne dotyczące niedoskonałości zapisów normatywnych**

Można wymienić wiele zalet pomiarów synchronicznych fazora, szczególnie spójność czasową, pozwalającą na dokonanie pomiarów różnicowych w oddalonych

miejscach, co umożliwi realizację automatyki obszarowej. Jednak aby taką automatykę zrealizować, należy mieć świadomość ograniczeń tej techniki pomiarowej, a następnie algorytmy decyzyjne powinny uwzględnić te ograniczenia. Zauważa się tu pewne nieścisłości i obszary nieunormowane, co prawdopodobnie będzie prowadzić do niekompatybilności pomiędzy urządzeniami PMU różnych producentów, a nawet tego samego modelu PMU po przekroczeniu przez sygnały pomiarowe wartości określonych w normie lub przy innej dynamice sygnałów niż referencyjne. Można się spodziewać, że w rzeczywistym środowisku takie sytuacje będą występować, a właśnie w tym momencie będzie się liczyć na poprawne wyniki, na ich podstawie przeprowadzać analizy i wyciągać wnioski. Stąd podjęta próba identyfikacji tych ograniczeń.

### **Zakresy pomiarowe**

Dla klasy M i P określono granice częstotliwości, dla których urządzenie PMU pracuje w klasie. Nie określono natomiast sposobu raportowania, gdy zakresy te zostaną przekroczone. Stąd potrzeba dodatkowych badań, aby ustalić, jak urządzenie raportuje w tej sytuacji, można spodziewać się np. braku pomiaru lub pomiaru ze zwiększonym błędem, a w ekstremalnych sytuacjach raportowana może być wartość graniczna. Podobna sytuacja dotyczy zakresów pomiarowych napięć i prądów. Szczególnie dla klasy zabezpieczeniowej P wymagany zakres pracy w klasie dla napięć wynosi  $(80 \div 120)\%$ , a dla prądów  $(10 \div 200)\%$  wartości znamionowej, nie określono, co urządzenie powinno raportować poza tym zakresem, a przekroczenia tych wartości należy się spodziewać właśnie wtedy, kiedy automatyka zabezpieczeniowa powinna działać. Producenci natomiast mogą zadeklarować szersze zakresy pomiarowe niż wymagane przez normy, trudno jest jednak pozyskać takie dane.

### **Odporność na sygnały zakłócone wyższymi harmonicznymi**

Normy w tym zakresie przewidują badanie odporności tylko dla częstotliwości znamionowej. Urządzenia PMU mają zwykle dobre właściwości filtrujące te harmoniczne ze względu na (jak należy się spodziewać) zastosowanie filtrów pełnookresowych dostosowanych do częstotliwości znamionowej. Z kolei w rzeczywistych warunkach sygnały harmoniczne są skorelowane z bieżącą częstotliwością, brak wymagań powinien skłaniać do przeprowadzania dodatkowych badań w tym obszarze dla sygnałów o wybranych różnych częstotliwościach z zakresu pomiarowego. Zaskakujące jest wymaganie odporności na zawartość wyższych harmonicznymi w sygnale dla klasy P – tylko 1%.

## Definicja stanu ustalonego

Stan ustalony określony w normach jest bardzo łaskawy dla algorytmów wyznaczania fazorów. Zakłada się, że częstotliwość i amplitudy sygnałów pomiarowych będą stabilne, a ich współczynnik zniekształceń THD nie będzie przekraczać 0,2%. W rzeczywistym środowisku te warunki nie są spełnione, co można nazwać permanentnym stanem nieustalonym, a więc w rzeczywistych warunkach dokładność urządzenia PMU może być niższa od spodziewanej i potwierdzonej badaniami laboratoryjnymi.

## Dokładność pomiaru szybkości zmian częstotliwości

Wymagana przez normy dokładność odpowiednio dla klasy P i M to 0,4 Hz/s i 0,1 Hz/s w warunkach stanu ustalonego. Wydaje się, że ten pomiar nie jest wartościowy i algorytmy decyzyjne nie powinny brać go pod uwagę. Według autorów takie wartości tych parametrów charakterystyczne są dla stanu nieustalonego. Ponadto gdy warunki przekraczają definicję stanu ustalonego, to dla zawartości harmonicznym THD > 0,2% dokładność pomiaru *ROCOF* nie jest określona.

## Zakres pracy w klasie przy liniowej zmianie częstotliwości

Norma nie określa, jaki zakres pomiarowy powinno mieć urządzenie PMU dla parametru *ROCOF*. Jedynym testem jest sprawdzenie dokładności raportowanych parametrów dla liniowej zmiany częstotliwości z szybkością  $\pm 1$  Hz/s. Urządzenie mające taki zakres pomiarowy spełni wymagania normatywne. Ponadto nie zdefiniowano wymagań dokładności urządzenia przy zmianach częstotliwości większych niż  $\pm 1$  Hz/s.

## Bibliografia

1. Norma C37.118-1.2011: IEEE Standard for Synchrophasor Measurements for Power Systems. 2011.
2. Norma C37.118-1a.2014, Amendment to IEEE Std C37.118.1-2011: Modification of Selected Performance Requirements. 2014.
3. Norma IEC60255-118:2018: IEEE/IEC International Standard - Measuring relays and protection equipment – Part 118-1: Synchrophasor for power systems – Measurements. 2018.

4. Norma PN-EN 60255-1:2010: Przekazniki pomiarowe i urządzenia zabezpieczeniowe – Część 1: Wymagania wspólne. 2010.
5. Omicron. CMC430 User Manual. 2019.
6. Polskie Sieci Elektroenergetyczne. Projekt: Opracowanie instalacji pilotażowej WAMS w PSE. Strona internetowa <https://raport2020.pse.pl/pl/raport-2021/wplyw-na-gospodarke-i-rynek/wzmacnianie-innowacyjnosci-i-wdrazanie-nowych-technologii/>, dostęp 26 września 2024 r.
7. SPIE-Energotest. Rejestrator RZ50/PMU – Instrukcja Użytkowania. 2022.
8. SPIE-Energotest: Instrukcja przeprowadzenia badań właściwości metrologicznych urządzeń PMU z wykorzystaniem testera OMICRON. 2022. Dokument wewnętrzny.
9. SPIE-Energotest: Raport z badań typu S/5979. 2022. Dokument wewnętrzny.
10. Talaga M., Halinka A.: Pomiary różnicowe w elektroenergetyce z wykorzystaniem techniki synchronofazorów. Przegląd Elektrotechniczny, 2023, vol. 99, nr 11, s. 273-276.
11. U.S. Department of Energy. Distribution Synchronized Measurements Roadmap. Final Report. Oak Ridge National Laboratory. 2021. Strona internetowa [https://www.naspi.org/sites/default/files/reference\\_documents/distribution\\_sych\\_measurement\\_roadmap\\_20210927.pdf](https://www.naspi.org/sites/default/files/reference_documents/distribution_sych_measurement_roadmap_20210927.pdf), dostęp 26 września 2024 r.

### **3. PORÓWNANIE WŁAŚCIWOŚCI MATERIAŁÓW POLIMEROWYCH ZASTOSOWANYCH W SUPERKONDENSATORACH**

Superkondensatory, znane również jako kondensatory elektrochemiczne, są urządzeniami do magazynowania energii o wysokiej wydajności, które łączą cechy tradycyjnych kondensatorów i baterii. Charakteryzują się wysoką gęstością mocy, ultraszybkim ładowaniem i rozładowywaniem oraz doskonałą stabilnością cykliczną. W przeciwieństwie do baterii superkondensatory magazynują energię przez separację ładunków elektrostatycznych (pojemność podwójnej warstwy elektrycznej) oraz reakcje redoks (pseudopojemność) [29, 33, 45, 53].

Urządzenia te stają się coraz bardziej użyteczne dla zastosowań wymagających szybkiego dostarczania energii i długoterminowej niezawodności, takich jak pojazdy elektryczne, elektronika przenośna i systemy odnawialnych źródeł energii [20, 47].

Najnowsze osiągnięcia w technologii superkondensatorów koncentrują się na zwiększeniu gęstości energii. Innowacje obejmują użycie nanomateriałów, takich jak materiały węglowe, tlenki metali, polimery przewodzące i zaawansowane elektrolity, które znacząco poprawiają wydajność elektrochemiczną i ogólną efektywność superkondensatorów. Dodatkowo rozwój systemów hybrydowych i nowych architektur elektrod przesuwa granice możliwości superkondensatorów [33, 50].

W [55] opisano nowatorskie podejście do tworzenia materiałów elektrodowych przeznaczonych do superkondensatorów. W badaniach przedstawiono proces syntezy hybrydowego materiału elektrodowego, który łączy siarczki niklu (NiS) oraz azotek tytanu (TiN) z metaloorganicznym szkieletem opartym na kobalcie Co-MOF. Zastosowanie takiego materiału znacząco poprawia wydajność superkondensatorów.

Artykuł [36] bada potencjał aerożeli zawierających tlenki manganu ( $MnO$  i  $Mn_2O_3$ ) jako materiałów elektrodowych w superkondensatorach. Te aerożele wykazują wysoką pojemność elektrochemiczną oraz dobrą stabilność cykliczną. Duża powierzchnia właściwa i porowatość umożliwiają efektywną dyfuzję jonów, a nanostrukturalna budowa materiału poprawia jego właściwości redoks. Materiały  $MnO/Mn_2O_3$  mają duży potencjał do zastosowania w zaawansowanych superkondensatorach, które mogą być



używane w różnych urządzeniach elektronicznych wymagających szybkiego i efektywnego magazynowania energii.

Elektrochemiczna spektroskopia impedancyjna (EIS) jest metodą badawczą, która analizuje impedancję systemu elektrochemicznego przez pomiar jej indywidualnych wartości w szerokim zakresie częstotliwości. W ostatnich latach EIS stała się niezwykle popularna w badaniach elektrochemicznych i korozyjnych. Technika ta umożliwia określenie takich parametrów jak kinetyka reakcji elektrodowych, pojemność elektryczna granicy faz czy też liczba Hittorfa, która odnosi się do stosunku ładunku przeniesionego przez jony podczas elektrolizy do całkowitego ładunku przeniesionego przez wszystkie jony w elektrolicie. Prezentacja widm impedancyjnych odbywa się za pomocą wykresów Nyquista i Bodego [24, 25, 30, 51].

Rozszerzając temat, warto zauważyć, że EIS jest wykorzystywana do badania kinetyki procesów elektrochemicznych, w tym szybkości dyfuzji analitu do elektrody oraz szybkości dyfuzji produktów reakcji. Impedancja elektrody może być porównywana z impedancją prostego obwodu elektrycznego, co pozwala na identyfikację różnych czynników wpływających na procesy elektrochemiczne, takich jak szybkość transportu depolaryzatora do powierzchni elektrody czy stabilność układu. Wyniki pomiarów EIS są często przedstawiane w postaci wykresów Nyquista, które składają się z dwóch części: linii prostej o nachyleniu  $45^\circ$ , reprezentującej impedancję Randlesa, oraz półkola, odpowiadającego obszarowi kontrolowanemu przeniesieniem ładunku [2, 52].

Badania przedstawione w tym rozdziale zagłębiają się w mechanizmy działające na granicy elektroda – elektrolit, mając na celu optymalizację materiałów i procesów dla superkondensatorów nowej generacji.

### **3.1. Badane superkondensatory**

Proces wytwarzania superkondensatorów składał się z kilku etapów i wymagał precyzyjnego doboru materiałów oraz technik badawczych. W pierwszym etapie kluczowym procesem była elektropolimeryzacja wybranych polimerów. Proces ten polegał na osadzaniu polimerów na płytkach (kolektorach) przy użyciu potencjostatu Bio-Logic SP-150 (rys. 3.1) oraz techniki woltamperometrii cyklicznej CV (z ang. Cyclic Voltammetry) [1, 37]. CV umożliwia kontrolowane osadzanie cienkich warstw polimerów na powierzchni elektrod, co jest kluczowe dla uzyskania odpowiednich właściwości elektrochemicznych.



Rys. 3.1. Potencjostat Bio-Logic SP-150 [15]

Fig. 3.1. Bio-Logic SP-150 potentiostat [15]

Kolektory badanych urządzeń (rys. 3.2) wykonano ze szklanych płytek ITO (z ang. Indium Tin Oxide). ITO jest szeroko stosowana w elektronice jako przezroczysta, przewodząca warstwa tlenku cyny indu [42, 54].

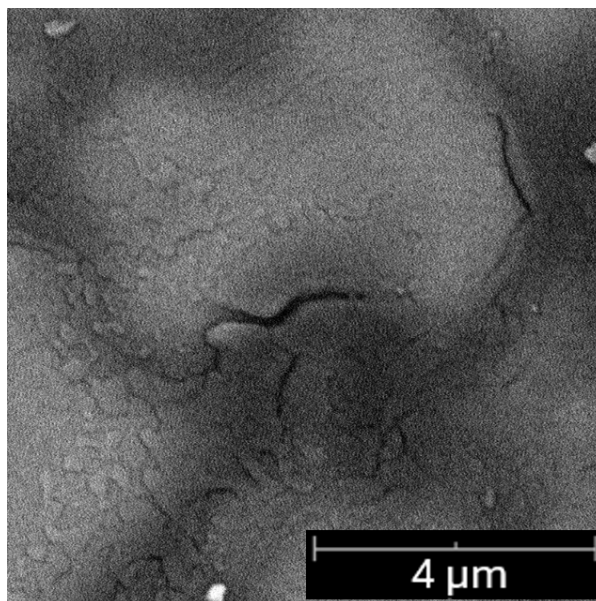


Rys. 3.2. Schemat badanych superkondensatorów

Fig. 3.2. Schematic diagram of the supercapacitors tested

W roli materiałów elektrodowych zastosowano polipirol i jego pochodne – poli(3n-oktylopirol) oraz poli(fenylopirol). Na rys. 3.3 ÷ rys. 3.5 przedstawiono zdjęcia SEM (z ang. Scanning Electron Eicroscope) polimerów przewodzących.

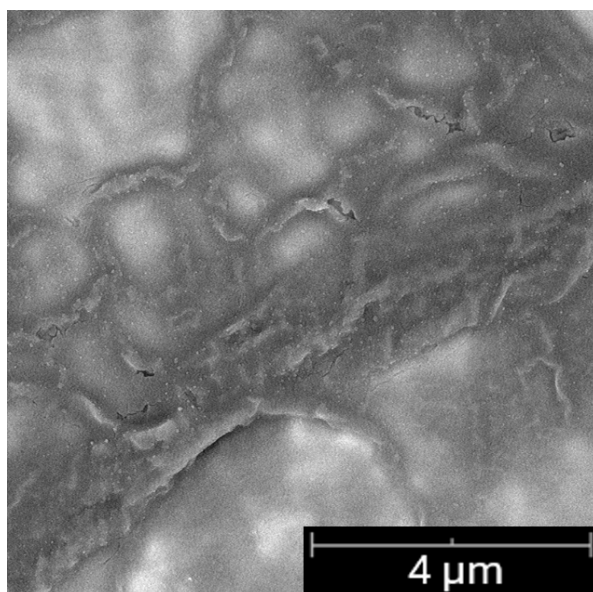
Rysunek 3.3 ukazuje strukturę polipirolu (PPy), który został wytworzony metodą woltamperometrii cyklicznej (CV). Duże powiększenie przedstawia włóknisto-ziarnistą budowę, typową dla sieciowej konstrukcji. Jest to cecha rozpoznawalna dla PPy otrzymanego przez elektropolimeryzację, gdzie polimerowe łańcuchy układają się w zwartą, wzajemnie powiązaną sieć, sprzyjającą efektywnemu przemieszczaniu się ładunków. Powierzchnia materiału prezentuje się jako względnie gładka z zauważalną porowatością, co może świadczyć o dobrej przewodności elektrycznej i jest pożądane w aplikacjach superkondensatorowych [6, 46, 48].



Rys. 3.3. Zdjęcie SEM polipirołu, powiększenie x30000

Fig. 3.3. SEM image of polypyrrole, magnification x30000

Na rys. 3.4 zaprezentowano obraz poli(3n-oktylopirołu). Zmniejszone zróżnicowanie wierzchniej warstwy wskazuje na wysoką homogeniczność materiału, co może mieć pozytywny wpływ na jego właściwości elektrochemiczne. Luźno przywiązane cząstki polimeru na powierzchni mogą być rezultatem wtórnych procesów, takich jak fragmentacja lub erozja, które mogły wystąpić po polimeryzacji. Te odkrycia dostarczają wartościowych danych o mikrostrukturze poli(3n-oktylopirołu), co jest istotne dla dalszych badań i potencjalnych zastosowań technologicznych tego materiału [27].

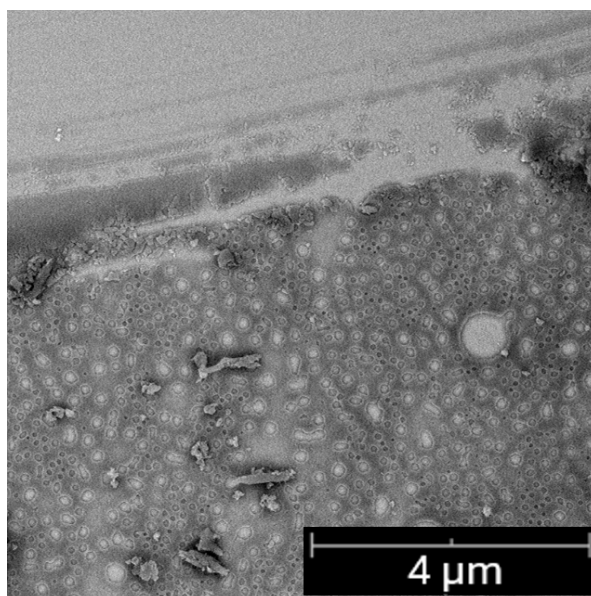


Rys. 3.4. Zdjęcie SEM poli(3n-oktylopirołu), powiększenie x30000

Fig. 3.4. SEM image of poly(3n-octylpyrrole), magnification x30000

Rysunek 3.5 przedstawia polifenylpirol. W porównaniu z PPy jego morfologia jest znacząco odmienna – prezentuje bardziej nieregularne i luźniejsze upakowanie. Widoczne są chropowate powierzchnie z większymi ziarnami oraz potencjalnie obszerniejszymi pustkami lub szczelinami między łańcuchami polimerowymi. Sugeruje to, że obecność grup fenylowych w poli(fenylpirolu) ma wpływ na proces polimeryzacji, skutkując mniej jednolitą strukturą niż w przypadku polipirolu. Zwiększona chropowatość i porowatość mogą oddziaływać na właściwości mechaniczne i przewodnictwo elektryczne materiału [7, 38].

W kolejnym etapie przygotowano elektrolity żelowe dedykowane do układów elektrochemicznych. Elektrolity te zostały opracowane na bazie poli(metakrylanu metylu), acetonitrylu, węgla propylenu oraz składników aktywnych w postaci soli litowych i tetrabutyleniowych. Składniki aktywne dobrano na podstawie badań dostępnych w literaturze [3, 21, 32, 49]. Sole, które dobrano do badań, to nadchloran litu ( $\text{LiClO}_4$ ), nadchloran tetrabutylamonu ( $\text{NBu}_4\text{ClO}_4$ ), trifluorometanosulfonian tetrabutylamonu ( $\text{NBu}_4\text{CF}_3\text{SO}_3$ ) oraz trifluorometanosulfonian litu ( $\text{LiCF}_3\text{SO}_3$ ). Należy pamiętać, że elektrolit ma kluczowe znaczenie dla efektywności superkondensatorów, ponieważ zapewnia odpowiednie środowisko dla przechowywania i przenoszenia ładunku elektrycznego.



Rys. 3.5. Zdjęcie SEM poli(fenylpirolu), powiększenie x30000  
Fig. 3.5. SEM image of poly(phenylpyrrole), magnification x30000

W trakcie przygotowywania superkondensatora kluczowym etapem był proces aplikacji elektrolitu na poszczególne elementy badawcze, które miały formę płytek pokrytych polimerem. Elektrolit наносzono za pomocą strzykawkę. W kolejnym etapie

zbliżono do siebie płytki, tak aby stykały się na około 1/3 długości badanego elementu. Odległość między dwiema płytkami wynosiła 70  $\mu\text{m}$ .

W trzecim etapie badań opracowano metodologię składania układu superkondensatora. Proces ten obejmuje precyzyjne łączenie elektrod z elektrolitem oraz zapewnienie odpowiedniej struktury urządzenia, aby umożliwić optymalną wydajność elektrochemiczną (rys. 3.6).



Rys. 3.6. Zdjęcie superkondensatora podczas pomiarów EIS [15]

Fig. 3.6. Photo of the supercapacitor during the EIS measurements [15]

### 3.2. Modele ułamkowego rzędu superkondensatorów

Superkondensatory najczęściej opisuje się i modeluje, wykorzystując trzy grupy modeli, które można sklasyfikować jako: modele drabinek RC [41], modele stworzone na podstawie sztucznych sieci neuronowych SSN [44] oraz modele matematyczne wykorzystujące rachunek różniczkowo-całkowy ułamkowego rzędu [23, 26].

Zarówno charakterystyki częstotliwościowe, jak i przebiegi dla tych elementów różnią się od charakterystyk i przebiegów w układach z klasycznymi kondensatorami dielektrycznymi, a nawet elektrolitycznymi [12]. Cechami charakterystycznymi tych elementów, które są głównymi przyczynami wyżej wspomnianych różnic, są ich bardzo duża pojemność elektryczna (rzędu nawet kilku-kilkunastu tysięcy faradów), elektrochemiczna struktura wewnętrzna i dość duża rezystancja wewnętrzna ESR (z ang. Equivalent Series Resistance) [35].

Sam mechanizm gromadzenia energii na porowatej strukturze elektrod może polegać na tworzeniu się dielektrycznej warstwy podwójnej (podwójna warstwa Helmholtza –

kondensatory EDLC – z ang. Electric Double-Layer Capacitor) lub faradayowskim przenoszeniu ładunku pomiędzy elektrodą i elektrolitem (np. elektrosorpcja, reakcje redoks – pseudokondensatory). Trzecim typem superkondensatorów są superkondensatory hybrydowe (np. litowo-jonowe), w których obie elektrody wykorzystują inny mechanizm gromadzenia energii [5, 16, 19].

Zarówno mnogość rozwiązań technologicznych, jak i wspomniane wyżej różnice w charakterystykach i przebiegach stworzyły potrzebę użycia bardziej zaawansowanych narzędzi matematycznych, takich jak rachunek różniczkowo-całkowy ułamkowego rzędu. Jednym z kierunków badań nad superkondensatorami są nowe realizacje modeli ułamkowego rzędu kondensatorów i superkondensatorów [8, 11, 15, 40].

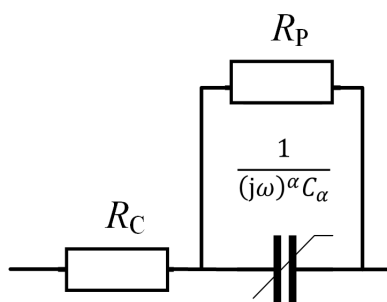
Najprostszy podstawowy model superkondensatora, opierający się na modelu klasycznego kondensatora, opisany jest impedancją ułamkowego rzędu [15]:

$$Z_c(j\omega) = R_c + \frac{1}{(j\omega)^\alpha C_\alpha}, \quad (3.1)$$

gdzie:  $R_c$  – szeregową rezystancją zastępczą (ESR) superkondensatora,  $C_\alpha$  – pseudopojemność,  $\alpha$  – parametr ułamkowego rzędu (bezwymiarowy),  $\alpha \in R^+$ .

Główną zaletą tego modelu jest jego prostota i mała liczba parametrów, natomiast wadą jest bardzo ograniczona dokładność. Dobrze opisuje zachowanie superkondensatorów do częstotliwości rzędu mHz [31].

Rozszerzeniem modelu prostego jest model uwzględniający rezystancję upływu, dołączoną równolegle do pseudopojemności (rys. 3.7).



Rys. 3.7. Prosty model superkondensatora ułamkowego rzędu, uwzględniający rezystancję równoległą  $R_P$   
Fig. 3.7. Simple model of fractional-order supercapacitor, including parallel resistance  $R_P$

Drugim modelem ułamkowego rzędu o większej liczbie parametrów i znacznie lepszej dokładności dopasowania do charakterystyk częstotliwościowych badanych superkondensatorów jest model oparty na biegunach i zerach impedancji ułamkowego rzędu [14, 15]:

$$Z_c(j\omega) = R_c + k \frac{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_0}\right)^\alpha}{(j\omega)^\beta}, \quad (3.2)$$

gdzie:  $\omega_0$  – pulsacja graniczna,  $k$  – parametr związany z odwrotnością pojemności (elastancją) superkondensatora,  $\alpha, \beta$  – parametry ułamkowe (bezwymiarowe).

Istnieją także bardziej złożone modele superkondensatorów ułamkowego rzędu, które powstały na podstawie wyników pomiarów uzyskanych za pomocą elektrochemicznej spektroskopii impedancyjnej EIS. Modele te zawierają pojedyncze elektrochemiczne struktury, opisujące specyficzne zjawiska występujące w superkondensatorach dla szerokiego spektrum częstotliwości [31]. Transmitancje modeli wspomnianych elementów są opisane matematycznie jako [14, 15, 31, 39, 43]:

- impedancja Warburga:

$$W(j\omega) = \frac{Z_0}{\sqrt{j\omega}}, \quad (3.3)$$

- ograniczona impedancja Warburga:

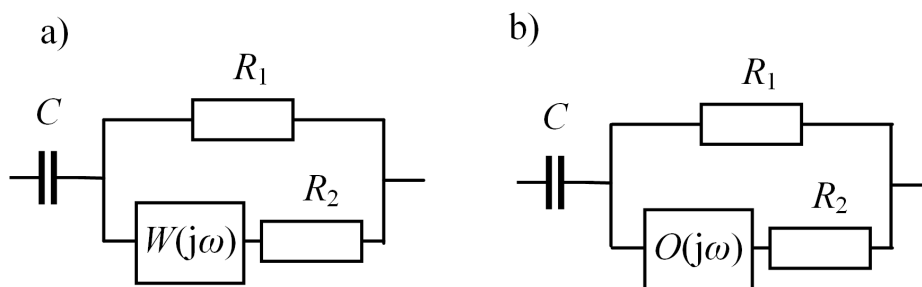
$$O(j\omega) = \frac{Z_0 \coth(B\sqrt{j\omega})}{\sqrt{j\omega}}, \quad (3.4)$$

- funkcja Havriliaka-Negami:

$$H(j\omega) = \frac{1}{j\omega(C_0 - C_\infty) [1 + (j\omega\tau)^\mu]^\Phi}, \quad (3.5)$$

gdzie:  $Z_0, B$  – parametry,  $C_0, C_\infty$  – pojemność kondensatora przy niskich ( $f \rightarrow 0$ ) i wysokich częstotliwościach ( $f \rightarrow \infty$ ),  $\tau$  – parametr związany z temperaturą,  $\mu, \Phi$  – parametry ułamkowego rzędu.

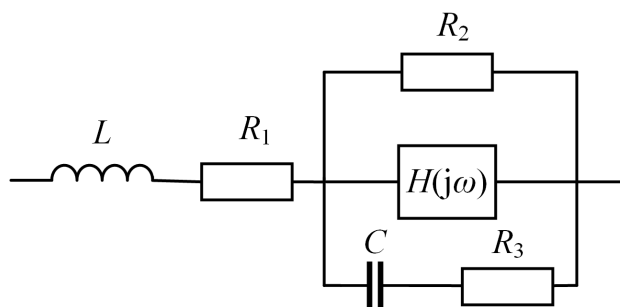
Impedancja Warburga modeluje liniową dyfuzję w przestrzeni półnieskończonej, która różni się w zależności od zakresu częstotliwości i od potencjału zakłóceń. Ograniczony element Warburga modeluje liniową dyfuzję w jednolitej warstwie o ograniczonej grubości [14, 15, 31]. Rysunek 3.8 przedstawia wybrane topologie modeli z impedancją Warburga (4 parametry) i ograniczoną impedancją Warburga (5 parametrów).



Rys. 3.8. Wybrane topologie modeli kondensatora ułamkowego rzędu: z impedancją Warburga (a), z ograniczoną impedancją Warburga (b)

Fig. 3.8. Selected topologies of fractional-order capacitor models: with Warburg impedance (a), with limited Warburg impedance (b)

Funkcja Havriliaka-Negami jest elementem najbardziej uniwersalnego modelu superkondensatora w dziedzinie częstotliwości. Model superkondensatora uwzględniający 5 elementów ( $L$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $C$ ) oraz pięcioparametrową funkcję (3.5) przedstawiono na rys. 3.9. Stanowi on najbardziej rozbudowany opis superkondensatora w szerokim zakresie częstotliwości i ma 10 parametrów [13, 17].



Rys. 3.9. Topologia modelu superkondensatora ułamkowego rzędu wykorzystująca funkcję Havriliaka-Negami

Fig. 3.9. Topology of the fractional-order supercapacitor model using the Havriliak-Negami function

Praktyczny problem stanowi identyfikacja parametrów poszczególnych modeli superkondensatorów. Opracowano dotychczas różne metody [14, 15, 18]. Jedną z nich opiera się na zjawisku rezonansu w obwodzie szeregowym [18]. Z kolei do estymacji parametrów modeli superkondensatorów na podstawie widm częstotliwościowych Nyquista lub Bodego wykorzystuje się algorytmy optymalizacyjne. Algorytmy takie zastosowano w tej i poprzednich pracach autorów, m.in. [14, 15].



### 3.3. Estymacja parametrów modeli superkondensatorów

Zastosowana metoda estymacji parametrów modeli superkondensatorów polega na aproksymacji pomiarowych charakterystyk częstotliwościowych modułu  $|Z(f)|$  oraz argumentu  $\varphi(f)$  impedancji charakterystykami obliczonymi na podstawie równania wybranego modelu [14, 15].

Aproksymacja charakterystyk polega na takim doborze wartości parametrów modelu, aby zminimalizować wartość funkcji celu, określonej jako błąd średniokwadratowy, występujący między charakterystyką pomiarową i aproksymującą. Charakterystyki pomiarowe i aproksymujące znormalizowano w celu uzyskania podobnych rzędów wielkości wartości charakterystyk  $|Z(f)$  oraz  $\varphi(f)$  różnych superkondensatorów [14, 15]:

$$|\tilde{Z}|(f) = \frac{|Z|(f)}{\max_f(|Z|(f))}, \quad \tilde{\varphi}(f) = \frac{\varphi(f)}{\max_f(|\varphi|(f))}, \quad (3.6)$$

przy czym jako wielkości odniesienia dla charakterystyk pomiarowych i aproksymujących wykorzystywano wartości maksymalne odpowiednich charakterystyk pomiarowych, które nie ulegają zmianie w procesie aproksymacji.

Funkcja celu jest funkcją addytywną o postaci [14, 15]:

$$\varepsilon(\mathbf{K}) = \sum_{i=1}^n \left( |\tilde{Z}|_m(f_i) - |\tilde{Z}|_a(f_i, \mathbf{K}) \right)^2 + \sum_{i=1}^n \left( \tilde{\varphi}_m(f_i) - \tilde{\varphi}_a(f_i, \mathbf{K}) \right)^2, \quad (3.7)$$

gdzie:  $\mathbf{K}$  – wektor poszukiwanych parametrów modelu,  $i$  – numer punktu charakterystyki,  $n$  – liczba punktów charakterystyki, indeks  $m$  oznacza charakterystykę pomiarową, natomiast indeks  $a$  – charakterystykę aproksymującą, obliczoną na podstawie poszukiwanych parametrów modelu.

Normalizacja charakterystyk według (3.6) eliminuje konieczność doboru współczynników wagowych, które często są konieczne do uzyskania porównywalnego wpływu poszczególnych charakterystyk aproksymowanych na wartość addytywnej funkcji celu. Umożliwia także wykorzystanie wartości błędu  $\varepsilon$  do porównywania jakości aproksymacji charakterystyk różnych superkondensatorów, które często znacznie się różnią wartościami modułu  $|Z|$ .

Do minimalizacji funkcji celu (3.7) wykorzystano algorytm optymalizacyjny roju cząstek PSO [4, 9, 10, 22, 28, 34]. Pozwala on na znalezienie minimum globalnego funkcji celu z zadowalającą dokładnością i szybkością mimo dużego obszaru poszukiwań parametrów oraz występowania minimów lokalnych funkcji celu [14, 15].

### 3.4. Przykładowe obliczenia

Na rys. 3.10 ÷ rys. 3.13 przedstawiono pomiarowe charakterystyki częstotliwościowe impedancji badanych superkondensatorów.

W celu oceny właściwości badanych superkondensatorów wykorzystano wybrane modele spośród modeli opisanych w podrozdziale 3.2, które najdokładniej aproksymują pomiarowe charakterystyki częstotliwościowe impedancji.

W tabelach 3.1 i 3.2 zestawiono wyniki estymacji parametrów wybranych modeli oraz wartości błędu  $\varepsilon$  (3.7).

W celu porównania uzyskanych parametrów różnych modeli na podstawie ich równań i topologii obliczono przybliżone wartości zastępczych pojemności  $C_z$  oraz rezystancji  $R_z$ .

Pojemność superkondensatora ma największy wpływ na jego impedancję dla bardzo małych częstotliwości, dla których wartości  $j\omega$  są małe, więc wpływ parametrów ułamkowego rzędu (np.  $\alpha$ ,  $\beta$ ) na impedancję jest niewielki. Składowa pojemnościowa impedancji jest znacznie większa niż składowa rezystancyjna, więc rezystory można w przybliżeniu traktować jako zwarcie.

Dla bardzo dużych częstotliwości składowa pojemnościowa impedancji superkondensatora jest znacznie mniejsza niż składowa rezystancyjna, więc pojemności i pseudopojemności można traktować w przybliżeniu jako zwarcie.

W przypadku modelu opartego na biegunach i zerach impedancji ułamkowego rzędu (3.2) zastępczą pojemność dla bardzo małych częstotliwości można w przybliżeniu obliczyć jako:

$$C_z = \frac{1}{k}. \quad (3.8)$$

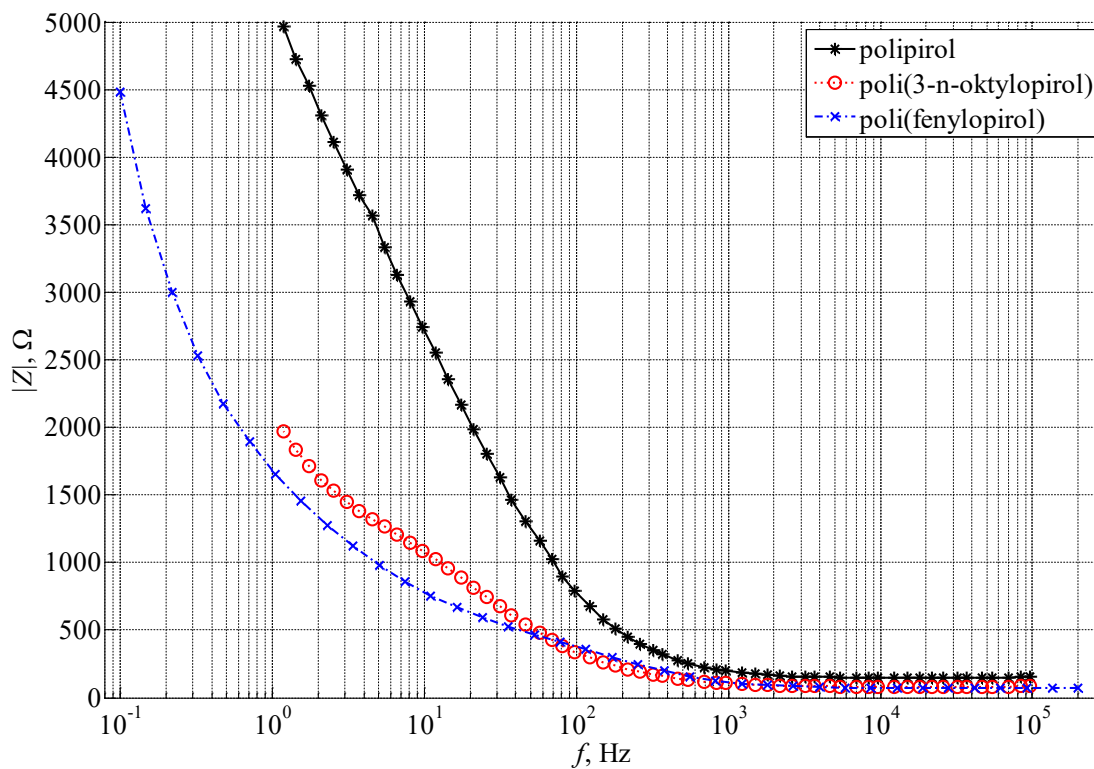
Zastępczą rezystancję tego modelu dla bardzo dużych częstotliwości oraz  $\alpha < \beta$  (co jest spełnione dla wszystkich uzyskanych wyników estymacji parametrów) można w przybliżeniu obliczyć jako:

$$R_z = R_C. \quad (3.9)$$

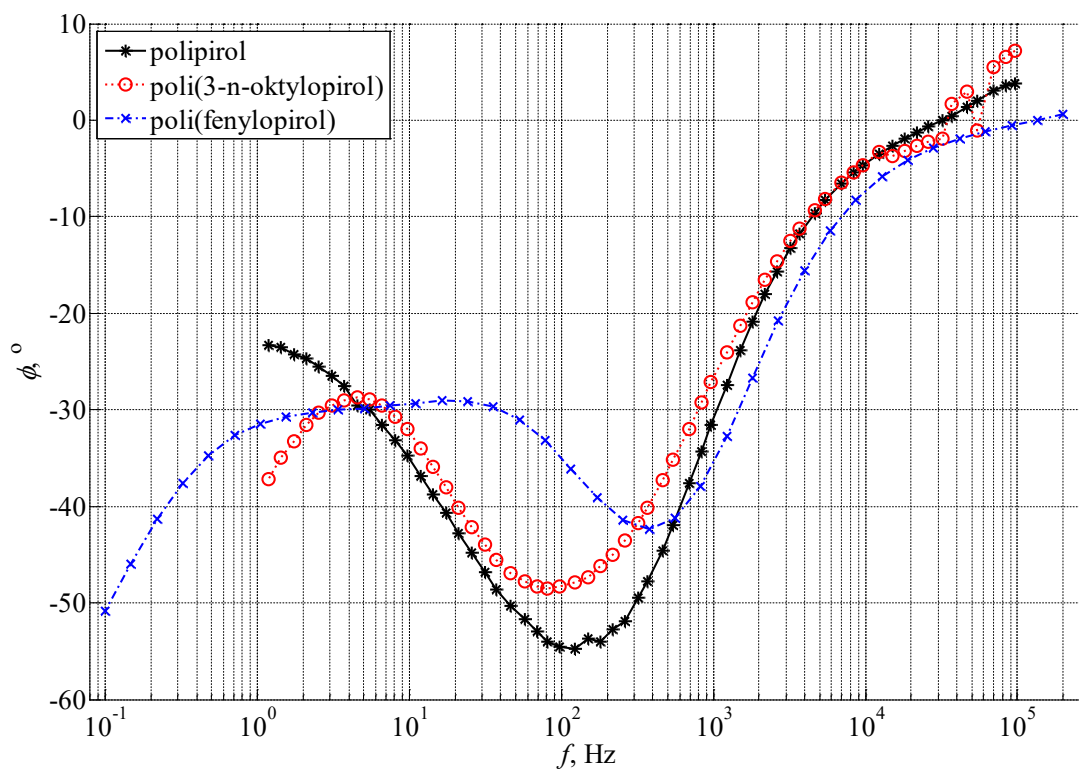
W przypadku modelu z ograniczoną impedancją Warburga (rys. 3.8b) dla bardzo małych częstotliwości można w przybliżeniu pominąć element Warburga  $O(j\omega)$  (3.4), ponieważ jest on połączony równolegle z rezystancją  $R_1$ , którą można w tym przypadku w przybliżeniu traktować jako zwarcie. Zastępczą pojemność tego modelu można więc w przybliżeniu obliczyć jako:

$$C_z = C. \quad (3.10)$$

a)



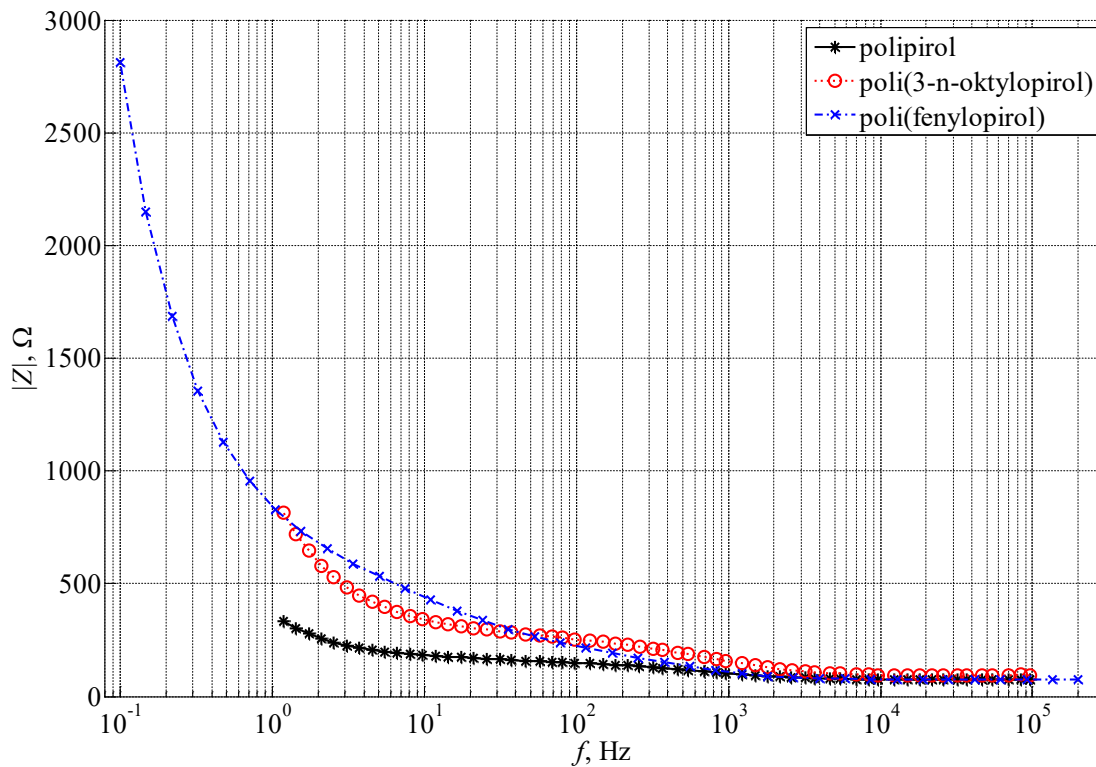
b)



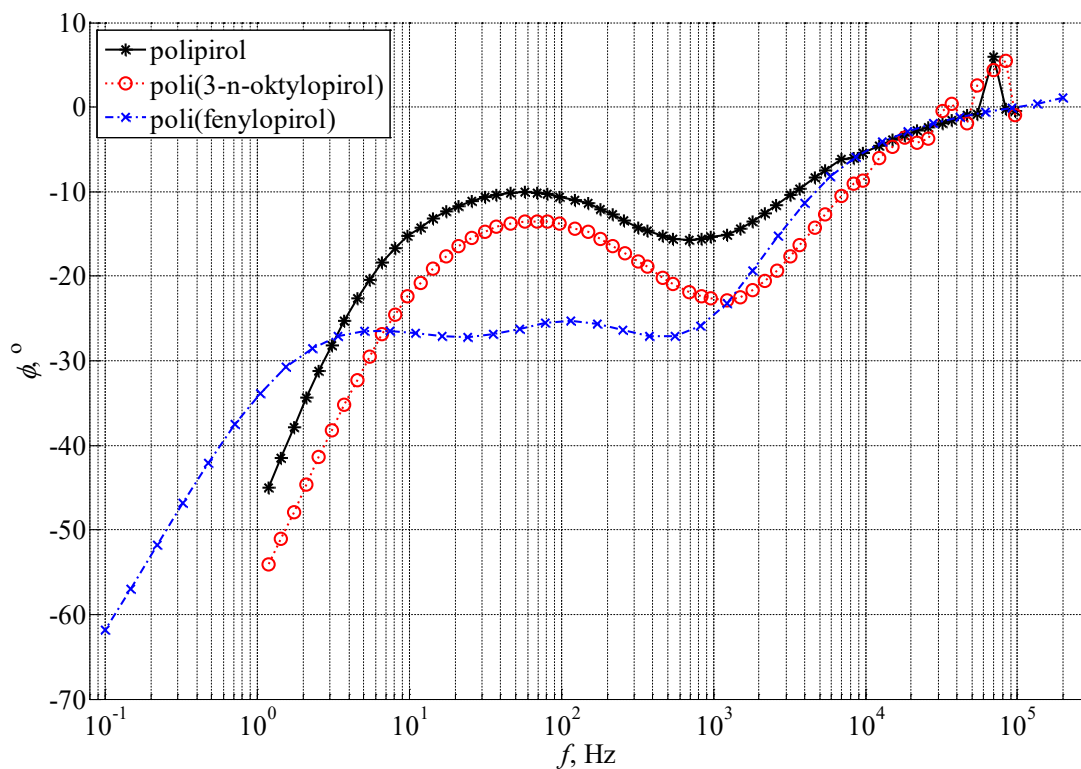
Rys. 3.10. Pomiarowe charakterystyki częstotliwościowe impedancji badanych superkondensatorów z elektrolitem zawierającym sól  $\text{LiClO}_4$ : modułu (a) i argumentu (b)

Fig. 3.10. Impedance measurement frequency characteristics of tested supercapacitors with electrolyte containing  $\text{LiClO}_4$  salt: module (a) and argument (b)

a)



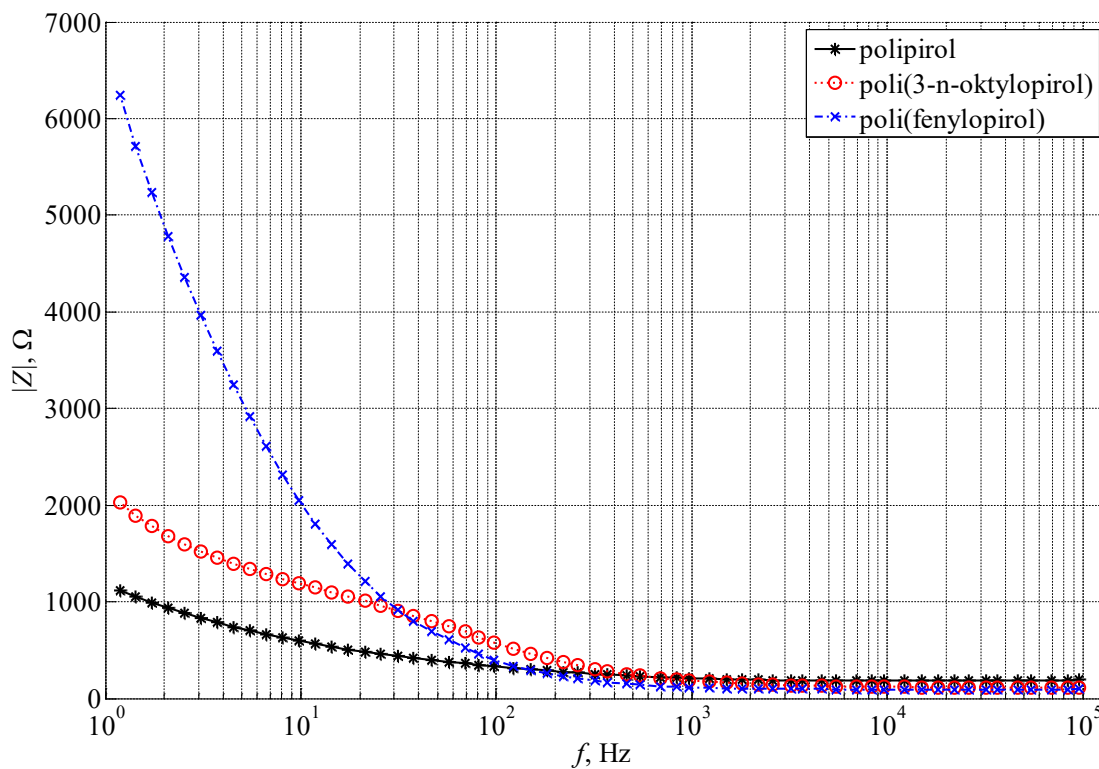
b)



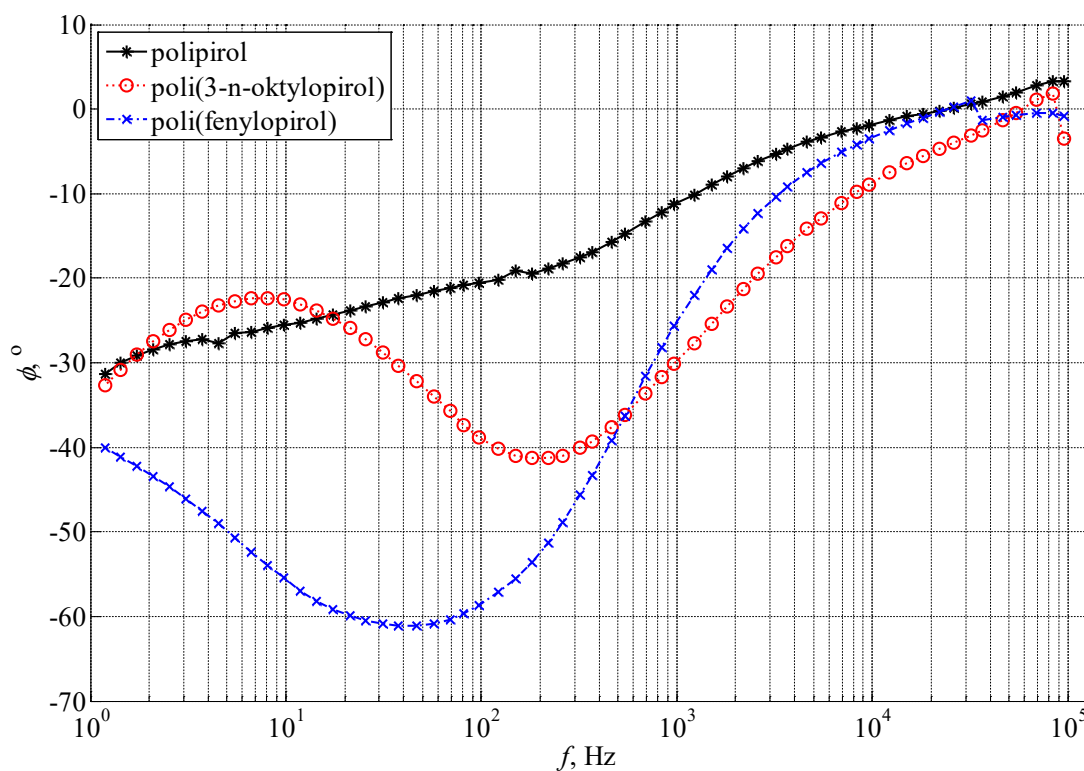
Rys. 3.11. Pomiarowe charakterystyki częstotliwościowe impedancji badanych superkondensatorów z elektrolitem zawierającym sól  $\text{NBu}_4\text{ClO}_4$ : modułu (a) i argumentu (b)

Fig. 3.11. Impedance measurement frequency characteristics of tested supercapacitors with electrolyte containing  $\text{NBu}_4\text{ClO}_4$  salt: modulus (a) and argument (b)

a)



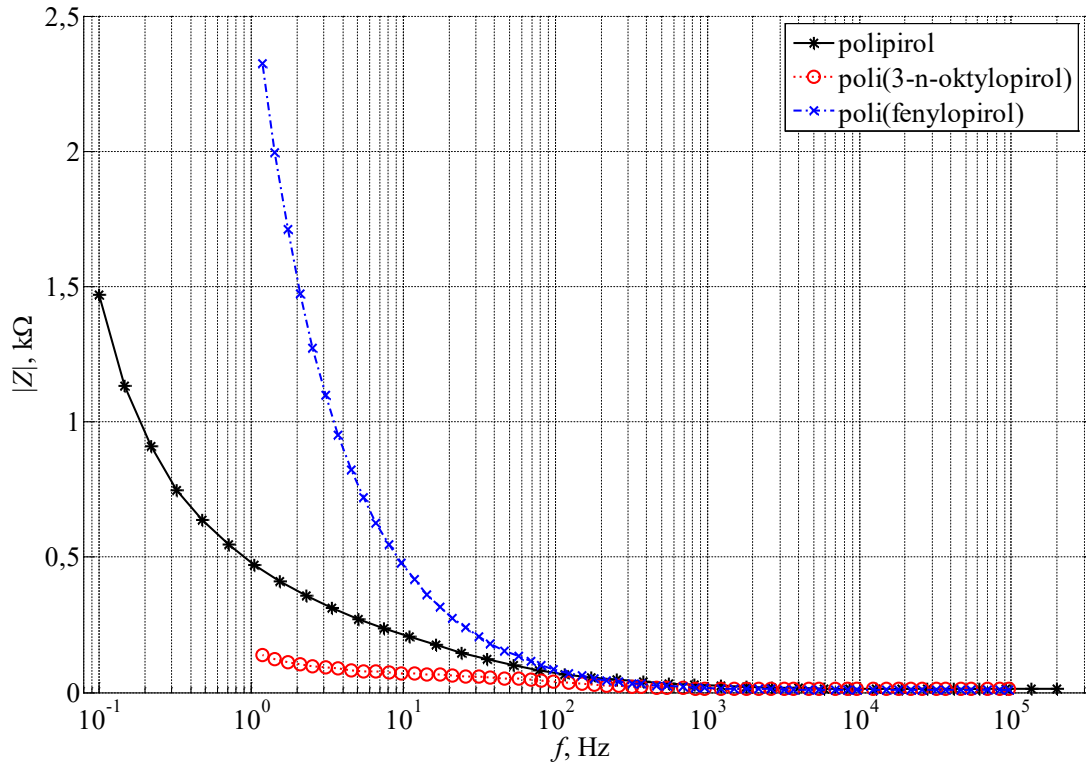
b)



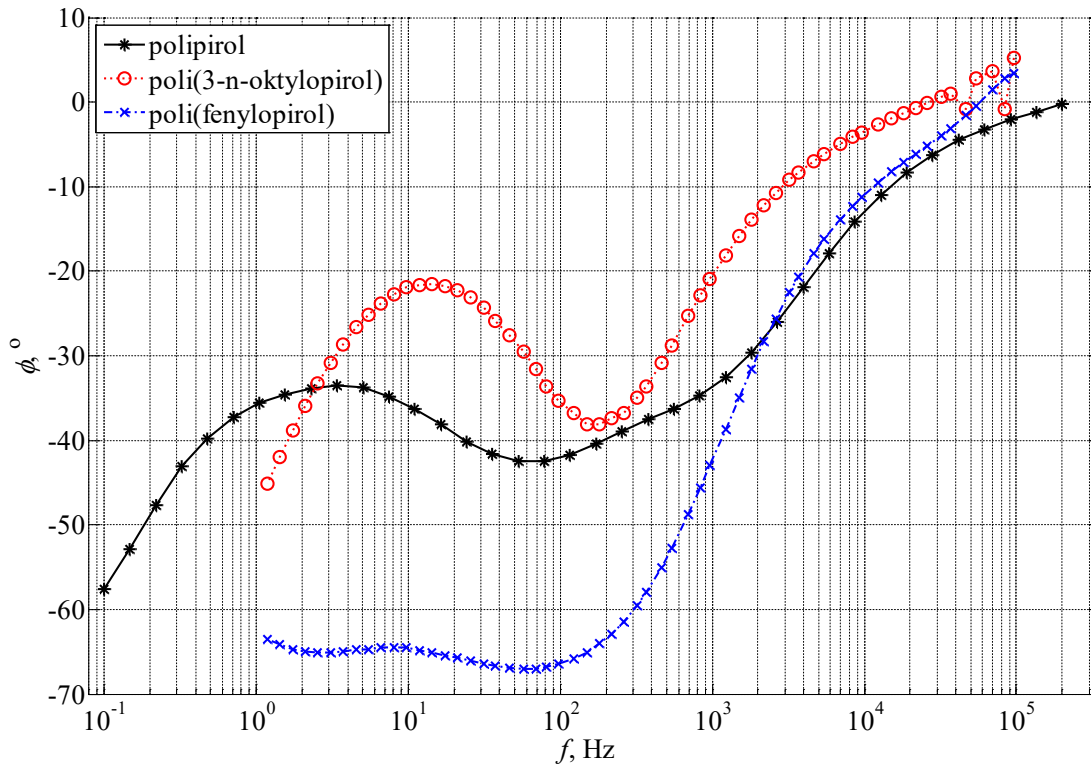
Rys. 3.12. Pomiarowe charakterystyki częstotliwościowe impedancji badanych superkondensatorów z elektrolitem zawierającym sól  $\text{NBu}_4\text{CF}_3\text{SO}_3$ : modułu (a) i argumentu (b)

Fig. 3.12. Impedance measurement frequency characteristics of tested supercapacitors with electrolyte containing  $\text{NBu}_4\text{CF}_3\text{SO}_3$  salt: modulus (a) and argument (b)

a)



b)



Rys. 3.13. Pomiarowe charakterystyki częstotliwościowe impedancji badanych superkondensatorów z elektrolitem zawierającym sól  $\text{LiCF}_3\text{SO}_3$ : modułu (a) i argumentu (b)

Fig. 3.13. Impedance measurement frequency characteristics of tested supercapacitors with electrolyte containing  $\text{LiCF}_3\text{SO}_3$  salt: modulus (a) and argument (b)

Tabela 3.1

Wyniki estymacji parametrów modelu opartego na biegunach i zerach impedancji ułamkowego rzędu (3.2)

	$k$	$\omega_0$	$\alpha$	$\beta$	$R_C$	błąd $\varepsilon$
nadchloran litu (LiClO <sub>4</sub> )						
polipirol	8424,3	185,56	-0,56367	0,27405	146,85	0,05864
poli(3-n-oktylopirol)	3828,4	259,30	-0,45725	0,33503	76,650	0,1669
poli(fenylopirol)	3474,2	2548,6	-0,54635	0,39395	65,846	0,2353
nadchloran tetrabutylamonu (NBu <sub>4</sub> ClO <sub>4</sub> )						
polipirol	1465,8	8,0341	0,70812	0,92687	56,177	0,4009
poli(3-n-oktylopirol)	4031,3	10,966	0,62814	0,8955	70,833	0,6130
poli(fenylopirol)	2019,4	14910	-0,97397	0,44767	66,873	0,4485
trifluorometanosulfonian tetrabutylamonu (NBu <sub>4</sub> CF <sub>3</sub> SO <sub>3</sub> )						
polipirol	2167,6	2440,5	-0,47945	0,39377	184,62	0,06227
poli(3-n-oktylopirol)	3426,5	639,38	-0,45559	0,28419	110,46	0,1537
poli(fenylopirol)	14788	60,225	-0,38179	0,4421	92,992	0,01862
trifluorometanosulfonian litu (LiCF <sub>3</sub> SO <sub>3</sub> )						
polipirol	11115	1237,4	-0,20086	0,45873	103,74	0,2386
poli(3-n-oktylopirol)	2494,6	1370,9	-0,60748	0,34568	111,98	0,5696
poli(fenylopirol)	95222	286,15	-0,11662	0,71954	96,036	0,0199

Tabela 3.2

Wyniki estymacji parametrów modelu z ograniczoną impedancją Warburga (3.4)

	$C$	$R_1$	$R_2$	$Z_0$	$B$	błąd $\varepsilon$
nadchloran litu (LiClO <sub>4</sub> )						
polipirol	0,068338	13763	158,65	21198	70168	2,3005
poli(3-n-oktylopirol)	0,11296	6441,9	73,134	7715,2	157040	1,7026
poli(fenylopirol)	$5,1323 \cdot 10^{-4}$	3009,9	66,069	8191,5	684560	0,4457
nadchloran tetrabutylamonu (NBu <sub>4</sub> ClO <sub>4</sub> )						
polipirol	$5,8999 \cdot 10^{-4}$	216,53	100,34	8137,8	46950	0,1690
poli(3-n-oktylopirol)	$2,0493 \cdot 10^{-4}$	419,49	105,75	11843	118380	0,3274
poli(fenylopirol)	$6,4125 \cdot 10^{-4}$	1198,3	72,623	4903,6	262060	0,1036
trifluorometanosulfonian tetrabutylamonu (NBu <sub>4</sub> CF <sub>3</sub> SO <sub>3</sub> )						
polipirol	$4,4654 \cdot 10^{-4}$	1494,3	196,09	5923,3	99632	0,2156
poli(3-n-oktylopirol)	$2,5466 \cdot 10^{-4}$	2527,3	104,72	13704	163990	1,1482
poli(fenylopirol)	$5,2339 \cdot 10^{-5}$	94840	113,81	12961	650850	2,1962
trifluorometanosulfonian litu (LiCF <sub>3</sub> SO <sub>3</sub> )						
polipirol	$1,5192 \cdot 10^{-4}$	9991,4	116,73	18016	2054400	0,1424
poli(3-n-oktylopirol)	$1,9457 \cdot 10^{-4}$	1282,7	112,81	9213,3	131880	1,0919
poli(fenylopirol)	$6,1388 \cdot 10^{-6}$	90460	74,483	11293	3294100	1,3166

Zastępczą rezystancję tego modelu dla bardzo dużych częstotliwości, traktując pojemność i element Warburga jako zwarcie, można w przybliżeniu obliczyć jako połączenie równoległe rezystancji:

$$R_z = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (3.11)$$

W tabeli 3.3 zestawiono zastępcze pojemności i rezystancje wybranych modeli superkondensatorów oraz wartości błędu  $\varepsilon$  (3.7). Wyniki o wartościach błędu  $\varepsilon > 1$  oznaczono mniejszą czcionką i kursywą.

Tabela 3.3

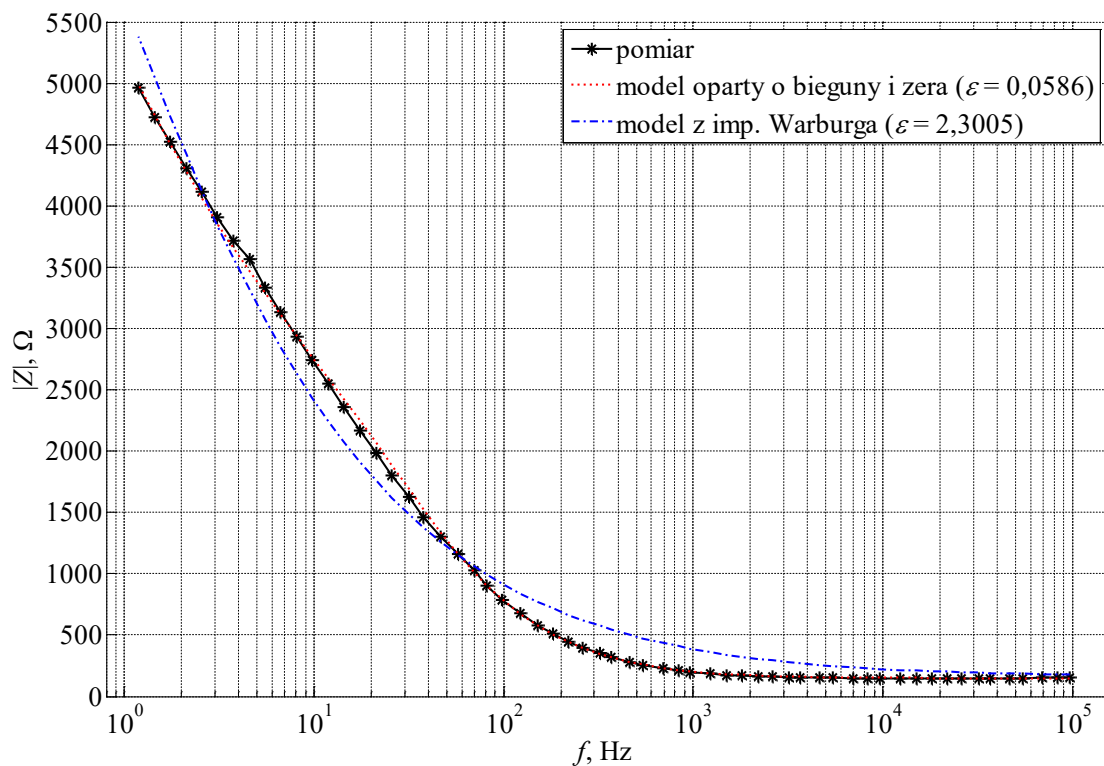
Zastępcze pojemności i rezystancje modelu opartego na biegunach i zerach impedancji ułamkowego rzędu (3.2) oraz modelu z ograniczoną impedancją Warburga (3.4)

	Model oparty o bieguny i zera 0			Model z impedancją Warburga 0		
	$C_z$	$R_z$	błąd $\varepsilon$	$C_z$	$R_z$	błąd $\varepsilon$
nadchloran litu ( $\text{LiClO}_4$ )						
polipirol	$1,1870 \cdot 10^{-4}$	146,85	0,0586	<i><math>6,8338 \cdot 10^{-2}</math></i>	<i>156,84</i>	<i>2,3005</i>
poli(3-n-oktylopirol)	$2,6121 \cdot 10^{-4}$	76,650	0,1669	<i><math>1,1296 \cdot 10^{-1}</math></i>	<i>72,313</i>	<i>1,7026</i>
poli(fenylopirol)	$2,8784 \cdot 10^{-4}$	65,846	0,2353	$5,1323 \cdot 10^{-4}$	64,650	0,4457
nadchloran tetrabutylamonu ( $\text{NBu}_4\text{ClO}_4$ )						
polipirol	$6,8222 \cdot 10^{-4}$	56,177	0,4009	$5,8999 \cdot 10^{-4}$	68,566	0,1690
poli(3-n-oktylopirol)	$2,4806 \cdot 10^{-4}$	70,833	0,6130	$2,0493 \cdot 10^{-4}$	84,459	0,3274
poli(fenylopirol)	$4,9520 \cdot 10^{-4}$	66,873	0,4485	$6,4125 \cdot 10^{-4}$	68,473	0,1036
trifluorometanosulfonian tetrabutylamonu ( $\text{NBu}_4\text{CF}_3\text{SO}_3$ )						
polipirol	$4,6134 \cdot 10^{-4}$	184,62	0,0623	$4,4654 \cdot 10^{-4}$	173,343	0,2156
poli(3-n-oktylopirol)	$2,9184 \cdot 10^{-4}$	110,46	0,1537	<i><math>2,5466 \cdot 10^{-4}</math></i>	<i>100,554</i>	<i>1,1482</i>
poli(fenylopirol)	$6,7622 \cdot 10^{-5}$	92,992	0,0186	<i><math>5,2339 \cdot 10^{-5}</math></i>	<i>113,674</i>	<i>2,1962</i>
trifluorometanosulfonian litu ( $\text{LiCF}_3\text{SO}_3$ )						
polipirol	$8,9969 \cdot 10^{-5}$	103,74	0,2386	$1,5192 \cdot 10^{-4}$	115,38	0,1424
poli(3-n-oktylopirol)	$4,0087 \cdot 10^{-4}$	111,98	0,5696	<i><math>1,9457 \cdot 10^{-4}</math></i>	<i>103,69</i>	<i>1,0919</i>
poli(fenylopirol)	$1,0502 \cdot 10^{-5}$	96,036	0,0199	<i><math>6,1388 \cdot 10^{-6}</math></i>	<i>74,422</i>	<i>1,3166</i>

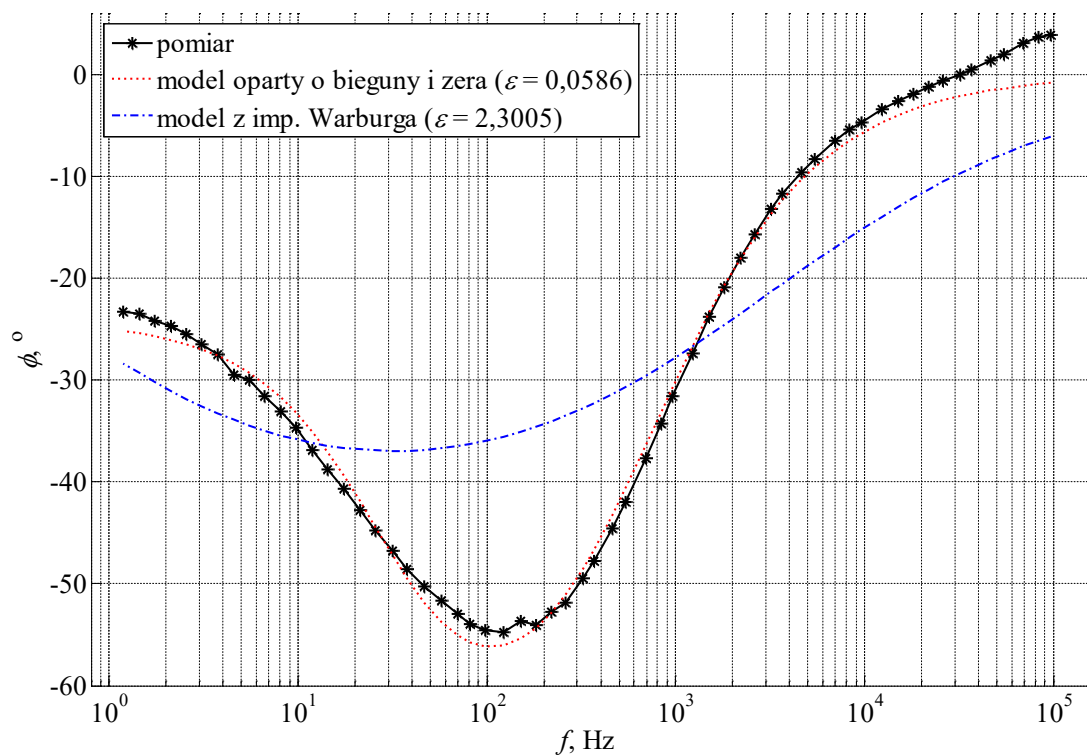
Na rys. 3.14 przedstawiono charakterystyki pomiarowe i aproksymujące superkondensatora z elektrolitem zawierającym  $\text{LiClO}_4$  i elektrodami zawierającymi polipirol. W tym przypadku jakość aproksymacji charakterystyk znacząco się różni dla poszczególnych modeli, co pozwala na porównanie wartości błędu  $\varepsilon$  i odpowiadającej im jakości aproksymacji charakterystyk.



a)



b)



Rys. 3.14. Pomiarowe i aproksymujące charakterystyki częstotliwościowe: modułu (a) i argumentu (b) impedancji superkondensatora z elektrodami zawierającymi polipirol i elektrolitem zawierającym  $\text{LiClO}_4$

Fig. 3.14. Measured and approximating frequency characteristics of: modulus (a) and argument (b) of impedance of a supercapacitor with electrodes containing polypyrrole and electrolyte containing  $\text{LiClO}_4$

### 3.5. Podsumowanie

Przeprowadzone badania pozwoliły na sformułowanie następujących wniosków:

1. Podobnie jak w [14, 15] we wszystkich analizowanych przypadkach dokładność aproksymacji jest znacząco lepsza dla modułu impedancji niż dla argumentu impedancji. Na wartość błędu  $\varepsilon$  wpływ ma głównie jakość aproksymacji charakterystyki argumentu impedancji.
2. W przypadku superkondensatorów zawierających  $\text{LiClO}_4$ ,  $\text{NBu}_4\text{CF}_3\text{SO}_3$  oraz  $\text{LiCF}_3\text{SO}_3$  najlepszą jakość aproksymacji charakterystyk uzyskano przy wykorzystaniu modelu z zerami i biegunami impedancji, a w przypadku superkondensatorów zawierających  $\text{NBu}_4\text{ClO}_4$  – przy wykorzystaniu modelu z ograniczoną impedancją Warburga.
3. Rodzaj zastosowanego materiału elektrod oraz składnika aktywnego elektrolitu ma znaczący wpływ na charakterystyki impedancji i obliczone na ich podstawie parametry modeli badanych superkondensatorów.
4. Podobnie jak w [14, 15] we wszystkich przypadkach otrzymano bardzo dużą wartość parametru  $B$  modelu z ograniczoną impedancją Warburga. We wzorze (3.4) wartość funkcji  $\coth$  jest więc zawsze bliska 1. Dlatego model ten można sprowadzić do modelu z impedancją Warburga (3.3), nie zmieniając wartości pozostałych parametrów.
5. Obliczone przybliżone zastępcze pojemności i rezystancje modeli (tabela 3.3) pozwalają na weryfikację poprawności estymacji parametrów modeli i ułatwiają porównanie właściwości poszczególnych superkondensatorów.
6. Zastępcze rezystancje poszczególnych superkondensatorów obliczone dla obu analizowanych modeli w prawie wszystkich przypadkach (także dla dużych wartości błędu  $\varepsilon$ ) mają dosyć zbliżone wartości i zachowane są między nimi proporcje.
7. W przypadku dużych wartości błędu  $\varepsilon$  zastępcze pojemności poszczególnych superkondensatorów obliczone dla obu analizowanych modeli wykazują duże rozbieżności. Analizując wyniki w tabeli 3.3, można wnioskować, że zadowalająca dokładność estymacji parametrów modeli występuje przy wartościach błędu  $\varepsilon$  mniejszych niż około 1. W przypadku modelu opartego na biegunach i zerach impedancji ułamkowego rzędu uzyskano zadowalającą dokładność aproksymacji charakterystyk wszystkich badanych superkondensatorów.

8. Z tabel 3.1 ÷ 3.3 wynika, że dla różnych składników elektrod ogólnie najlepsze właściwości (największe pojemności i najmniejsze rezystancje) mają superkondensatory z elektrolitami zawierającymi  $\text{NBu}_4\text{ClO}_4$ . Największą pojemność i jedną z najmniejszych rezystancji ma superkondensator z tym elektrolitem oraz elektrodami zawierającymi poli(fenylopirol).
9. Z tabel 3.1 ÷ 3.3 wynika też, że superkondensatory z elektrodami zawierającymi poli(fenylopirol) mają najniższe wartości rezystancji dla każdego ze składników elektrolitu.

## Bibliografia

1. Aderyani S., Flouda P., Shah S.A., Green M.J., Lutkenhaus J.L., Ardebili H.: Simulation of cyclic voltammetry in structural supercapacitors with pseudocapacitance behavior. *Electrochimica Acta*, Vol. 390, 2021.
2. Bobruk M.: Elektrochemiczna spektroskopia impedancyjna. [http://home.agh.edu.pl/~mbobruk/Pliki/Spektroskopia\\_impedancyjna.pdf](http://home.agh.edu.pl/~mbobruk/Pliki/Spektroskopia_impedancyjna.pdf) (dostęp 3.12.2019).
3. Chodankar N.R., Dubal D.P., Lokhande A.C., Lokhande C.D.: Ionically conducting PVA– $\text{LiClO}_4$  gel electrolyte for high performance flexible solid-state supercapacitors. *Journal of Colloid and Interface Science*, Vol. 460, 2015, pp. 370-376.
4. Cleghorn C., Engelbrecht A.: Fitness-Distance-Ratio Particle Swarm Optimization: Stability Analysis, *Proceedings of the Genetic and Evolutionary Computation, Conf. Comp. CECCO*, July 2018, pp. 12-18.
5. Conway B.E.: *Electrochemical Supercapacitors: Scientific Fundamentals and Technological Applications*. Berlin, Germany: Springer, pp. 1-8.
6. Cui S., Mao J., Rouabhia M., Elkoun S., Zhang Z.: A biocompatible polypyrrole membrane for biomedical applications. *RSC Advances*, Vol. 11, 2021, pp. 16996-17006.
7. Diaw A.K.D., Gningue-Sall D., Aaron J.J.: Usefulness of aqueous micellar media for electrosynthesis of poly(N-phenylpyrrole), *Characterization and optical properties*. *Synthetic Metals*, Vol. 161, Issues 15-16, 2011, pp. 1483-1495.
8. El-Khazali R., Tawalbeh N.: Realization of Fractional-Order Capacitors and Inductors, *5th-IFAC Symposium on Fractional Differentiation and Application*, May 2012, Nanjing, China, pp. 1-4.

9. Fan Y., An H., Zhao R.: Double Traction Strategy Particle Swarm Optimization Algorithm. Proceedings of the International Conference on Computers, Information Processing and Advanced Education CIPAE, 2020, pp. 206-210.
10. Fernandes C., Fachada N., Laredo J., Merelo J.: Particle Swarm and Population Structure. Proceedings of the Genetic and Evolutionary Computation. Conference Companion CECCO, July 2018, pp. 85-86.
11. Fouda M.E., AboBakr A., Elwakil A.S.A., Radwan A.G., Eltawil A.M.: Simple MOS Transistor-Based Realization of Fractional-Order Capacitors. 2019 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Sapporo, Japan, 2019, pp. 1-4.
12. Freeborn T.J., Maundy B., Elwakil A.S.: Measurement of Supercapacitor Fractional-Order Parameters from Voltage-Excited Step Response. IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in CAS, No. 3, 2013, pp. 367-376.
13. Garrappa R., Grünwald–Letnikov operators for fractional relaxation in Havriliak–Negami models. Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation, Vol. 38, 2016, pp. 178-191.
14. Gocki M., Jakubowska-Ciszek A., Pruski P.: Comparative analysis of a new class of symmetric and asymmetric supercapacitors constructed on the basis of ITO collectors. Energies, 16/2023, No. 1, p. 306.
15. Gocki M., Jakubowska-Ciszek A., Pruski P.: Pomiarowa estymacja parametrów modeli ułamkowego rzędu nowej klasy symetrycznych superkondensatorów polimerowych. Przegląd Elektrotechniczny, R. 98, nr 11/2022, s. 224-228.
16. Goswami M., Kumar S., Siddiqui H., Chauhan V., Singh N., Sathish N, Ashiq M., Kumar S.: Hybrid energy storage devices: Li-ion and Na-ion capacitors, Emerging Trends in Energy Storage Systems and Industrial Applications. Academic Press, 2023, pp. 223-258.
17. Górska K., Horzela A., Penson K.A.: The Havriliak–Negami and Jurlewicz–Weron–Stanislavsky relaxation models revisited: memory functions-based study. Journal of Physics A: Mathematical and Theoretical, 2023, Vol. 56, 313001.
18. Jakubowska-Ciszek A., Walczak J.: Frequency method for determining the equivalent parameters of fractional-order elements  $L\beta C\alpha$ . Lecture Notes in Electrical Engineering 559, Advances in Non-Integer Order Calculus and Its Applications, Springer Nature, 2020.
19. Jalal N.I., Ibrahim R.I., Oudah M.K.: A review on Supercapacitors: types and components. Journal of Physics: Conference Series, 2021, 1973, 012015.

20. Kar K.K.: Handbook of Nanocomposite Supercapacitor Materials I, Chapter: Applications of Supercapacitors. Springer Series in Materials Science, 2020, pp. 341-350.
21. Kavan L., Kratochvilová K., Grätzel M.: Study of nanocrystalline TiO<sub>2</sub> (anatase) electrode in the accumulation regime. *Journal of Electroanalytical Chemistry*, Vol. 394, Issues 1-2, 1995, pp. 93-102.
22. Khan H., Nizami I., Qaisar S., Waqar A., Krichen M., Almaktoom A.: Analyzing Optimal Battery Sizing in Microgrids Based on the Feature Selection and Machine Learning Approaches. *Energies*, 2022, Vol. 15, No. 21, p. 7865.
23. Kothari K., Prasad R., Utkal Mehta U.: Generalized formulation to estimate the Supercapacitor's R-C series impedance using fractional order model. *Alexandria Engineering Journal*, Vol. 60, Issue 6, 2021, pp. 5851-5859.
24. Krajewska A.: Opracowanie sensorów elektrochemicznych do oznaczania zawartości akrylamidu i kwasu akrylowego w produktach żywnościowych. Rozprawa doktorska, Wydział Chemiczny, Politechnika Gdańska, 2009.
25. Lazanas A.C., Prodromidis M.I.: Electrochemical Impedance Spectroscopy – A Tutorial. *ACS Measurement Science Au*, Vol. 3, Issue 3, 2023, pp. 162-193.
26. Lewandowski M., Orzyłowski M.: Fractional order-models: The case study of the supercapacitor capacitance measurements. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences*, Vol. 65, No. 4, 2017, pp. 449-457.
27. Li H., Wang F., Zhang C., Ji W., Qian J., Cao Y., Yang H., Ai X.: A temperature-sensitive poly(3-octylpyrrole)/carbon composite as a conductive matrix of cathodes for building safer Li-ion batteries. *Energy Storage Materials*, Vol. 17, 2019, pp. 275-283.
28. Li W., Fan Y., Jiang Q., Xu Q.: Velocity-Driven Particle Swarm Optimization, *Proc. of the 8th Int. Conf. on Comp. and Patt. Recog. ICCPR*, October 2019, pp. 9-16.
29. Libich J., Máca J., Vondrák J., Čech O., Sedlaříková M.: Supercapacitors: Properties and applications. *Journal of Energy Storage*, Vol. 17, 2018, pp. 224-227.
30. Magar H.S., Hassan R.Y.A., Mulchandani A.: Electrochemical Impedance Spectroscopy (EIS): Principles, Construction, and Biosensing Applications. *Sensors*, Vol. 21, 2021.
31. Martin R., Quintana J.J., Ramos A., Nuez I.: Fractional equivalent impedance of electrochemical double layer capacitors combinations. *Journal European des Systemes Automatisés, RS JESA*, No. 42, 2008, pp. 923-928.

32. Mousavi M.P.S., Wilson B.E., Kashefolgheta S., Anderson E.L., He S., Bühlmann P., Stein A.: Ionic liquids as electrolytes for electrochemical double-layer capacitors: Structures that optimize specific energy. *ACS Applied Materials & Interfaces*, Vol. 8, No. 5, 2016, pp. 3396-3406.
33. Pande S., Pandit B., Shaikh S.F., Ubaidullah M.: *Conductive Polymer and Composites for Supercapacitor Applications. Recent Advancements in Polymeric Materials for Electrochemical Energy Storage. Green Energy and Technology.* Springer, Singapore 2023.
34. Poli R., Kennedy J., Blackwell T.: Particle swarm optimization. An overview. *Springer, Swarm Intell*, No. 1/2007, pp. 33-57.
35. Poonam, Sharma K., Arora A., Tripathi S.K.: Review of supercapacitors: Materials and devices. *Journal of Energy Storage*, Vol. 21, 2019, pp. 801-825.
36. Ramkumar Y., Suganthi R., Milton S., Park A., Shim J., Oh J.J., Kim T.H.: MnO/Mn<sub>2</sub>O<sub>3</sub> Aerogels as Effective Materials for Supercapacitor Applications. *Energies*, Vol. 17, 2024.
37. Samukaite-Bubniene U., Valiūnienė A., Bucinskas V., Genys P., Ratautaite V., Ramanaviciene A., Aksun E., Tereshchenko A., Zeybek B., Ramanavicius A.: Towards supercapacitors: Cyclic voltammetry and fast Fourier transform electrochemical impedance spectroscopy-based evaluation of polypyrrole electrochemically deposited on the pencil graphite electrode. *Colloids and Surfaces A: Physicochemical and Engineering Aspects*, Vol. 610, 2021.
38. Sarac A.S., Sezgin S., Ates M., Turhan C.M.: Electrochemical impedance spectroscopy and morphological analyses of pyrrole, phenylpyrrole and methoxyphenylpyrrole on carbon fiber microelectrodes. *Surface and Coatings Technology*, Vol. 202, Issue 16, 2008, pp. 3997-4005.
39. Sekar N., Ramasamy R.: Electrochemical Impedance Spectroscopy for Microbial Fuel Cell Characterization. *Journal of Microbial and Biochemical Technology*, 2013, Vol. 2013, pp. 1-14.
40. Semary M.S., Fouda M.E., Hassan H., Radwan A.G.: Realization of fractional-order capacitor based on passive symmetric network, *Journal of Advanced Research*, Vol. 18, 2019, pp. 147-159,
41. Shen C.X., Sixing X., Yingxi S., Mohan W., Xiaohong L.: A Review of On-Chip Micro Supercapacitors for Integrated Self-Powering Systems, *Journal of Microelectromechanical Systems*, 2017, pp. 1-17.

42. Silah H., Erkmen C., Demir E., Uslu B.: Modified indium tin oxide electrodes: Electrochemical applications in pharmaceutical, biological, environmental and food analysis. *Trends in Analytical Chemistry*, Vol. 141, 2021.
43. Sindhuja M., Kumar N.S., Sudha V., Harinipriya S.: Equivalent circuit modelling of microbial fuel cells using impedance spectroscopy. *Journal of Energy Storage*, Vol. 7, 2016, pp. 136-146.
44. Tawfik W.Z., Mohammad S.N., Rahouma K.H., Tammam E., Salama G.M.: An artificial neural network model for capacitance prediction of porous carbon-based supercapacitor electrodes. *Journal of Energy Storage*, Vol. 73, Part A, 2023, 108830.
45. Wu N., Bai X., Pan D., Dong B., Wei R., Naik N., Guo Z.: Recent Advances of Asymmetric Supercapacitors. *Advanced Materials Interfaces*, 2020.
46. Xie Y.: Fabrication and electrochemical properties of flow-through polypyrrole and polypyrrole/polypyrrole nanoarrays. *Chem. Pap.*, Vol. 75, 2021, pp. 1831-1840.
47. Xu X., Yang Li., Zheng W., Zhang H., Wu F., Tian Z., Zhang P., Ming Z.: MXenes with applications in supercapacitors and secondary batteries: A comprehensive review. *Materials Reports: Energy*, Vol. 2, Issue 1, 2022.
48. Yue T., Xia C., Liu X., Wang Z., Qi K., Xia B.Y.: Design and Synthesis of Conductive Metal-Organic Frameworks and Their Composites for Supercapacitors. *ChemElectroChem*, Vol. 8, No. 6, 2021, pp. 1021-1034.
49. Yulianti E., Sudaryanto D.: Electrical properties study of solid polymer electrolyte based on PolyCaproLactone/LiCF<sub>3</sub>SO<sub>3</sub> added plasticizer. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 2020.
50. Zhai Z., Zhang L., Du Tu., Ren B., Xu Y., Wang S., Miao J., Liu Z.: A review of carbon materials for supercapacitors. *Materials & Design*, Vol. 221, 2022.
51. Zhang L., Dai L., Li C., Dang Y., Zheng R., Wang Z., Wang Y., Cui Y., Arandiyan H., Shao Z., Sun H., Zhuang Q., Liu Y.: Recent advances in electrochemical impedance spectroscopy for solid-state batteries. *Energy Storage Materials*, Vol. 69, 2024.
52. Zhanga M., Gea J., Zhanga J., Liub L.E.: Redox potential measurement of AgCl in molten LiCl-KCl salt using chronopotentiometry and potentiodynamic scan techniques. *Electrochemistry Communications*, No. 105, 2019.
53. Zhao J., Burke A.F.: Review on supercapacitors: Technologies and performance evaluation. *Journal of Energy Chemistry*, Vol. 59, 2021, pp. 276-291.
54. Zhou S., Wang X., Jiang L., Sun H., Huo D., Hou C.: A three-dimensional hydrogel-modified indium tin oxide electrode with enhanced performance for in situ electrochemical detection of extracellular H<sub>2</sub>O<sub>2</sub>. *Analyst*, Vol. 17, 2021.

55. Zong X., Wang N., Liu J., Wu Z., Tong S., Kong K., Xu Q., Yang R.: Electrode Materials with High Performance of Nickel Sulfide/Titanium Nitride@Co-Based Metal Organic Frameworks/Nickel Foam for Supercapacitors. *Energies*, Vol. 17, Issue 11, 2024.



#### **4. PRZEKSZTAŁTNIK ENERGOGOELEKTRONICZNY PRZEZNACZONY DO MIKROELEKTROWNI WIATROWEJ**

Wzorem konkursów typu „Grand Challenge” (zapoczątkowanych w Stanach Zjednoczonych Ameryki Północnej w roku 2004) Narodowe Centrum Badań i Rozwoju 1 października 2019 roku ogłosiło ogólnopolski konkurs pod tytułem „Wielkie Wyzwanie: Energia”. Wyzwaniem postawionym w konkursie było opracowanie kompaktowego urządzenia do zastosowań indywidualnych (przydomowych), zdolnego do przekształcania energii wiatru na energię elektryczną, jej magazynowania oraz wykorzystania w najefektywniejszy sposób [9]. Do uczestnictwa zaproszono „wszystkich entuzjastów technologii i innowacji”, którzy mogli startować indywidualnie lub zespołowo. Nagroda dla zwycięzcy wynosiła milion złotych. Pomimo perturbacji związanych z ostatnią ogólnoświatową pandemią do konkursu zgłoszono prawie dwieście prototypów. Przez kilka kolejnych etapów selekcji przechodziło coraz mniej rozwiązań. Do półfinału zakwalifikowało się 51 urządzeń, a 10 najlepszych uzyskało prawo startu w finale. Finał konkursu odbył się 16 października 2021 roku na stadionie PGE Narodowym w Warszawie.

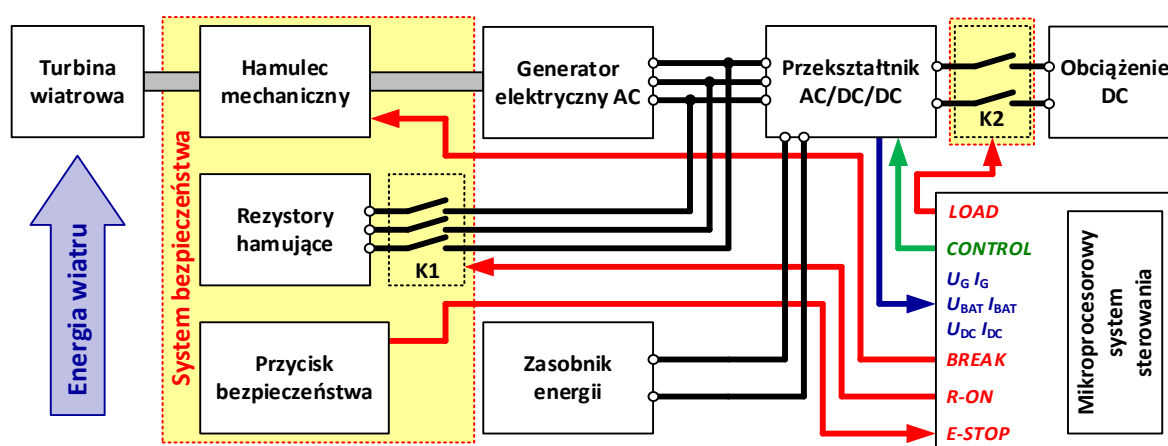
Wyzwanie konkursowe podjął również zespół pracowników naukowych Politechniki Śląskiej. Problemy badawcze i technologiczne podzielono na dwie grupy: zagadnienia mechaniczne (tą tematyką zajmowało się sześć osób w zespole) oraz zagadnienia elektryczne (tą tematyką zajmowało się pozostałych pięciu członków). Do najważniejszych zagadnień z zakresu mechaniki należało wyselekcjonowanie rozwiązań konstrukcyjnych turbin wiatrowych najlepiej spełniających warunki konkursu, aerodynamiczne i wytrzymałościowe badania symulacyjne turbin wiatrowych, analiza wytwarzanego hałasu, projekt konstrukcji mechanicznej oraz uruchomienie turbin wiatrowych. Z kolei najważniejsze problemy związane z częścią elektryczną to dobór generatora, projekt i wykonanie przekształtnika energoelektronicznego, wyznaczenie optymalnych charakterystyk sterowania, opracowanie algorytmu sterowania elektrownią wiatrową i optymalnego zarządzania pozyskaną energią elektryczną oraz badanie skuteczności działania zabezpieczeń. Prace całego zespołu zaowocowały przygotowaniem prototypu mikroelektrowni wiatrowej, który zakwalifikował się do finału konkursu i zajął w nim drugie miejsce [10].

## 4.1. Przyjęte założenia

Przyjęto cztery grupy założeń, które musiał spełniać rozpatrywany prototyp. Pierwsza z nich to założenia ogólne. Dwie kolejne grupy to ściśle określone wymagania techniczne dotyczące konstrukcji mechanicznej oraz funkcjonalności elektrycznej prototypów urządzeń. Czwarta grupa precyzowała bardzo istotne kwestie związane z bezpieczeństwem oraz zachowaniem się prototypu w przypadku wystąpienia awarii. Ogólne wytyczne wskazywały, że opracowany prototyp musi w najefektywniejszy sposób przekształcać energię wiatru (cechującego się dużą zmiennością prędkości oraz kierunku) na energię elektryczną. Urządzenie obligatoryjnie musiało zawierać siłownię wiatrową oraz przycisk bezpieczeństwa, natomiast fakultatywnie prototyp mógł być wyposażony w magazyn energii. Wskazano również, że prototyp nie może wykorzystywać innych niż wiatr zewnętrznych źródeł energii. Od strony wymagań technicznych dotyczących konstrukcji mechanicznej przyjęto, że całkowite wymiary nie mogą być większe od sześcianu o boku 2 m, waga nie może przekroczyć 200 kg, a poziom natężenia dźwięku wytwarzanego przez działający prototyp nie może być większy od 50 dB(A). Wskazano, że urządzenie nie może być na stałe związane z gruntem i musi nadawać się do transportu. W wymaganiach technicznych odnoszących się do parametrów elektrycznych przyjęto założenie, że prototyp będzie pracował w trybie autonomicznym, czyli że nie będzie podłączony do sieci elektroenergetycznej. Określono również, że będzie oddawał na zaciskach wyjściowych energię w postaci prądu stałego o napięciu znamionowym 24 V, natomiast obciążeniem urządzenia miała być pompa do przetłaczania wody. Najważniejsze założenia związane z bezpieczeństwem to: prototyp nie może stanowić zagrożenia pożarowego, powinien mieć konstrukcję zapewniającą bezpieczeństwo otoczenia, po uruchomieniu powinien pracować w sposób stabilny i niezagrażający ludziom oraz mieniu znajdującym się w jego najbliższym otoczeniu. Po naciśnięciu przycisku bezpieczeństwa musi nastąpić elektryczne odłączenie prototypu od zacisków w czasie nie dłuższym niż 0,2 s oraz mechaniczne zatrzymanie siłowni wiatrowej w czasie nie dłuższym niż 10 s. Dostępne na rynku rozwiązania komercyjne nie spełniają powyżej wskazanych założeń i wymagań. Opracowanie prototypu wymagało kreatywnego oraz kompleksowego podejścia w celu rozwiązywania problemów zarówno mechanicznych, aerodynamicznych, jak i elektrycznych.

## 4.2. Ogólna architektura opracowanego prototypu

Opierając się na wcześniejszych doświadczeniach członków zespołu w zakresie zagadnień dotyczących szeroko rozumianych źródeł energii odnawialnej, opracowano schemat funkcjonalny prototypu. Jego ogólną architekturę, w postaci schematu blokowego, przedstawiono na rys. 4.1. Zaznaczono na nim wszystkie najważniejsze komponenty. Pierwszym elementem prototypu jest turbina wiatrowa, która z możliwie najwyższą sprawnością przetwarza energię niesioną przez wiatr na energię mechaniczną. W wysokosprawnym bezszczotkowym generatorze elektrycznym z magnesami trwałymi energia mechaniczna przetwarzana jest na energię elektryczną. Generator zasila przekształtnik energoelektroniczny, który spełnia kilka kluczowych zadań.



Rys. 4.1. Schemat blokowy opracowanego prototypu małogabarytowej elektrowni wiatrowej przewidzianej do pracy autonomicznej

Fig. 4.1. Block diagram of the developed prototype of a small-scale wind turbine designed for off-grid operation

Po pierwsze przekształca napięcie przemiennie z generatora na napięcia stałe. Po drugie zapewnia utrzymanie na wyjściu zasilającym obciążenie napięcia stałego o wartości 24 V. Kolejnym zadaniem realizowanym przez przekształtnik jest optymalne wykorzystanie zasobnika energii (akumulatora). Oznacza to gromadzenie nadwyżki energii dostarczanej przez zbyt silny wiatr i stopniowe jej wykorzystywanie do zasilania obciążenia w przypadku słabego wiatru lub jego całkowitego braku.

W prototypie zastosowano również system bezpieczeństwa, w którego skład wchodzi cztery podstawowe elementy: przycisk bezpieczeństwa, hamulec mechaniczny (luzownik), rezystory hamujące wraz z wyłącznikiem K1 oraz wyłącznik obciążenia K2. Zadanie rezystorów hamujących jest dwójakie. W przypadku zbyt silnego wiatru mają

one zapobiegać nadmiernemu rozpędzaniu turbiny wiatrowej, natomiast w przypadku zadziałania przycisku bezpieczeństwa zadaniem rezystorów jest sprowadzenie w czasie mniejszym od 10 s prędkości wirowania turbiny wiatrowej do takiej wartości, która pozwoli na bezpieczne załączenie hamulca mechanicznego. Należy tutaj zwrócić uwagę, że gwałtowne zatrzymanie elementów wirujących mogłoby skutkować mechanicznym uszkodzeniem elementów turbiny wiatrowej. Wyłącznik obciążenia realizuje mechaniczne odłączenie zacisków wyjściowych falownika od układu obciążenia w czasie krótszym od 0,2 s, liczonym od chwili naciśnięcia przycisku bezpieczeństwa. Pracę całego systemu nadzoruje mikroprocesorowy system sterowania. Na podstawie mierzonych wartości prądów i napięć (generatora, akumulatora i obciążenia) wypracowuje on sygnały sterujące pracą przekształtnika, zarządza optymalnym wykorzystaniem zasobnika energii, załącza obciążenie oraz steruje elementami wykonawczymi systemu bezpieczeństwa.

### 4.3. Koncepcja układu generacyjnego

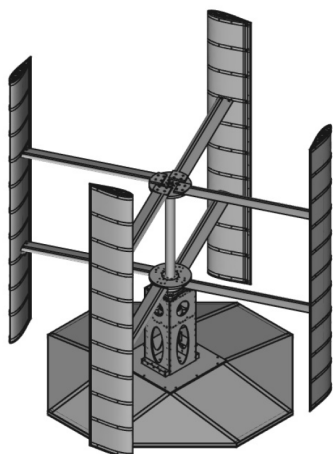
Układ generacyjny składał się z turbiny wiatrowej połączonej bezpośrednio z wałem wolnoobrotowego generatora elektrycznego. Na podstawie analizy technicznych warunków z rozdziału 4.1 oraz po przeprowadzeniu wielu obliczeń numerycznych [1, 4, 6, 7] uznano, że optymalnym rozwiązaniem będzie turbina wiatrowa o pionowej osi obrotu (VAWT, z ang. Vertical Axis Wind Turbine, nazywana również H-rotorem). Za takim wyborem przemawiały głównie trzy argumenty:

1. Niewrażliwość turbin tego typu na zmienność kierunku wiatru oraz turbulentny charakter jego przepływu. Takie właśnie warunki charakteryzują obszary z zabudową mieszkalną, gdzie turbina wiatrowa będzie docelowo zainstalowana, i to dodatkowo na stosunkowo niskiej wysokości [3, 12].
2. Ograniczenia konkursowe dotyczące dopuszczalnych gabarytów urządzenia. Turbina o pionowej osi obrotu zdecydowanie lepiej wykorzystuje dostępną powierzchnię poprzecznego przekroju strumienia powietrza w kształcie kwadratu. W tym punkcie należało uwzględnić także te przestrzenie, które zajmą: przekształtnik, akumulatorowy zasobnik energii, rezystory hamujące oraz pozostałe komponenty. Również pod względem tego kryterium turbina typu H-rotor okazała się najlepszym wyborem. Przy wysokości łopat i średnicy wirnika wynoszącej poniżej 2 m osiągnięto powierzchnię poprzecznego przekroju turbiny nieznacznie

mniejszą od dozwolonych 4 m<sup>2</sup>. Dla porównania powierzchnia poprzecznego przekroju turbiny o poziomej osi obrotu i maksymalnie dozwolonej średnicy 2 m wynosiłaby 3,14 m<sup>2</sup>.

3. Relatywnie niski poziom generowanego hałasu w szerokim zakresie prędkości wiatru. W wymaganiach technicznych zapisano, że nie może on przekraczać wartości 50 dB(A), a spełnienie tego kryterium gwarantuje przyjęta konstrukcja [3, 5, 8].

Do opracowania i optymalizacji konkursowej turbiny typu H-rotor wykorzystano zaawansowane metody numeryczne CFD (obliczeniowa/numeryczna mechanika płynów, z ang. Computational Fluid Dynamics) [6, 7]. Wyniki badań w zakresie konstrukcji mechanicznej, które zostały już wcześniej szeroko opublikowane przez pozostałych członków zespołu [1, 4, 6, 7], doprowadziły do zaprojektowania (rys. 4.2) i w konsekwencji do wykonania prototypu (rys. 4.3) turbiny typu H-rotor. Jest to konstrukcja o 4 łopatach, ze zwiększonym momentem rozruchowym, z optymalnym wyróżnikiem szybkobieżności  $\lambda_{MPP} \approx 2$  oraz charakteryzująca się maksymalnym współczynnikiem wykorzystania energii wiatru  $c_{Pmax} \approx 0,46$ . Dla porównania: 3-łopatowa turbina o poziomej osi obrotu charakteryzuje się optymalnym wyróżnikiem szybkobieżności  $\lambda_{MPP} \approx 5...6$ , co oznacza, że turbina H-rotor ma optymalną prędkość obrotową o około 2,5 razy mniejszą. To przekłada się na zdecydowanie niższy poziom emitowanego hałasu.



Rys. 4.2. Turbina H-rotor – projekt prototypu  
Fig. 4.2. H-rotor turbine – prototype design



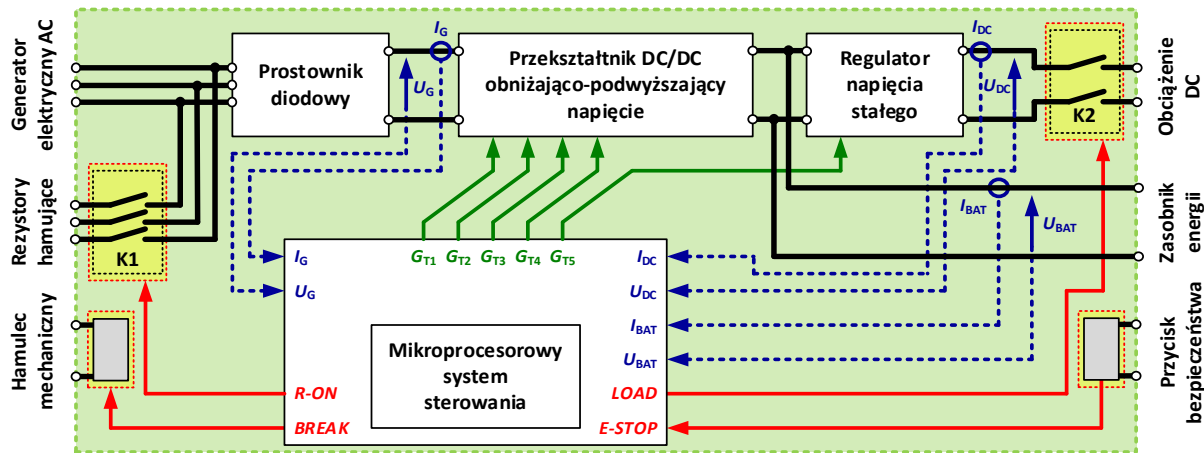
Rys. 4.3. Turbina H-rotor – zbudowany prototyp  
Fig. 4.3. H-rotor turbine – built prototype

Efektywność produkcji energii elektrycznej przez elektrownię wiatrową zależy również od właściwie dobranego/zaprojektowanego generatora. Przy doborze

generatora do pracy w elektrowni wiatrowej analizuje się następujące właściwości: bezawaryjność/niezawodność (bez potrzeby przeprowadzania częstych prac konserwacyjnych), niską prędkość znamionową (szczególnie dla układu bez przekładni mechanicznej), szeroki zakres zmian prędkości obrotowej, dużą przeciążalność i niską wartość momentu zaczepowego (szczególnie zakładając możliwość startu elektrowni za pomocą niskiej siły wiatru) oraz odporność na oddziaływanie warunków atmosferycznych. W projekcie zdecydowano się na wykorzystanie produkowanego seryjnie bezrdzeniowego generatora z magnesami trwałymi, który charakteryzuje się szczególnie niską wartością momentu zaczepowego oraz możliwością pracy w stanie przeciążenia. Niska wartość momentu zaczepowego generatora pozwoliła zachować duży moment rozruchowy turbiny wiatrowej przy stosunkowo niewielkiej prędkości wiatru, a możliwość przeciążenia generatora (w połączeniu z dużą zdolnością oddawania ciepła do otoczenia) pozwoliła na dobranie niższej mocy generatora. To w konsekwencji daje również mniejszą masę całego układu.

#### **4.4. Przekształtnik energoelektroniczny**

Z punktu widzenia optymalnego zarządzania energią elektryczną dostępną na zaciskach generatora kluczowym elementem opracowanego prototypu jest przekształtnik energoelektroniczny. Jego podstawowymi zadaniami są: przekształcenie napięcia przemiennego (o wartości zmieniającej się w szerokim zakresie) na ustabilizowane napięcie stałe, skuteczne i w miarę możliwości bezprzerwowe zasilanie układu obciążającego oraz gromadzenie i wykorzystywanie nadwyżek energii akumulowanej w zasobniku [2, 11]. Oprócz tego przekształtnik musi reagować na zadziałanie przycisku bezpieczeństwa i sterować pracą pozostałych elementów systemu bezpieczeństwa (rezystorami hamującymi, hamulcem mechanicznym oraz wyłącznikiem obciążenia). Realizacja wyżej wymienionych funkcjonalności wymaga zastosowania odpowiedniej topologii obwodów silnoprądowych, elementów przełączających oraz systemu sterowania. Z kolei do skutecznej realizacji algorytmu zaimplementowanego w systemie sterowania niezbędny jest pomiar wartości chwilowych prądów oraz napięć występujących w obwodach głównych przekształtnika [11]. Mając na uwadze wszystkie wyżej wymienione założenia, na potrzeby konkursu opracowano prototypowy przekształtnik, którego schemat blokowy pokazano na rys. 4.4.

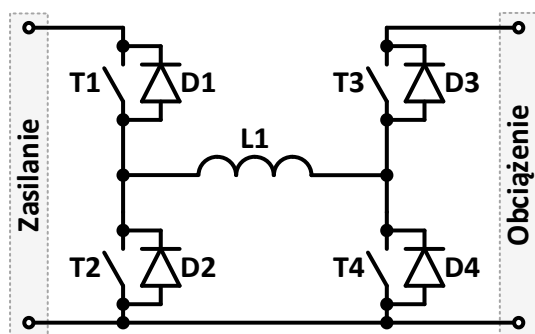


Rys. 4.4. Schemat blokowy opracowanego przekształtnika  
 Fig. 4.4. Block diagram of the developed converter

Obwody silnoprądowe przekształtnika składają się z trzech podukładów: prostownika diodowego, obniżająco-podwyższającego przekształtnika DC/DC oraz z regulatora napięcia stałego. W prototypie zastosowano klasyczny trójfazowy prostownik diodowy. W celu podniesienia jego sprawności zastosowano diody Schottky'ego, które charakteryzują się napięciami progowymi na poziomie około 0,4 V. Jest to wartość dwukrotnie mniejsza w porównaniu z typowymi diodami prostowniczymi, co w układach niskonapięciowych (zwłaszcza przy napięciach w zakresie pojedynczych woltów) ma istotne znaczenie. Dodatkowo, aby zmniejszyć wartość rezystancji dynamicznej diod w stanie przewodzenia, zastosowano równoległe łączenie czterech diod. Z uwagi na zakładaną dużą zmienność wiatru należało przyjąć, że napięcie wyjściowe na zaciskach prostownika ( $U_G$  z rys. 4.4) będzie również charakteryzowało się dużą zmiennością (w zakresie od pojedynczych woltów do wartości rzędu nawet 100 V). Z kolei, zgodnie z założeniami opisanymi w rozdziale 4.1, napięcie zasilające obciążenie ( $U_{DC}$  z rys. 4.4) musi wynosić 24 V. Jego dopuszczalne wahania muszą mieścić się w przedziale od 22,5 V do 24,5 V. Ponadto, dla zapewnienia jak największej sprawności całego prototypu, nadwyżki pozyskanej energii należy gromadzić. Jako magazyn energii wykorzystano akumulator typu LiFePO4 o napięciu znamionowym 25,6 V ( $U_{BAT}$  z rys. 4.4) i pojemności 40 Ah, wyposażony w wewnętrzny układ zarządzający BMS (z ang. Battery Management System). Innymi ważnymi parametrami zastosowanego akumulatora są również: niewielka waga (zaledwie 11,6 kg), duża gęstość energii (aż 105 Wh/kg) oraz duży prąd ładowania (do 40 A). Aby spełnić oba powyższe wymagania (stała wartość napięcia wyjściowego i możliwość ładowania akumulatora), konieczne było zastosowanie dwóch przekształtników DC/DC. Pierwszym z nich jest przekształtnik obniżająco-podwyższający napięcie typu

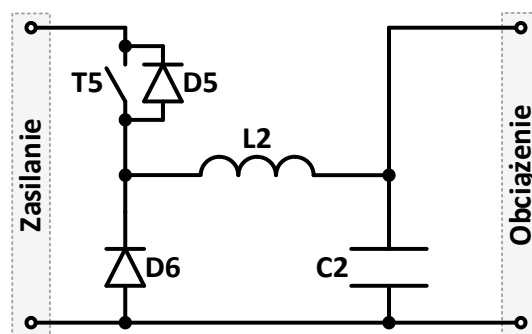
BUCK/BOOST. Jego zadaniem jest zapewnienie optymalnego wykorzystania energii dostarczanej z generatora oraz ładowanie akumulatora. Przekształtnik ten składa się z czterech elementów przełączających (z diodami zwrotnymi) oraz dławika. Jego topologię pokazano na rys. 4.5, gdzie w miejscu tranzystorów umieszczono symbole przełączników (oznaczonych jako T1, T2, T3 oraz T4). W przypadku konieczności podwyższania napięcia (praca w trybie BOOST) tranzystor T1 załączony jest na stałe, a przełączane są naprzemiennie tranzystory T3 i T4. Załączanie tranzystora T3 ogranicza prąd diody zwrotnej D3, co pozwala na zmniejszenie strat przekształtnika. W sytuacji kiedy konieczne jest obniżanie napięcia (praca w trybie BUCK), przełączane są naprzemiennie tranzystory T1 i T2, natomiast tranzystor T3 załączony jest na stałe.

Drugim przekształtnikiem DC/DC wykorzystanym w prototypie jest obniżający regulator napięcia stałego typu BUCK (rys. 4.6). Jego podstawowym zadaniem jest utrzymywanie stałej wartości napięcia na zaciskach wyjściowych. Składa się on z przełączanego tranzystora T5, diody D6 oraz dławika L2 i kondensatora C2. W obu przekształtnikach DC/DC zastosowano nowoczesne tranzystory mocy typu MOSFET o rezystancji w stanie przewodzenia mniejszej od 10 m $\Omega$ . W celu zapewnienia wysokiej sprawności w prototypowym urządzeniu każdy tranzystor pokazany na rys. 4.5 i rys. 4.6 oraz dioda zwrotna zostały wykonane jako równoległe połączenie kilku elementów. Obwody główne przekształtnika (bez zamontowanych dławików L1 i L2, kondensatora C2 oraz bez sterownika mikroprocesorowego) pokazano odpowiednio na rys. 4.7 i rys. 4.8.



Rys. 4.5. Topologia przekształtnika typu BUCK/BOOST

Fig. 4.5. BUCK/BOOST converter topology

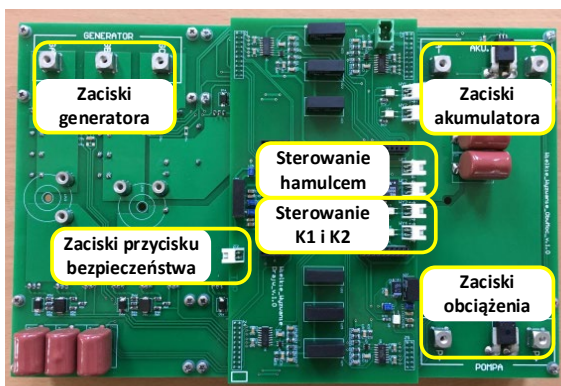


Rys. 4.6. Topologia przekształtnika typu BUCK  
Fig. 4.6. BUCK converter topology

Pracę całego konkursowego przekształtnika nadzoruje mikroprocesorowy system sterowania. Jego kluczowym elementem jest mikrokontroler sygnałowy TMS320F28069. Na podstawie mierzonych wartości prądów i napięć obwodów silnoprądowych oraz stanu przycisku bezpieczeństwa wypracowuje on sygnały bramkowe dla tranzystorów

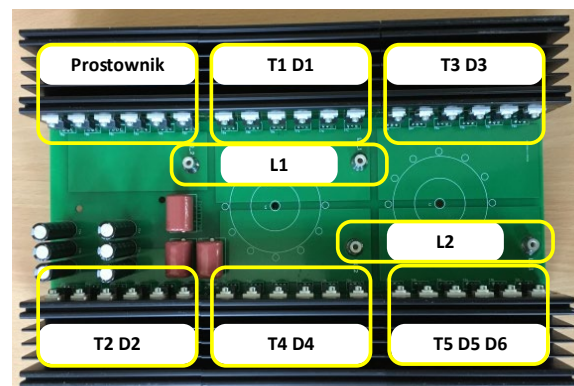


w przekształtnikach (GT1, GT2, GT3, GT4 oraz GT5 z rys. 4.4), sygnał sterujący łącznikiem K1 (który aktywuje rezystory hamujące), sygnał sterujący łącznikiem K2 (który galwanicznie odłącza obciążenie od przekształtnika) oraz zezwala na dezaktywację lub aktywację hamulca mechanicznego. Po zaprogramowaniu sterownika mikroprocesorowego uruchomiono cały przekształtnik i poddano go licznym testom, takim jak na przykład sprawdzenie działania funkcji bezpieczeństwa, długotrwała praca w warunkach znamionowych czy praca przy przeciążeniu. Po zakończeniu fazy testowej, w której potwierdzono skuteczne i bezawaryjne funkcjonowanie przekształtnika, zamontowano go w konstrukcji docelowej. Widok przekształtnika zabudowanego na konstrukcji siłowni wiatrowej pokazano na rys.4.9.



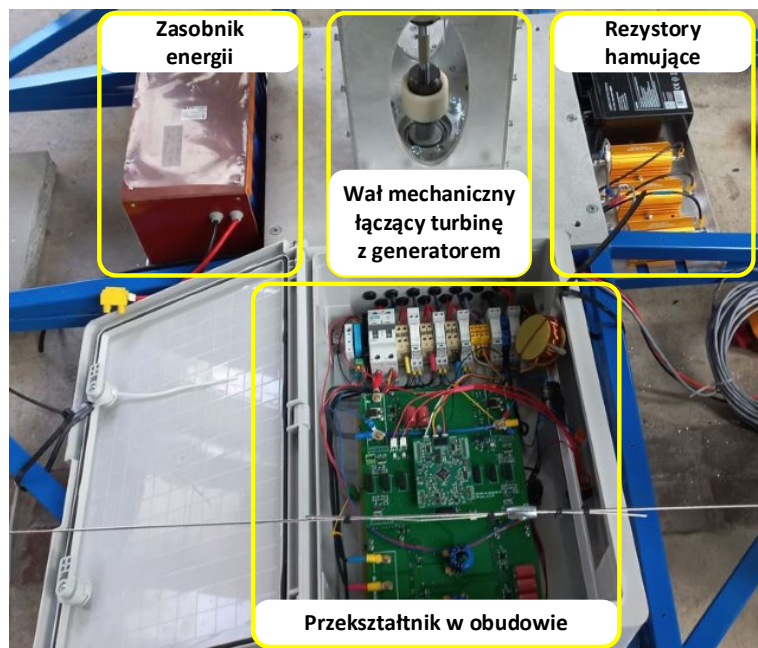
Rys. 4.7. Obwody główne przekształtnika (widok z góry)

Fig. 4.7. Converter main circuits (top view)



Rys. 4.8. Obwody główne przekształtnika (widok z dołu)

Fig. 4.8. Converter main circuits (bottom view)



Rys. 4.9. Siłownia wiatrowa (część energoelektroniczna) z zabudowanym przekształtnikiem

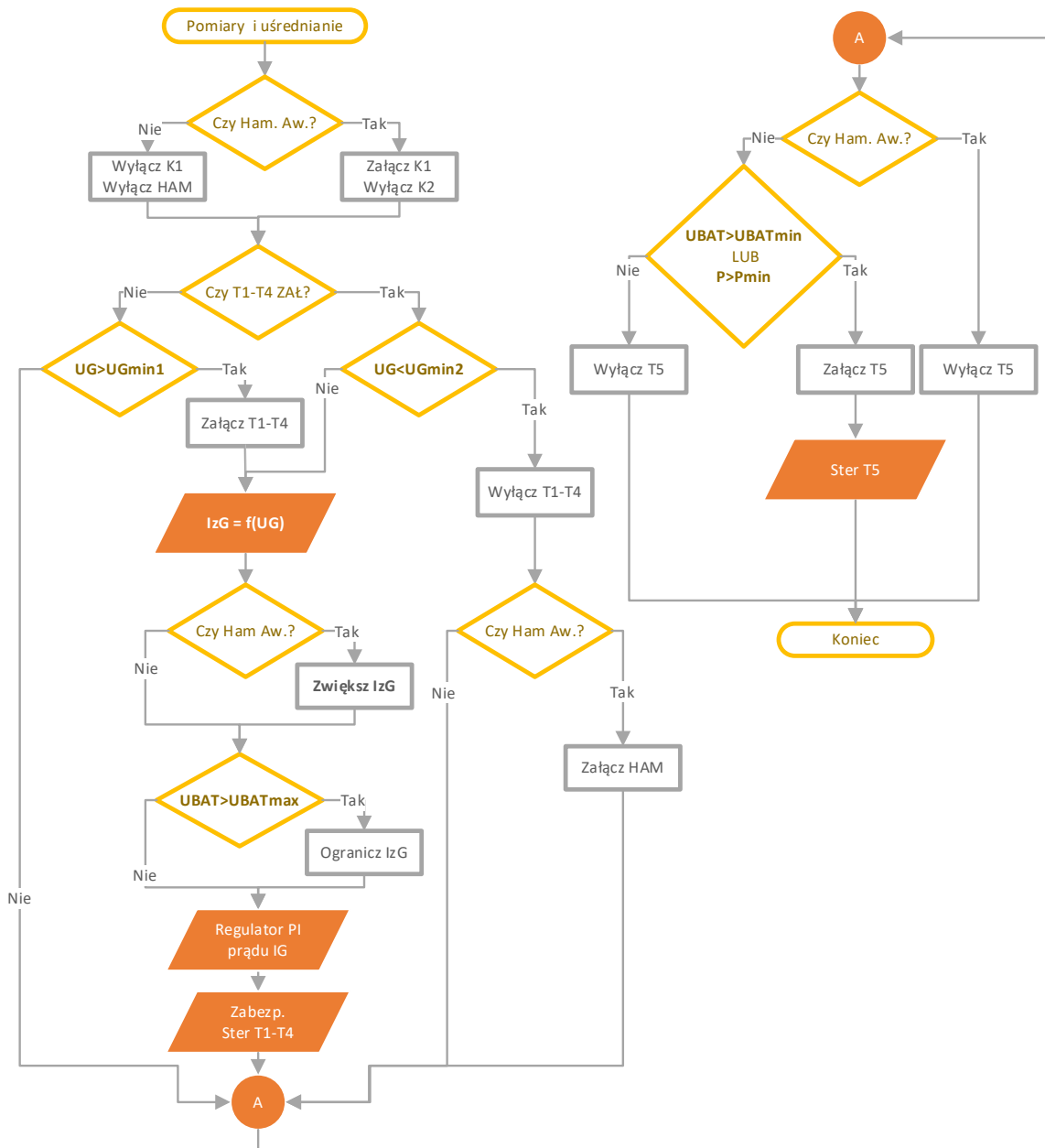
Fig. 4.9. Wind power plant (power electronic part) with integrated converter

#### 4.5. Algorytm sterowania pracą przekształtnika oraz testy działania układu bezpieczeństwa

Algorytm sterowania przekształtnika obejmuje kilka funkcjonalności. Podstawowymi są: śledzenie punktu mocy maksymalnej (algorytm MPPT – z ang. Maximum Power Point Tracking) turbiny wiatrowej oraz sterowanie napięciem wyjściowym 24 V zasilającym odbiorniki. Powyższe funkcje realizowane są odpowiednio z wykorzystaniem przekształtnika BUCK/BOOST (współpracującego z turbiną) oraz przekształtnika BUCK (zasilającego odbiorniki). Dodatkowo, w sposób pośredni, sterownik zarządza pracą zasobnika energii, realizuje funkcje zabezpieczające oraz w sytuacjach awaryjnych – funkcje bezpieczeństwa. Na rys. 4.10 pokazano ideę algorytmu sterowania przekształtnika.

Przycisk bezpieczeństwa (hamowanie awaryjne) służy równocześnie za wejście pozwalające na odblokowanie układu. W chwili odblokowania przycisku bezpieczeństwa wyłączany jest hamulec i odłączane są rezystory hamujące (łącznik K1), co pozwala na rozpędzenie się turbiny. Niezależnie od stanu pracy układu naciśnięcie przycisku bezpieczeństwa powoduje wyłączenie łącznika zasilania odbiorników K2 oraz załączenie łącznika K1. O załączeniu lub wyłączeniu przekształtnika BUCK/BOOST decyduje uzyskiwane za prostownikiem diodowym napięcie  $U_G$ . Dla tego napięcia zastosowano dwa progi:  $U_{Gmin1}$ , pozwalający na rozpoczęcie pracy przekształtnika, i  $U_{Gmin2}$ , powodujący wyłączenie przekształtnika, przy czym spełniony jest warunek  $U_{Gmin1} > U_{Gmin2}$ . W przypadku spełnienia warunku do wyłączenia przekształtnika BUCK/BOOST (zmniejszyła się prędkość obrotowa turbiny) dodatkowo sprawdzany jest warunek, czy nie nastąpiło żądanie hamowania awaryjnego, ponieważ wtedy dodatkowo aktywowany jest hamulec mechaniczny. Pracujący przekształtnik BUCK/BOOST realizuje zadaną wartość prądu generatora. Prąd ten zależy od wartości napięcia za prostownikiem, zgodnie z wyznaczoną eksperymentalnie charakterystyką  $I_{zG} = f(U_G)$ . Charakterystyka ta pozwala na uzyskanie maksymalnej mocy z turbiny wiatrowej. Prąd zadany przekształtnika może być dodatkowo modyfikowany. W przypadku żądania hamowania elektrycznego prąd ten jest zwiększany o stałą wartość, co wspomaga proces zatrzymania turbiny. Dodatkowo, aby chronić zasobnik akumulatorowy przed przeładowaniem, gdy napięcie akumulatora przekroczy założony próg, prąd  $I_{zG}$  jest zmniejszany liniowo, tak aby osiągnąć wartość równą zero dla maksymalnego napięcia akumulatora. Zadana wartość prądu  $I_{zG}$  jest realizowana w wewnętrznej pętli regulacji z regulatorem proporcjonalno-całkującym (PI). Regulator ten wypracowuje wartości zadane wypełnień dla poszczególnych

tranzystorów T1÷T4, uwzględniając odpowiednio potrzebę podwyższania napięcia (gdy  $U < U_{BAT}$ ) i obniżania napięcia (gdy  $U_G > U_{BAT}$ ). W celu ochrony przed uszkodzeniem sterownik mikroprocesorowy dodatkowo realizuje typowe funkcje zabezpieczeń, takich jak nadprądowe, które powodują wyłączenie przekształtnika, odłączenie odbiornika i załączenie rezystorów hamujących.



Rys. 4.10. Schemat blokowy algorytmu sterowania przekształtnikiem  
Fig. 4.10. Block diagram of the converter control algorithm

W celu zapewnienia właściwego zasilania odbiorników, przy wykorzystaniu energii zgromadzonej w zasobniku, wymagana jest odpowiednia praca przekształtnika BUCK i łącznika K2. Wyjście zasilające odbiornik załączane jest dopiero po osiągnięciu

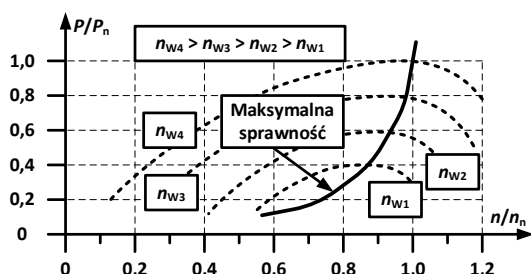
określonego napięcia w zasobniku (co odpowiada osiągnięciu określonego stanu naładowania zasobnika). Do momentu uzyskania tego stanu energia produkowana przez turbinę jest wykorzystywana do ładowania zasobnika energii. Spowodowane jest to tym, że zbyt wczesne załączenie wyjścia mogłoby spowodować obniżenie napięcia na wyjściu i niespełnienie wymagań konkursu. Dodatkowo w przypadku arbitralnie przyjętego poziomu mocy (400 W) również załączane jest wyjście zasilające odbiornik mimo braku odpowiedniego poziomu naładowania zasobnika, przy czym założono, że poziom obciążenia nie będzie przekraczać tej wartości. Pozwala to na lepsze wykorzystanie energii bez strat związanych z jej gromadzeniem w zasobniku. W przypadku osiągnięcia przez napięcie zasobnika określonego poziomu następuje załączenie łącznika K2 i przejście do trybu sterowania tranzystorem T5. Wypełnienie w tym przypadku jest dostosowywane tak, aby na wyjściu pojawiało się napięcie bliskie wartości 24 V. W przypadku zasilania odbiornika, w zależności od warunków wiatrowych, występuje możliwość równoczesnego zasilania odbiornika i ładowania zasobnika (przy silniejszym wietrze) lub zasilanie odbiornika częściowo z turbiny, a częściowo kosztem energii zgromadzonej w zasobniku. Przy obniżeniu napięcia w akumulatorze poniżej napięcia  $U_{BATmin}$  (z pewną histerezą) następuje wyłączenie odbiornika. Odbiornik nie jest również załączany w przypadku aktywacji trybu hamowania awaryjnego.

Należy zaznaczyć, że proces obciążania turbiny wiatrowej oraz zasilania odbiornika jest niezależny, co oznacza, że nawet w przypadku braku wiatru odbiorniki będą zasilane aż do chwili rozładowania zasobnika energii do określonego poziomu.

#### **4.6. Charakterystyka sterowania i testy układu bezpieczeństwa**

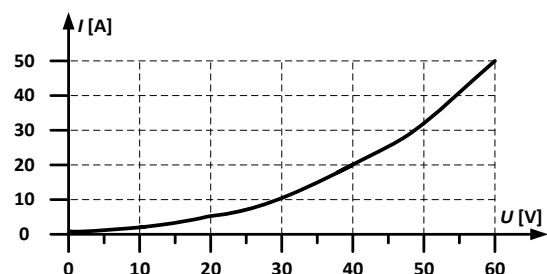
Implementację algorytmu sterowania turbiną poprzedzały badania laboratoryjne, których celem było wyznaczenie charakterystyk mechanicznych generatora oraz charakterystyki sterowania. Badania przeprowadzono, wykorzystując docelowy przekształtnik, w którym zadawano stałe wartości prądu ładowania, co zapewniało uzyskanie stałych wartości momentu obciążenia generatora wiatrowego. Testy prowadzono w laboratoryjnym tunelu aerodynamicznym, który gwarantował stały i jednorodny strumień wiatru. Na podstawie pomiarów napięcia na zaciskach generatora, prądu ładowania oraz prędkości obrotowej turbiny wyznaczono charakterystyki mechaniczne układu generacyjnego oraz charakterystykę sterowania, którą następnie zaimplementowano w mikroprocesorowym układzie sterowania. Na rys. 4.11 przedstawiono wyznaczone charakterystyki mechaniczne generatora

wiatrowego w funkcji prędkości wiatru, na rys. 4.12 zaś – wypracowaną charakterystykę sterowania. Charakterystyki określono dla wybranych wartości prędkości wiatru (oznaczonych na rys. 4.11 jako  $n_{W1}$ ,  $n_{W2}$ ,  $n_{W3}$  oraz  $n_{W4}$ ), które nastawiano za pomocą przemiennika częstotliwości sterującego wentylatorem znajdującym się w laboratoryjnym tunelu aerodynamicznym.



Rys. 4.11. Charakterystyki mechaniczne  $P(n)$  generatora wiatrowego

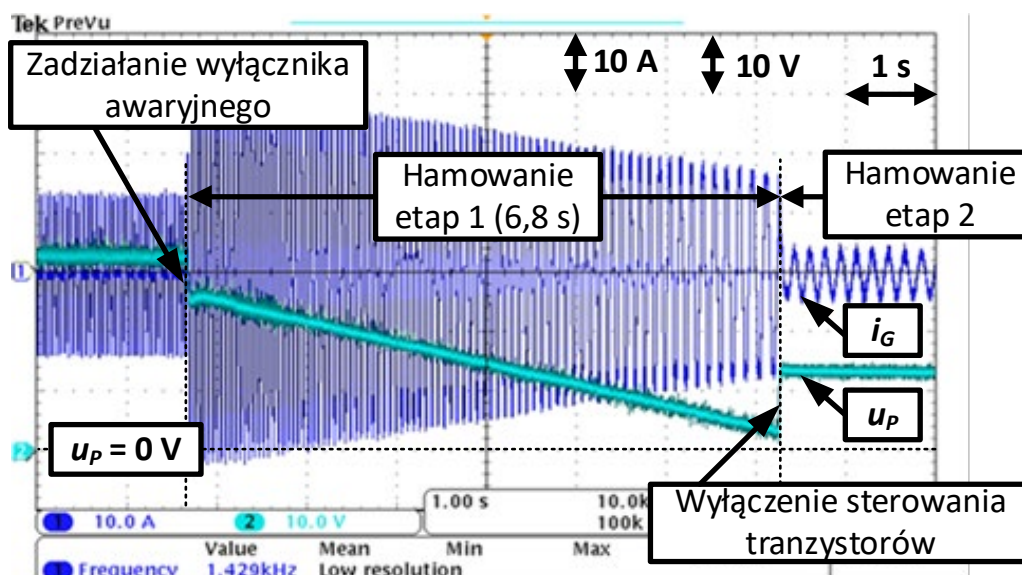
Fig. 4.11. Mechanical characteristics  $P(n)$  of a wind generator



Rys. 4.12. Charakterystyka sterowania  $I(U)$  generatora wiatrowego

Fig. 4.12. Control characteristics  $I(U)$  of a wind generator

Na rys. 4.13 przedstawiono oscylogramy prądu generatora wiatrowego i napięcia na zaciskach prostownika w czasie testów procedury wyłączenia generatora. Zgodnie z wymaganiami konkursowymi w trakcie wyzwolenia procedury wyłączenia awaryjnego powinno nastąpić wyhamowanie generatora w czasie nie dłuższym niż 10 s, przy czym przed uruchomieniem hamulca mechanicznego powinno nastąpić wyhamowanie generatora do tzw. prędkości bezpiecznej.



Rys. 4.13. Przebiegi prądu generatora wiatrowego  $i_G$  (10 A/dz.) oraz napięcia w obwodzie DC prostownika  $u_P$  (10 V/dz.) w czasie testu wyłączenia awaryjnego

Fig. 4.13. Waveforms of wind generator current  $i_G$  (10 A/dz.) and rectifier DC circuit voltage  $u_P$  (10 V/dz.) during emergency shutdown test

Wyhamowanie do „prędkości bezpiecznej” odbywa się w dwóch etapach. Początkowo (etap 1) załączane są rezystory hamujące i zwiększany jest prąd obciążenia generatora do wartości maksymalnej. Po osiągnięciu założonej prędkości (etap 2) blokowane są tranzystory przekształtnika, rezystory hamujące pozostają zaś załączone do uruchomienia hamulca mechanicznego.

Elektrownię wiatrową przygotowano do pracy i przetestowano gruntownie w warunkach laboratoryjnych. Po uzyskaniu zadowalających wyników przechwytywania oraz gromadzenia energii niesionej przez wiatr i po sprawdzeniu skuteczności działania wszystkich zabezpieczeń urządzenie było gotowe do udziału w konkursie. Dzięki spełnieniu wszystkich formalnych oraz konstrukcyjnych wymogów konkursu opracowany prototyp zakwalifikował się do dziesiątki najlepszych konstrukcji (spośród około 200 zgłoszonych rozwiązań) i wziął udział w finale rozgrywanym w Warszawie na stadionie PGE Narodowym. Podczas całonocnych zmagania prototyp pracował niezawodnie. Wyprodukowana przez elektrownię wiatrową (w zmiennych warunkach wiatrowych) energia elektryczna pozwoliła na zdobycie zespołowi drugiego miejsca w konkursie.

#### **4.7. Podsumowanie**

W przypadku niskonapięciowych odnawialnych źródeł energii elektrycznej, które pracują w trybie autonomicznym i są wyposażone w lokalny zasobnik energii, kluczową rolę odgrywa właściwie zaprojektowany przekształtnik energoelektroniczny. Wyniki przeprowadzonych badań dowiodły, że konstrukcja wysokosprawnego niskonapięciowego przekształtnika przeznaczonego do współpracy z turbiną wiatrową możliwa jest przez spełnienie następujących wymagań: wybór odpowiedniej struktury przekształtnika, właściwy dobór podzespołów na etapie projektowania oraz implementacja optymalnego algorytmu sterowania.

Wybrana struktura przekształtnika składa się z minimalnej liczby stopni przetwarzania energii elektrycznej, co przekłada się na maksymalizację sprawności przy jednoczesnym osiągnięciu relatywnie wysokiej jednostkowej gęstości mocy. Struktura ta gwarantuje również pełne zarządzanie przepływem energii od źródła do obciążenia oraz lokalnego zasobnika energii.

Konstrukcja rozpatrywanego przekształtnika opiera się na dostępnych komercyjnie, nowoczesnych przyrządach energoelektronicznych, które dla podniesienia sprawności

połączono równolegle. W trakcie badań potwierdzono, że ten wybór był właściwy. Jednak z uwagi na pojawiające się nowe rozwiązania w technologii półprzewodnikowych elementów mocy (np.: SiC, GaN), które zapewniają możliwość pracy z większymi częstotliwościami przy znacznym obniżeniu strat przełączania, badania nad tego typu konstrukcjami powinny być kontynuowane.

Opracowany algorytm sterowania przekształtnikiem umożliwia śledzenie punktu mocy maksymalnej turbiny wiatrowej, stabilizację napięcia wyjściowego oraz zarządzanie pracą zasobnika energii. Ponadto realizuje on funkcje zabezpieczające. Optymalną charakterystykę sterowania generatorem wiatrowym uzyskano na podstawie rodziny charakterystyk generatora wiatrowego, którą wyznaczono eksperymentalnie. Planowane są dalsze badania w celu poszerzenia funkcjonalności algorytmu o możliwość automatycznej estymacji charakterystyk mechanicznych dowolnego typu generatora wiatrowego. Takie podejście zapewni skrócenie czasu prac związanych z integracją turbiny z układem energoelektronicznym.

## **Bibliografia**

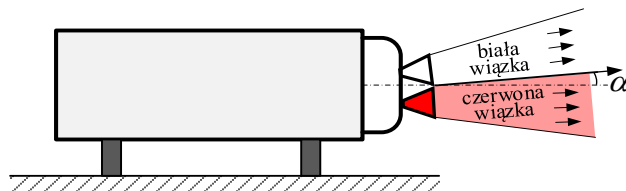
1. Bara M., Buliński Z., Elias P.: Wykorzystanie techniki POD (Proper Orthogonal Decomposition) do modelowania turbin wiatrowych, *Energetyka i ochrona środowiska – współczesne rozwiązania i perspektywy na przyszłość*, A. Danielewska i K. Kalbarczyk, red., 2021, s. 61–72.
2. Kampik M., Fice M., Pilśniak A., Bodzek K., Piaskowy A.: An analysis of energy consumption in small- and medium-sized buildings, *Energies*, vol. 16, art. no. 3, 2023.
3. Karimian S., Rasekh S.: Power and noise performance assessment of a variable pitch vertical axis Darrieus type wind turbine. *Journal of the Brazilian Society of Mechanical Sciences and Engineering* (2021) 43:437.
4. Krysiński T., Buliński Z., Marzec Ł., Tumidajski J.: Rotor shape optimisation of novel Savonius type wind turbine with reduced order models and evolutionary algorithms, *Proceedings of the 7th International Conference Contemporary Problems of Thermal Engineering: Towards sustainable & decarbonized energy system*. Warsaw, Poland, 20-23 September 2022, pp. 973–981.
5. Li S., Chen Q., Li Y., Pröbsting S., Yang C., Zheng X., Yang Y., Zhu W., Shen W., Wu F., Li D., Wang T., Ke S.: Experimental investigation on noise characteristics

- of small-scale vertical axis wind turbines in urban environments. *Renewable Energy* 200 (2022), pp. 970–982.
6. Marzec Ł., Buliński Z., Krysiński T., Tumidajski J.: 3D optimisation of shape of the H-rotor blades by means of CFD and ROM approach, *Proceedings of the 7th International Conference Contemporary Problems of Thermal Engineering: Towards sustainable & decarbonized energy system*. Warsaw, Poland, 20-23 September 2022, pp. 933–944.
  7. Marzec Ł., Buliński Z., Krysiński T., Tumidajski J.: Structural optimisation of H-Rotor wind turbine blade based on one-way Fluid Structure Interaction approach, *Renewable Energy*, vol. 216, pp. 1–16, 2023, doi: 10.1016/j.renene.2023.118957.
  8. Möllerström E., Larsson S., Ottermo F., Hylander J., Bååth L.: Noise Propagation from a Vertical Axis Wind Turbine, *Proceedings of the INTER-NOISE Melbourne, Australia 2014*.
  9. Narodowe Centrum Badań i Rozwoju: *Wielkie Wyzwanie: Energia – Podręcznik Uczestnika*, Warszawa 2020.
  10. Nowiny Gliwickie: Naukowcy z Politechniki Śląskiej na podium konkursu Wielkie Wyzwanie – Energia, AME MEDIA Sp. z o. o., Gliwice 25.11.2021.
  11. Suntio T., Messo T., Puukko J.: *Power Electronic Converters: Dynamics and Control in Conventional and Renewable Energy Applications*, Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, Germany 2018.
  12. Wang D., Gao X., Meng K., Qiu J., Lai L. L., Gao S.: Utilisation of kinetic energy from wind turbine for grid connections: a review paper, *IET Renew. Power Gener.*, 2018, vol. 12, iss. 6, pp. 615–624.



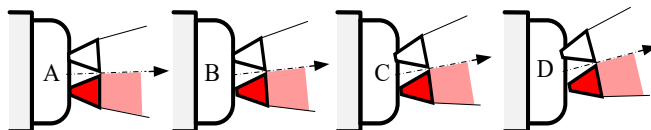
## 5. KONCEPCJA PRZEKSZTAŁNIKA ZASILAJĄCEGO PROJEKTORY LED SYSTEMU PAPI Z TYRYSTOROWYM REGULATOREM CCR

Prawidłowa ścieżka zniżania samolotu podczas lądowania przebiega wzdłuż prostej nachylonej do poziomu pod kątem  $3^\circ$ . System PAPI [2, 4, 5, 8] składa się z czterech projektorów umieszczonych w szeregu z boku pasa startowego lotniska, najczęściej po lewej stronie. Projektor systemu PAPI wyświetla w stronę lądującego samolotu odpowiednio skupioną wiązkę światła białego i czerwonego (rys. 5.1) pod kątem  $\alpha$  względem poziomu. Biała wiązka jest emitowana pod nieco większym, a czerwona pod nieco mniejszym kątem, co sprawia, że pilot w zależności od wysokości względem ścieżki podejścia odbiera z projektora informację w postaci światła albo białego, albo czerwonego.



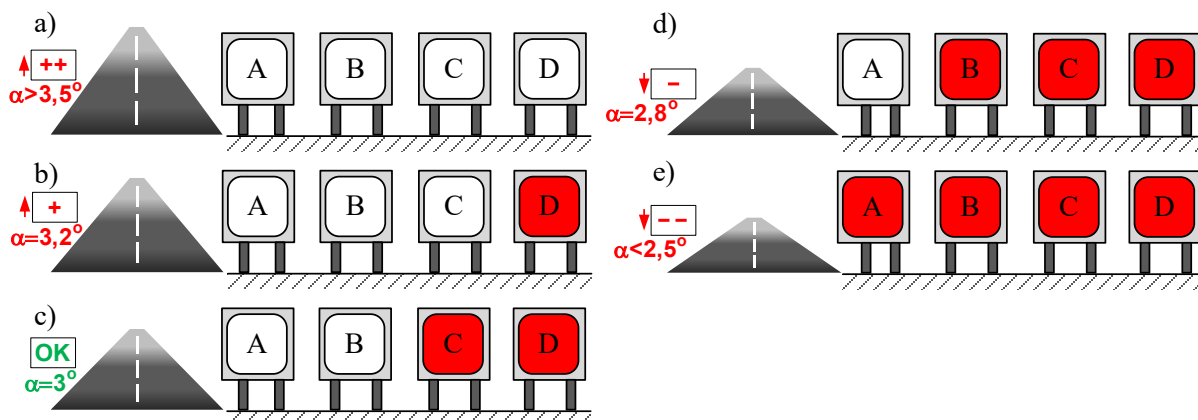
Rys. 5.1. Formowanie wiązki światła białego i czerwonego w projektorze systemu PAPI  
Fig. 5.1. Forming a beam of white and red light in a PAPI system projector

Kolejne projektory: A, B, C, D, są ustawione w szeregu rosnąco, licząc od lewej pod względem kąta  $\alpha$  (rys. 5.2).



Rys. 5.2. Wiązki światła wytwarzane w kolejnych projektorach: A, B, C, D  
Fig. 5.2. Light beams produced by successive projectors: A, B, C, D

W zależności od wysokości, na której znajduje się samolot względem ścieżki zniżania, pilot odbiera pięć możliwych informacji świetlnych wysyłanych przez zespół czterech projektorów (rys. 5.3).



Rys. 5.3. Informacja świetlna generowana przez zespół ustawionych w szeregu czterech projektorów A, B, C, D widziana przez pilota w zależności od położenia w pionie względem prawidłowej ścieżki zniżania

Fig. 5.3. Light information generated by a set of four projectors A, B, C, D arranged in a row, seen by the pilot depending on the vertical position relative to the correct descent path

Rozróżnia się następujące sygnały świetlne:

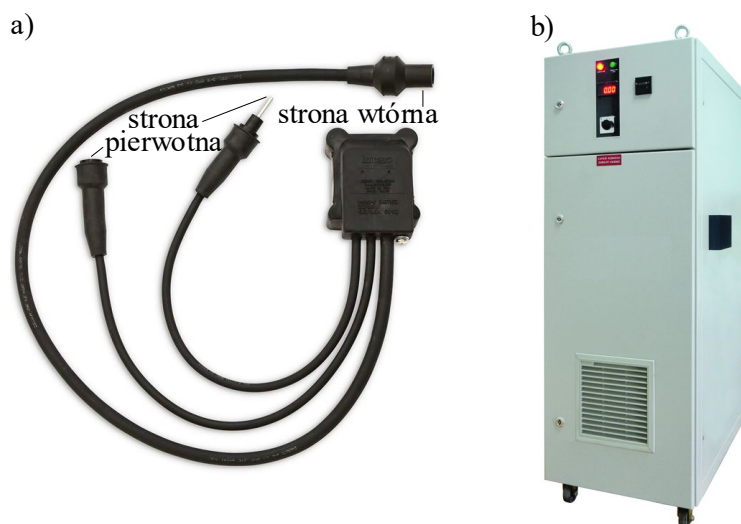
- białe światło odbierane ze wszystkich projektorów: zbyt wysoko ( $\alpha > 3,5^\circ$ ),
- A, B, C – światło białe, D – światło czerwone: nieco za wysoko ( $\alpha = 3,2^\circ$ ),
- A, B – światło białe, C, D – światło czerwone: prawidłowa wysokość na ścieżce podejścia ( $\alpha = 3,0^\circ$ ),
- A – światło białe, B, C, D – światło czerwone: nieco za nisko ( $\alpha = 2,8^\circ$ ),
- czerwone światło odbierane ze wszystkich projektorów: zbyt nisko ( $\alpha < 2,5^\circ$ ).

## 5.1. Zasilająco-sterująca pętla prądowa systemu PAPI

Najczęściej spotykanym rozwiązaniem zasilania i sterowania jasnością świateł systemu PAPI jest zasilająco-sterująca pętla prądowa. Źródłem zasilania w takim przypadku jest regulator prądowy CCR wytwarzający prąd przemienny o stałej zadanej wartości skutecznej. Jasność świecenia lamp zależy wprost od nastawy prądu dokonanej w regulatorze CCR. Najczęściej stosuje się 5. poziomą regulację nastawy prądu o unormowanych wartościach skutecznych: 2,8 A, 3,4 A, 4,1 A, 5,2 A i 6,6 A. Zazwyczaj regulatory CCR mają budowę opartą na statycznej strukturze ze sterowanymi

tyrystorami. Przemienne przebieg prądu  $i_{CCR}(t)$  generowany przez regulator jest w związku z tym odkształcony, w części okresu powtarzania osiągający wartość zero. Regulator CCR jest przeznaczony do zasilania projektorów z tradycyjnymi żarowymi lampami, pośrednio przez dedykowany transformator prądowy.

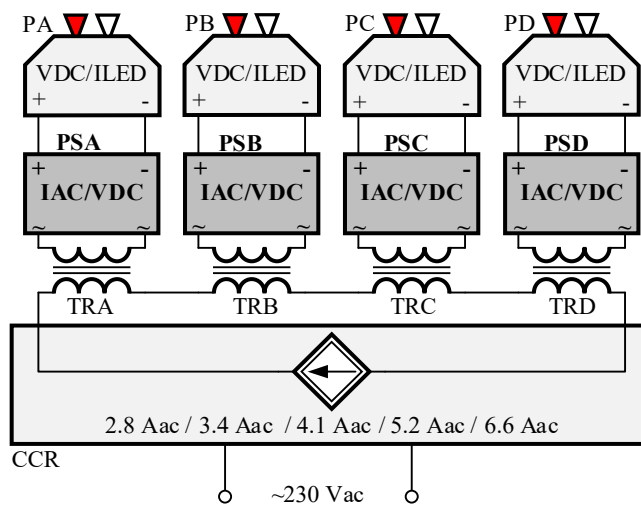
Regulatory CCR oraz transformatory prądowe są dostępne w ofercie wielu producentów w szerokim zakresie mocy. Umożliwiają zasilanie i sterowanie projektorów w rozległej pętli prądowej o długości wynoszącej 3 km i więcej. Na rys. 5.4 przedstawiono przykładowy transformator ONEMONROE L-831 o mocy 200 VA oraz regulator CCR firmy EMA produkowany w typoszeregu mocy wyjściowej od 1 do 30 kVA.



Rys. 5.4. Przykładowe elementy systemu PAPI: a) transformator prądowy o mocy 200 VA firmy Monroe Engineering: ONEMONROE L-831, b) regulator prądowy CCR firmy EMA produkowany w typoszeregu mocy wyjściowej od 1 do 30 kVA

Fig. 5.4. Examples of PAPI system components: a) a 200 VA current transformer from Monroe Engineering: ONEMONROE L-831, b) a CCR current regulator from EMA, manufactured in a series of output power types from 1 to 30 kVA

W ostatnim czasie obserwuje się duże zainteresowanie wymianą źródeł światła z tradycyjnych żarowych na źródła LED, bez zmian w układzie zasilająco-sterującym. Wymaga to wprowadzenia dodatkowego prądowo-napięciowego przekształtnika IAC/VDC, którego zadaniem jest zamiana prądu przemiennego pętli na napięcie stałe [1, 3], które może posłużyć do zasilania modułów LED [10]. Na rys. 5.5 przedstawiono koncepcję obwodu zasilająco-sterującego PAPI z projektorami zawierającymi moduły LED (PA, PB, PC, PD). Regulator CCR przez transformatory TRA, TRB, TRC, TRD zasila prądowo kolejne przekształtniki IAC/VDC PSA, PSB, PSC, PSD, wytwarzające stałe napięcie użyteczne, z którego zasilane są kolejne projektory.



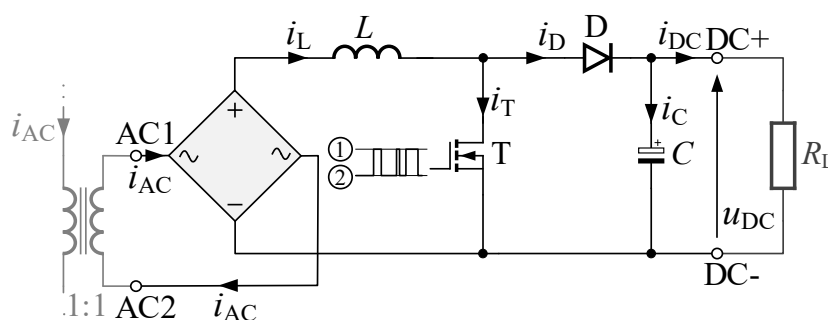
Rys. 5.5. Obwód systemu PAPI z prądową pętlą zasilająco-sterującą zespół czterech projektorów  
 Fig. 5.5. PAPI system circuit with a current power supply and control loop of a set of four projectors

Przełącznik IAC/VDC powinien dodatkowo monitorować bieżącą wartość prądu zasilającego i przekazywać odpowiednią informację zwrotną do zasilanego projektora.

W niniejszym rozdziale zostanie przedstawiona propozycja rozwiązania układowego przedmiotowego przełącznika IAC/VDC, poparta wynikami otrzymanymi na drodze symulacyjnej oraz częściowo w realizacji praktycznej.

## 5.2. Topologia przełącznika IAC/VDC

Na rys. 5.6 przedstawiono topologię przełącznika prądowo-napięciowego IAC/VDC. Przełącznik ma topologię typu Boost, zawiera pojedynczy tranzystor T sterowany dwufazowym sygnałem PWM o stałej częstotliwości przełączania  $f_{PWM} = 10 \text{ kHz}$  i zmiennym współczynniku wypełnienia  $D_{PWM}$ . Sygnał ten jest wynikiem wyjściowym odpowiedniego układu regulacji.

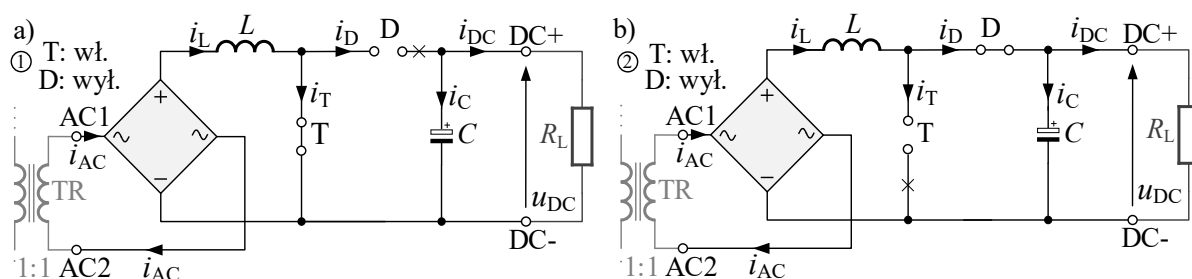


Rys. 5.6. Koncepcja struktury przełącznika IAC/VDC  
 Fig. 5.6. IAC/VDC converter structure concept

Zmienny prąd wejściowy  $i_{AC}$  po wyprostowaniu w mostku dwupołówkowym przepływa przez dławik  $L$  ( $i_L$ ), następnie albo przez wysterowany tranzystor T (stan 1), albo przez diodę D (stan 2), ładując kondensator wyjściowy  $C$ , na którym odkłada się stałe napięcie wyjściowe  $u_{DC}$ , do którego podłącza się obciążenie o rezystancji zastępczej  $R_L$ .

Na rys. 5.7 przedstawiono schemat zastępczy struktury przekształtnika w obu stanach pracy tranzystora:

- stan 1: wysterowany tranzystor T stanowi zwarcie (obwód z prądem wejściowym po wyprostowaniu w mostku zamyka się w tranzystorze T), dioda D stanowi przerwę, kondensator  $C$  jest rozładowywany,
- stan 2: niewysterowany tranzystor T stanowi przerwę, prąd wejściowy po wyprostowaniu przez diodę D stanowiącą zwarcie ładuje kondensator  $C$ .



Rys. 5.7. Schemat zastępczy obwodu przekształtnika: a) stan 1: wysterowany klucz tranzystorowy stanowiący zwarcie, dioda D stanowi przerwę; b) stan 2: niewysterowany klucz tranzystorowy stanowi przerwę, dioda D stanowi zwarcie

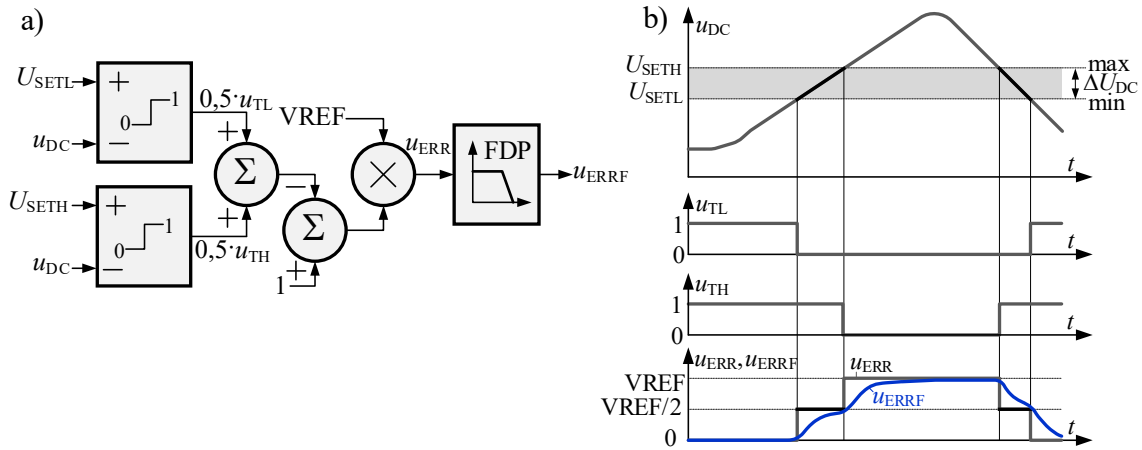
Fig. 5.7. Equivalent circuit diagram of the converter: a) state 1: the transistor switch is driven, which is a short circuit, the D diode is an open circuit; b) state 2: the transistor switch is not driven, which is an open circuit, the D diode is a short circuit

### 5.3. Układ regulacji przekształtnika IAC/VDC

Zadaniem układu regulacji jest utrzymywanie przebiegu napięcia wyjściowego  $u_{DC}$  o zadanej wartości stałej  $U_{DC}$ , niewiele zależnej od zmian prądu zasilającego i zmian w obciążeniu [6, 7]. W tym celu zdecydowano się zastosować dwupoziomowy komparator utrzymujący wartość  $U_{DC}$  między dwoma dopuszczalnymi zadanymi poziomami  $U_{SETL}$  a  $U_{SETH}$ . Po odpowiednim zsumowaniu i przeskalowaniu do poziomu referencyjnego  $V_{REF}$  otrzymuje się wyjściowy sygnał błędu  $u_{ERR}$ , który przyjmuje trzy możliwe wartości:

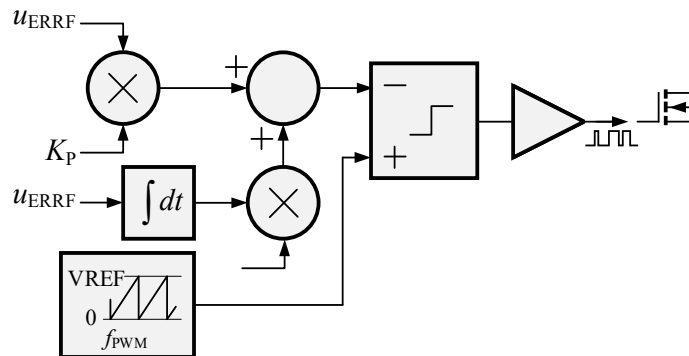
- $V_{REF}/2$ , gdy  $u_{DC}$  mieści się w dopuszczalnym zakresie,
- 0, gdy  $u_{DC}$  jest za małe,
- $V_{REF}$ , gdy  $u_{DC}$  jest za duże.

Po przejściu przez filtr dolnoprzepustowy FDP powstaje finalny ciągły sygnał analogowy błędu  $u_{ERRF}$  o łagodnych zmianach wartości. Schemat blokowy układu wyznaczającego sygnał błędu pokazano na rys. 5.8a, z kolei na rys. 5.8b przedstawiono przebiegi sygnałów w układzie dla przykładowych zmian  $u_{DC}$ .



Rys. 5.8. Układ wyznaczający sygnał błędu  $u_{ERRF}$ : a) schemat blokowy, b) przebiegi sygnałów  
Fig. 5.8. The  $u_{ERRF}$  error signal determination circuit: a) block diagram, b) signal waveforms

W badaniach symulacyjnych oraz realizacji praktycznej układ został zbudowany z użyciem wzmacniacza operacyjnego oraz scalonych izolowanych komparatorów napięcia o topologii shunt [9] (zawierających regulowany precyzyjny regulator boczniowy stosowany w popularnym układzie rodziny TL431). Sygnał błędu  $u_{ERRF}$  podawany jest na wejście regulatora PWM, którego zadaniem jest wygenerowanie sygnału  $u_{PWM}$  o współczynniku wypełnienia  $D_{PWM}$  sterującego tranzystorem T, zmieniającym się we właściwych proporcjach (w członie proporcjonalnym o wzmacnieniu  $K_P$ ) oraz z odpowiednią dynamiką (w członie całkującym o wzmacnieniu  $K_I$ ), nadążnie za zmianami  $u_{ERRF}$ . Schemat blokowy regulatora PWM przedstawiono na rys. 5.9.



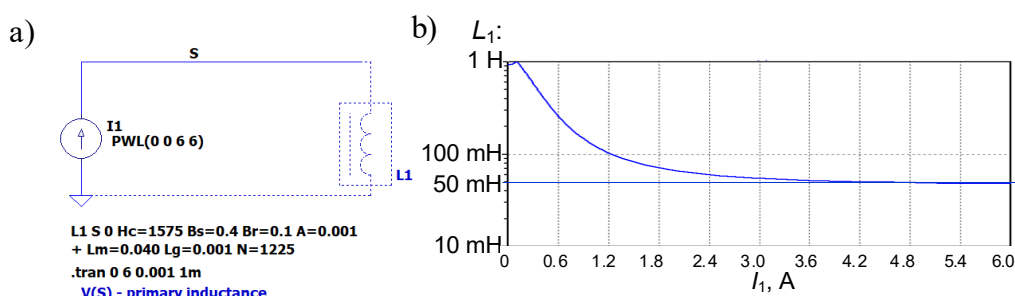
Rys. 5.9. Schemat blokowy regulatora PWM sterującego kluczem tranzystorowym T  
Fig. 5.9. Block diagram of the PWM regulator controlling the transistor switch T

W badaniach symulacyjnych oraz realizacji praktycznej regulator zaimplementowano programowo.

## 5.4. Wyniki symulacji

Badania symulacyjne wykonano w środowisku LTSpice, przy czym część układową o charakterze sterującym (w praktyce implementowaną softwarowo) zasymulowano z użyciem modeli behawioralnych.

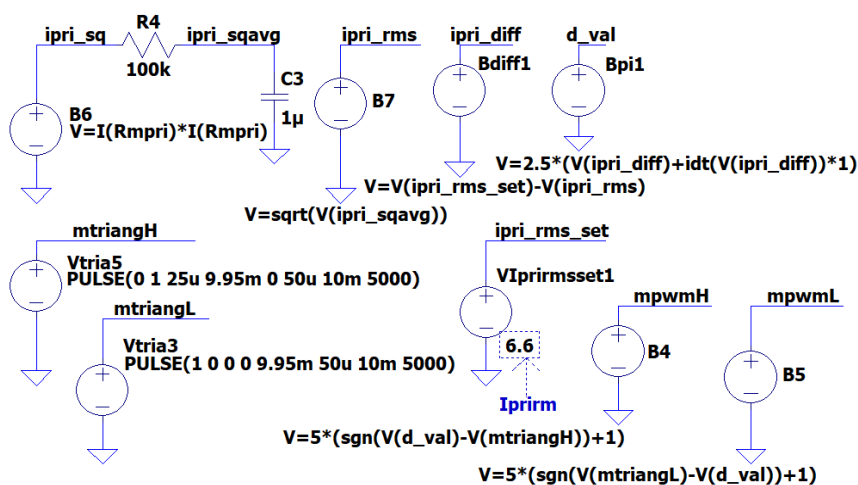
Na rys. 5.10 przedstawiono krzywą zależności indukcyjności uzwojenia pierwotnego transformatora prądowego od wartości prądu.



Rys. 5.10. Model symulacyjny (a) oraz wykres zależności indukcyjności  $L_1$  strony pierwotnej transformatora prądowego od wartości prądu  $I_1$  (b)

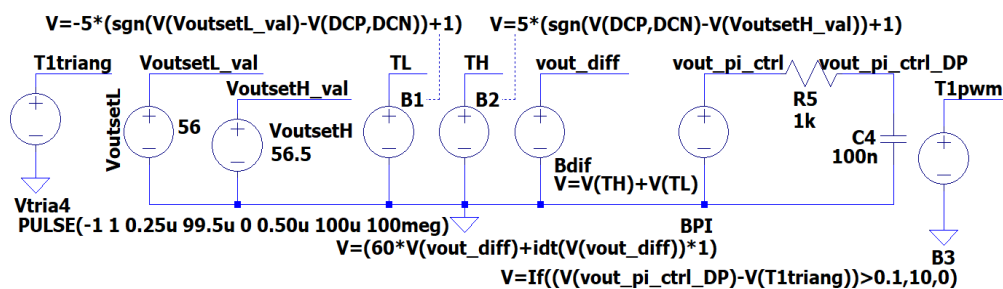
Fig. 5.10. Simulation model (a) and a graph of the dependence of the inductance  $L_1$  of the primary side of the current transformer on the value of the current  $I_1$  (b)

Na rys. 5.11 i 5.12 pokazano kolejno model symulacyjny układu regulacji źródła prądowego CCR oraz model wzmacniacza błędów i regulatora PWM przekształtnika IAC/VDC.



Rys. 5.11. Model symulacyjny układu regulacji źródła prądowego CCR

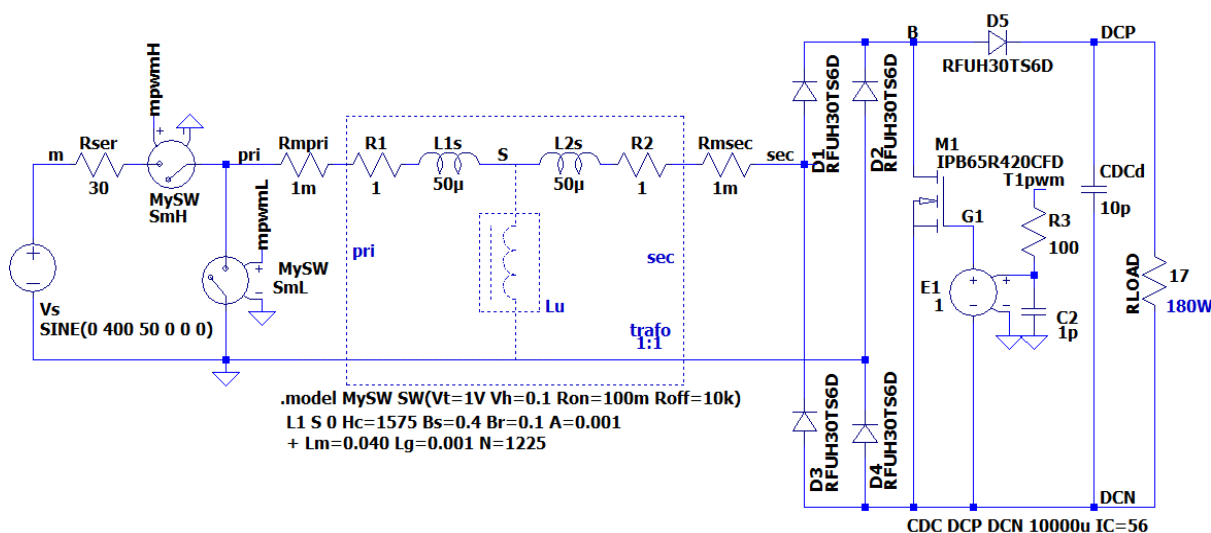
Fig. 5.11. Simulation model of the CCR current source control system



Rys. 5.12. Model symulacyjny wzmacniacza błędów i regulatora PWM przekształtnika IAC/VDC  
 Fig. 5.12. Simulation model of the error amplifier and PWM regulator of the IAC/VDC converter

Przekształtnik pracuje z obciążeniem o mocy do 180 W z napięciem wyjściowym utrzymującym się między zadanymi progami  $U_{SETL} = 56$  V a  $U_{SETH} = 56,5$  V.

Model symulacyjny kompletnego systemu składającego się z układu przekształtnika IAC/VDC, źródła prądowego CCR oraz transformatora pokazano na rys. 5.13.

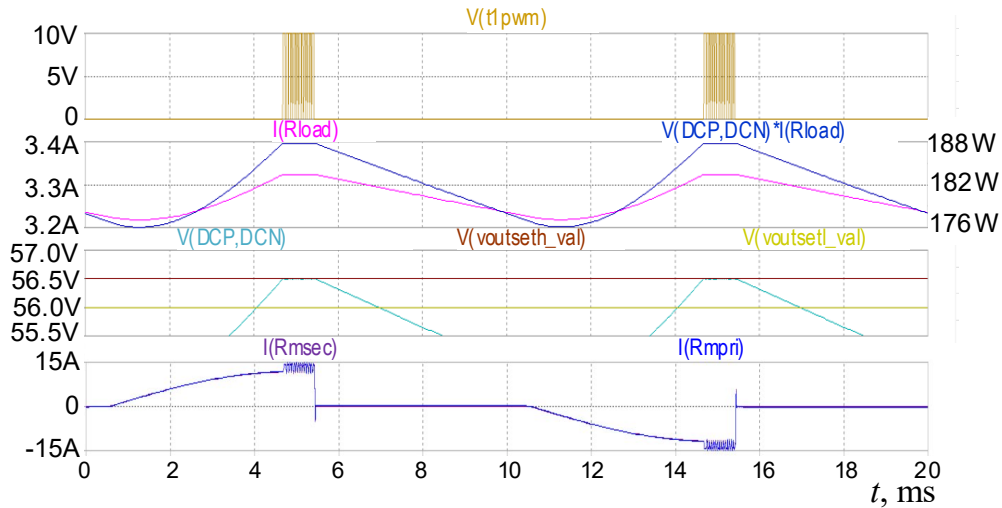


Rys. 5.13. Model symulacyjny systemu z przekształtnikiem IAC/VDC, źródłem prądowym CCR oraz transformatorem  
 Fig. 5.13. Simulation model of a system with an IAC/VDC converter, a CCR current source and a transformer

Na rys. 5.14 przedstawiono przykładowe przebiegi uzyskane z symulacji przy prądzie zasilającym 6,6 A i obciążeniu mocą 180 W:

- prąd strony pierwotnej  $i_{pri}$  ( $I(Rmpri)$ ) i wtórnej transformatora  $i_{sec}$  ( $I(Rmsec)$ ),
- napięcie wyjściowe  $u_{DC}$  ( $V(DCP,DCN)$ ), prąd wyjściowy  $i_{LOAD}$  ( $I(Rload)$ ), moc wyjściowa  $u_{DC} \cdot i_{LOAD}$  ( $V(DCP,DCN) \cdot I(Rload)$ ),
- sygnał sterujący kluczem tranzystorowym  $u_{TIPWM}$  ( $V(t1pwm)$ ).

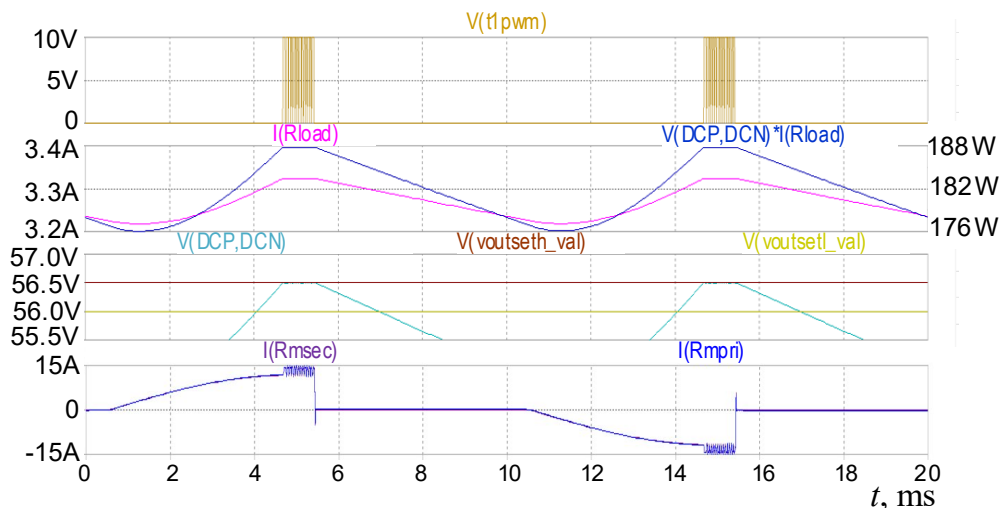




Rys. 5.14. Przykładowe wyniki symulacji  
 Fig. 5.14. Exemplary simulation results

## 5.5. Wyniki eksperymentalne

Algorytm realizujący blok układu regulacji PWM pracujący z częstotliwością  $f_{\text{PWM}} = 10 \text{ kHz}$  w prototypie zaimplementowano w popularnym i tanim 8-bitowym mikrokontrolerze z rodziny AVR ATXMEGA. Na rys. 5.15 przedstawiono uzyskane przykładowe przebiegi: prąd  $i_L$  płynący przez dławik  $L$ , napięcie wyjściowe  $u_{\text{DC}}$ , napięcie  $u_T$  na tranzystorze T, między zaciskami D, S.



Rys. 5.15. Wyniki uzyskane w prototypie  
 Fig. 5.15. Results obtained in the prototype

## 5.6. Podsumowanie

Zaproponowany przekształtnik zasilany prądem przemiennym wytwarza stałe napięcie wyjściowe o zadanej wartości w szerokim zakresie mocy obciążenia, niezależnie od nastawy prądu przemiennego. Przebadano symulacyjnie oraz praktycznie przykładową jednostkę przekształtnika o napięciu wyjściowym  $U_{DC} = 56 \text{ V}$  i mocy wyjściowej 180 W (przy prądzie wejściowym o maksymalnej wartości skutecznej 6,6 A). Niedokładność regulacji napięcia wyjściowego określona amplitudą tętnień nie przekracza 2 V przy maksymalnej mocy, co zapewnia bezproblemowe zastosowanie przekształtnika do zasilania współczesnych modułów LED. W związku z tym opisany przekształtnik może być wykorzystany w modernizacji systemów PAPI polegającej na wymianie projektorów z klasycznymi halogenowymi źródłami światła na projektory wyposażone w moduły LED.

## Bibliografia

1. de Azevedo Cavalcanti Costa L.A.L., Vitorino M.A., de Rossiter Corrêa M.B.: Improved Single-Phase AC–DC–AC Current Source Converter with Reduced DC-Link Oscillation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 3, 2018, pp. 2506-2516.
2. Brukarczyk B., Nowak D., Kot P., Rogalski T., Rzucidło P.: Fixed Wing Aircraft Automatic Landing with the Use of a Dedicated Ground Sign System. *Aerospace* 8: 167, 2021.
3. Dorin Neacsu O.: *Switching Power Converters*. CRC Press, (2013), Chapter 15, International Conference on Power Systems Transients IPST'05, 2013.
4. Janiszewski S.: Wskaźniki ścieżki podejścia precyzyjnego (PAPI) a procedury podejścia do lądowania. *Rocznik Bezpieczeństwa Morskiego*, Rok X, 2016, s. 93-99.
5. Nowak D., Kopecki G., Kordos D., Rogalski T.: The PAPI Lights-Based Vision System for Aircraft Automatic Control during Approach and Landing. *Aerospace* 9(6): 285, 2022.
6. Piasecki S., Bachman S., Zaleski J., Jasinski M., Turzyński M.: AC-DC-DC Converter for Small Power Energy Storage Systems. *Energies*, 16(22): 7556, 2023.

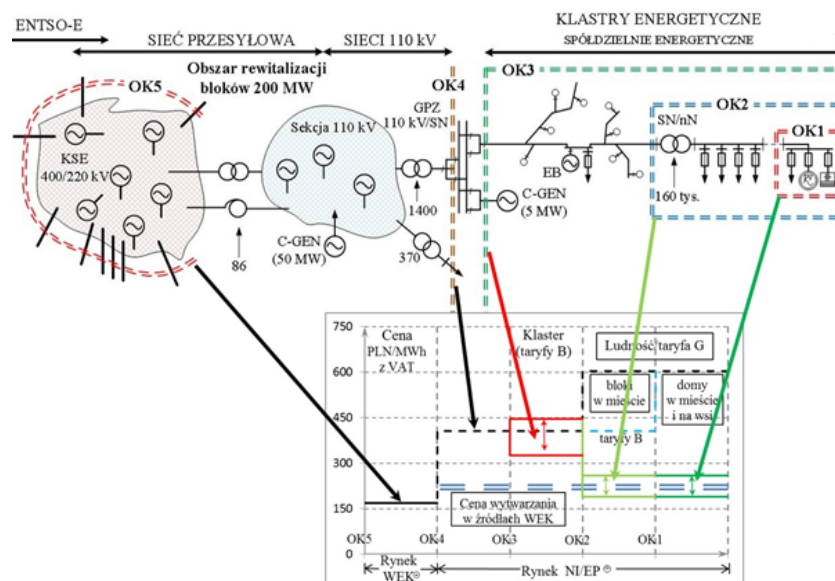
7. Piasecki S.: High order line filters for grid connected AC-DC converter – parameters selection and optimization. In Proceedings of the 23rd IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2014.
8. Qingii G., Jian L., Jinning Z.: Airport PAPI Lamp Image Detection Algorithm Based on Saliency and Configuration Features. IEEE CSAA Guidance, Navigation and Control Conference (CGNCC), 2018.
9. TL431 adjustable shunt voltage reference. STMicroelectronics Datasheet, 2022.
10. Yesuraj S., Ramadas G., Yesuraj J.: High-power-factor single-switch AC to DC converter for LED lighting. Institute of Electrical Engineers of Japan, Vol. 12, 2017, pp. 925-935.

## **6. WYKORZYSTANIE TARYFY DYNAMICZNEJ I SYGNAŁU DSM/DSR DO MODYFIKACJI PROFILU ELEKTROENERGETYCZNEGO GRUPY ODBIORCÓW**

W rozdziale tym przedstawiono wybrane wyniki projektu „Zintegrowana platforma zarządzająca popytem i podażą energii w obszarze odbiorców końcowych”. Efektem projektu jest platforma informatyczna, przeznaczona dla szeroko rozumianego grona operatorów usług energetycznych DSM/DSR. W dalszej części rozdziału operatorzy ci będą nazywani agregatorami. Agregatorzy DSM/DSR to przedsiębiorstwa, które podpisują umowy z odbiorcami końcowymi energii elektrycznej na świadczenie usługi redukcji mocy czynnej na wezwanie operatora systemu przesyłowego (OSP). Usługa DSM/DSR zarządzana jest przez operatora OSP, który wysyła sygnał polecenia redukcji do odbiorcy końcowego lub agregatora usługi [1, 2, 5, 6]. Usługa ta była z przyczyn praktycznych dostępna tylko dla dużych odbiorców, u których możliwe jest zaplanowanie wyłączenia lub zastąpienie części pobieranej energii z własnego źródła. Standardowe usługi DSM/DSR opierały się na stałym wynagrodzeniu za gotowość do redukcji mocy czynnej oraz za wykonaną i potwierdzoną redukcję, umożliwiając wpływanie na profil zapotrzebowania, jednak nie gwarantując adekwatności ceny energii do kosztu reakcji odbiorcy. Zastosowanie algorytmu zmiennej ceny zakupu energii pozwoli włączyć do usługi redukcji mocy małych odbiorców (szczególnie przyłączonych do niskiego napięcia, ale także do średniego).

Na rys. 6.1 przedstawiono poglądowy schemat sieci przesyłowej i rozdzielczej (dystrybucyjnej) zasilania odbiorców końcowych w poszczególnych grupach taryfowych, typowy dla obecnego zmonopolizowanego systemu rozliczeń wielkoskalowej energetyki korporacyjnej (WEK). W celu usystematyzowania podziału sieci oraz typów odbiorców zaproponowano wprowadzenie osłon kontrolnych [3]: OK1 – osłona kontrolna obejmująca instalację nN budynku; OK2 – osłona kontrolna obejmująca sieć nN od transformatora SN/nN (np. wiejska linia napowietrzna); OK3 – osłona kontrolna zamykająca sieć SN; OK4 – osłona kontrolna zamykająca sieci rozdzielcze SN; OK5 – osłona kontrolna obejmująca krajowy system elektroenergetyczny na połączeniach transgranicznych, przy czym osłony od OK1 do OK4

należą do rynku energii elektrycznej charakterystycznego dla energetyki prosumenckiej i niezależnych inwestorów (rynek NI/EP –).



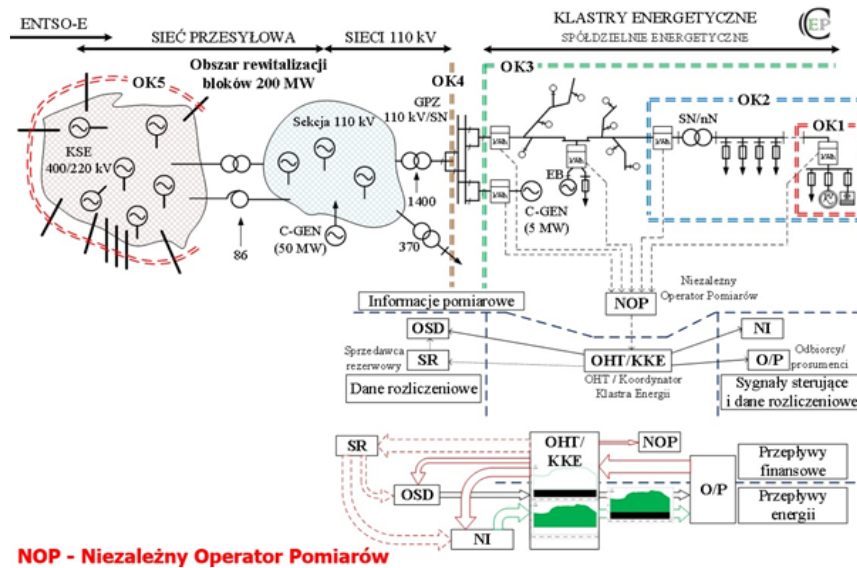
Rys. 6.1. Schemat sieci przesyłowej i rozdzielczej (dystrybucyjnej) zasilania odbiorców końcowych: C-GEN – wielopaliwowe źródło energii charakterystyczne dla gospodarki obiegu zamkniętego; EB – elektrownia biogazowa; liczby przy transformatorach oznaczają szacunkową liczbę transformatorów zainstalowanych w KSE

Fig. 6.1. Diagram of the transmission and distribution network for supplying end users: C-GEN – a multi-fuel energy source characteristic of a circular economy; EB – biogas power plant; the numbers next to the transformers indicate the estimated number of transformers installed in the KSE

Na tworzonym nowym rynku energii elektrycznej powstaje przestrzeń do działania dla podmiotów zainteresowanych świadczeniem nowych usług, w szczególności dla wirtualnych elektrowni, klastrów energii czy spółdzielni energetycznych.

Przedstawione na rys. 6.1 ceny energii dotyczą roku 2018. Autorzy nie aktualizowali cen na rok 2024 ze względu na brak realnych danych dotyczących cen taryfowych.

Na rys. 6.2 pokazana została przykładowa struktura podmiotowa, związana z tworzeniem lokalnego rynku energii, w ramach której zilustrowane zostały wzajemne relacje pomiędzy istniejącymi obecnie i nowymi podmiotami o charakterze przedsiębiorstw. Wprowadzono pojęcia nowych podmiotów rynku energii elektrycznej: NOP – niezależny operator pomiarów; SR – sprzedawca rezerwowy; OHT – operator techniczno-handlowy; KKE – koordynator klastra energii; NI – niezależni inwestorzy; O/P – odbiorcy/prosumenci. W dolnej części rysunku pokazano symbolicznie kierunki przepływu informacji i związane z nimi rozliczenia finansowe: od O/P, poprzez OHT/KKE do NOP, OSD (operator systemu dystrybucyjnego) i NI o charakterze ciągłym (na rysunku linie ciągłe) lub przy udziale SR jako potencjalne wykorzystanie (na rysunku linie przerywane) oraz przepływy energii od OSD i NI do O/P.



Rys. 6.2. Schemat sieci przesyłowej i rozdzielczej (dystrybucyjnej) zasilania odbiorców końcowych z przykładową strukturą uwzględniającą nowe podmioty na lokalnym rynku energii  
 Fig. 6.2. Diagram of the transmission and distribution network for supplying end users with an example structure taking into account new entities on the local energy market

Najprostszym przypadkiem uwzględniającym nowe podmioty na lokalnym rynku energii jest działanie lokalnego operatora (sprzedawcy) oferującego niższe ceny energii niż operator, z którym pierwotnie odbiorca końcowy miał podpisaną umowę kompleksową (zakup energii i usług dystrybucyjnych). W takim przypadku rozliczanie usług dystrybucyjnych jest nadal domeną operatora sieci dystrybucyjnej, będącego właścicielem sieci elektroenergetycznej i liczników energii, których wskazania stanowią podstawę rozliczeń. W celu uwolnienia rozliczeń i uniezależnienia ich od obecnych operatorów krajowych (grup energetycznych) konieczne jest wprowadzenie operatora NOP, który na danym terenie świadczyłby usługi związane z obsługą i odczytem liczników energii na potrzeby pomiarów. Dane z liczników byłyby udostępniane upoważnionym podmiotom w celu rozliczeń kosztów związanych z dostarczaniem energii elektrycznej w ramach lokalnego rynku. Dostęp do danych pomiarowych i transparentność sieci elektroenergetycznej są kluczowe.

Gdy realnie spojrzeć się na obecną strukturę własnościową sieci rozdzielczej, działalność lokalnych operatorów OHT lub OSDn związana będzie z tworzeniem się klastrów energii, najpierw na podstawie wykorzystywania istniejącej sieci rozdzielczej operatorów OSD, a docelowo, przynajmniej częściowo, na podstawie budowanych nowych (własnych) lokalnych sieci rozdzielczych SN i nN. Rozwój lokalnego rynku umożliwią klastry energii, których reprezentantem będzie koordynator KKE. Koordynator reprezentować będzie w klastrze odbiorców, w tym prosumentów oraz niezależnych inwestorów zainteresowanych inwestycjami w nowe źródła energii, przede

wszystkim w OZE. W ramach klastra podmioty te działać będą przy wykorzystaniu umów związanych z produkcją i zużyciem produkowanej w ramach klastra energii elektrycznej. Zadaniem koordynatora, z punktu widzenia relacji rynkowych, będzie koordynacja i wypracowanie właściwych regulacji w odniesieniu do działań OHT i OSDn, związanych z tworzeniem nowego lokalnego rynku energii. W początkowym okresie tworzone klastry energii nie będą w stanie skutecznie prowadzić procesu lokalnego bilansowania potrzeb energetycznych z wykorzystywaniem tylko swoich zasobów, stąd podmiotami na nowym rynku energii będą częściowo również istniejący na danym terenie OSD oraz sprzedawca rezerwowy lub zobowiązany (rozumiany jak w Ustawie z dnia 10 kwietnia 1997 r. – Prawo energetyczne, art. 3 pkt 30 oraz 5c).

### 6.1. Taryfa dynamiczna

Zakłada się, że główną cechą klastrów energii będzie zmienna w czasie (w ciągu doby) cena energii, wynikająca z wyznaczonej dla odbiorców taryfy dynamicznej (TD) [5], [6]. Relacje przedmiotowe związane będą z poziomem osłony kontrolnej, na poziomie której dokonywane będą transakcje sprzedaży i zakupu energii elektrycznej. Przynajmniej w początkowym okresie założenie co do niewystarczalności zasobów własnych klastra energii jest założeniem naturalnym, bo przynajmniej w początkowych okresach poborowi energii elektrycznej i rozliczeniom w ramach klastrów towarzyszyć będzie udział energii pobieranej z sieci OSD [4].

Gdy przyjmie się następujące oznaczenia:

$O_E$  – opłata za energię elektryczną,

$O_S$  – opłata systemowo-sieciowa (opłata dystrybucyjna),

$O_{sta\acute{e}}$  – opłaty stałe (podatki, koszty niezależnego operatora pomiarów, opłaty abonamentowe związane z rozliczeniami),

$CK_E$  – cena krańcowa (końcowa) energii,

główne składowe rachunku za energię elektryczną mogłyby być podobne jak obecnie, czyli:

$$CK_E = O_E + O_S + O_{sta\acute{e}}, \quad (6.1)$$

z tym że:

- poszczególne składniki sumy będą miały swoje odzwierciedlenie w profilu klastra energii, tzn. rachunek za energię będzie odzwierciedlał fakt, że część energii nie została pobrana ze źródeł klastra, ale została pobrana z sieci OSD;
- taryfy w rozliczeniach za energię elektryczną pobieraną w ramach klastra ze źródeł NI (niezależnych inwestorów) będą taryfami dynamicznymi, czyli ich rozliczanie będzie następować w znacznie krótszych przedziałach czasowych (docelowo 5 min) niż za energię zakupywaną z sieci OSD w ramach taryf statycznych.

Stąd sposób kształtowania ceny końcowej dla odbiorców poza energetyką EP (energetyką prosumencką) (propozycja dotyczy odbiorców, którzy pierwotnie rozliczali się np. w taryfie G11, czyli nie byli obciążani składnikiem z tytułu wartości mocy umownej) w jednostce czasu  $\Delta t_{iCCR}$  mógłby być konstruowany w następujący sposób:

$$CK_{i,E-CCR} = E_{ODB} \frac{E_{NI}}{E_{NI} + E_{OSD}} (C_{E-TD} E_{NI} + C_{S-TD} E_{NI} + O_{stałe-NI}) + E_{ODB} \frac{E_{OSD}}{E_{NI} + E_{OSD}} (C_{E-OSD} E_{OSD} + C_{S-OSD} E_{OSD} + O_{stałe-OSD}), \quad (6.2)$$

gdzie:

$CK_{i,E-CCR}$  – cena końcowa (rozliczeniowa) energii w jednostce czasu  $\Delta t_{iCCR}$  dla odbiorcy,

$E_{ODB}$  – energia pobierana przez odbiorcę w jednostce czasu rozliczeń,

$E_{NI}$  – energia produkowana przez NI w jednostce czasu rozliczeń,

$E_{OSD}$  – energia pobierana z sieci OSD w jednostce czasu rozliczeń,

$C_{E-TD}$  – cena energii w taryfie dynamicznej NI w przyjętej jednostce czasu  $\Delta t_{iCCR}$  (początkowo przedziały czasów dłuższe, docelowo 5 min),

$C_{E-OSD}$  – cena energii w taryfie OSD (w rozpatrywanym przypadku stała cena w taryfie B11),

$C_{S-TD}$  – wartość opłaty systemowo-sieciowej w taryfie dynamicznej NI,

$C_{S-OSD}$  – wartość opłaty systemowo-sieciowej w taryfie OSD,

$O_{stałe-NI}$ ,  $O_{stałe-OSD}$  – opłaty stałe odpowiednio w taryfach NI i OSD.

Wówczas wartość ceny końcowej w ciągu 24 godzin wyrażona byłaby zależnością:

$$CK_E = \sum_{i=1}^L CK_{i,E-CCR}, \quad (6.3)$$

gdzie:

$CK_E$  – cena końcowa (rozliczeniowa) energii w przedziale czasowym 24 godzin,

$L$  – liczba przedziałów czasowych  $\Delta t_{iCCR}$  w ciągu 24 godzin.

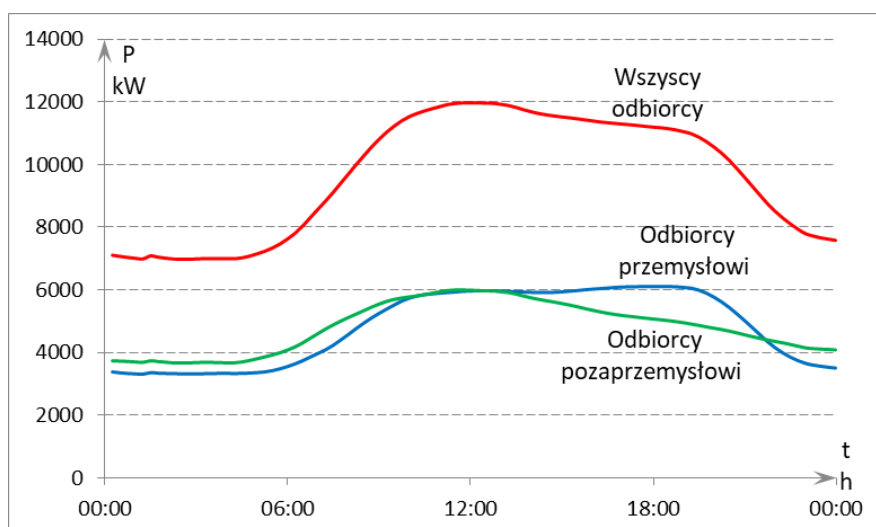


Sygnal cenowy (w postaci taryfy dynamicznej) będzie podstawowym sygnałem sterującym w wydzielonym obszarze energetycznym, służącym do kształtowania profilu elektroenergetycznego klastra (wydzielonego obszaru) przez wpływanie na zmianę standardowych profili odbiorców skupionych w rozpatrywanym obszarze. Drugim sygnałem sterującym, z założenia czasowym (godzinowym, dwugodzinowym), może być sygnał DSR.

## 6.2. Wyniki analiz i efektów redukcji mocy za pomocą sygnału DSM/DSR

Sygnal DSR stosowany jest obecnie w odniesieniu do tzw. dużych odbiorców. W ramach badań sprawdzono i potwierdzono możliwość wykorzystania sygnału DSR dla rozproszonych odbiorców zarówno przemysłowych, jak i pozaprzemysłowych (ale niezaliczanych do kategorii dużych odbiorców). W ramach prowadzonych uzgodnień związanych z realizacją projektu pozyskanych zostało 10 odbiorców przemysłowych, z których 5 na etapie prób potwierdziło chęć udziału w testach redukcji mocy i dokładnie 5 tę redukcję zrealizowało (50% wszystkich). Równocześnie ze 107 mniejszych odbiorców (small business) pozyskanych do badań 48 potwierdziło chęć udziału w testach redukcji mocy, ale tylko 31 tę redukcję zrealizowało (29%).

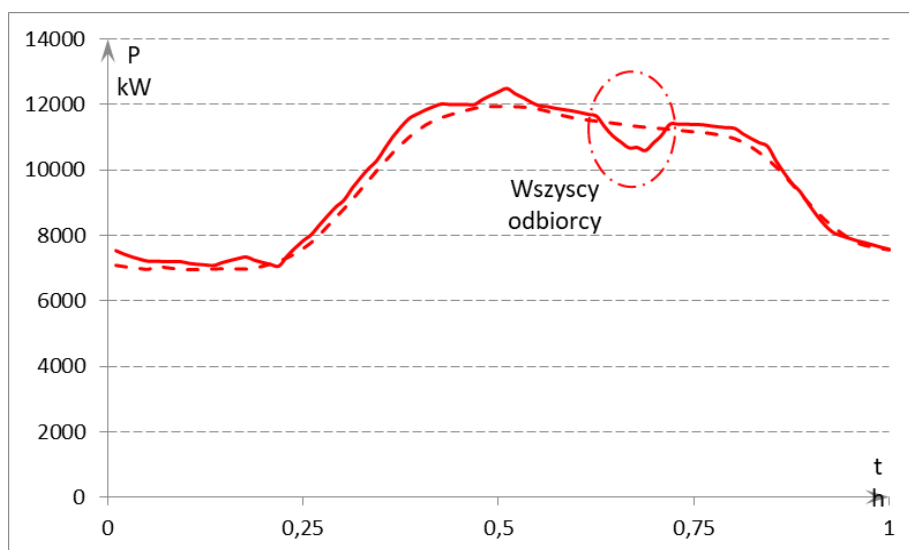
Na rys. 6.3 przedstawiono profile zbiorcze (uśrednione) mocy czynnej odbiorców: kolorem czerwonym profil wszystkich odbiorców, którzy wzięli udział w testach redukcji mocy, kolorem niebieskim odbiorców typowo przemysłowych, a kolorem zielonym pozostałych odbiorców z wyjątkiem odbiorców przemysłowych.



Rys. 6.3. Zbiorcze profile mocy poszczególnych grup odbiorców  
Fig. 6.3. Collective power profiles of individual consumer groups

Profile odbiorców przemysłowych i pozostałych odbiorców (pozaprzemysłowych) mają udział mniej więcej po 50% w wypadkowym profilu wszystkich odbiorców, czyli wpływ obu tych grup odbiorców na profil wypadkowy jest mniej więcej taki sam. Na kolejnych rysunkach na profilach poszczególnych odbiorców przedstawione zostały efekty przeprowadzonej redukcji mocy odbiorców w godzinach 15:00 – 17:00. Godziny objęte uzgodnioną redukcją mocy zostały na poszczególnych wykresach zaznaczone elipsami, przy czym profil pierwotny (spodziewany) grupy odbiorców pokazany został linią przerywaną, a uzyskany w wyniku redukcji mocy – linią ciągłą.

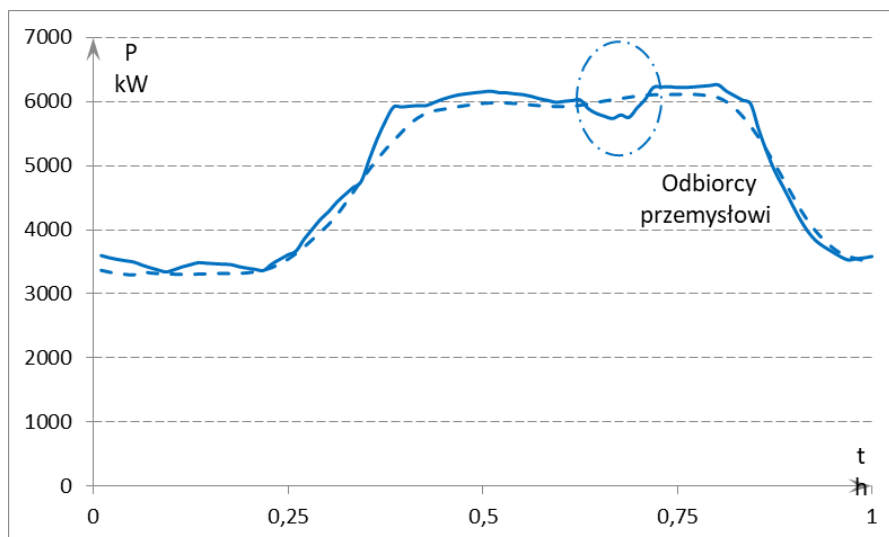
Z analizy rys. 6.4 ÷ rys. 6.6 wynika, że odbiorcy zareagowali na testowe wezwanie do redukcji mocy.



Rys. 6.4. Zbiorczy profil mocy wszystkich odbiorców (profil pierwotny – linia przerywana, profil z redukcji mocy – linia ciągła)

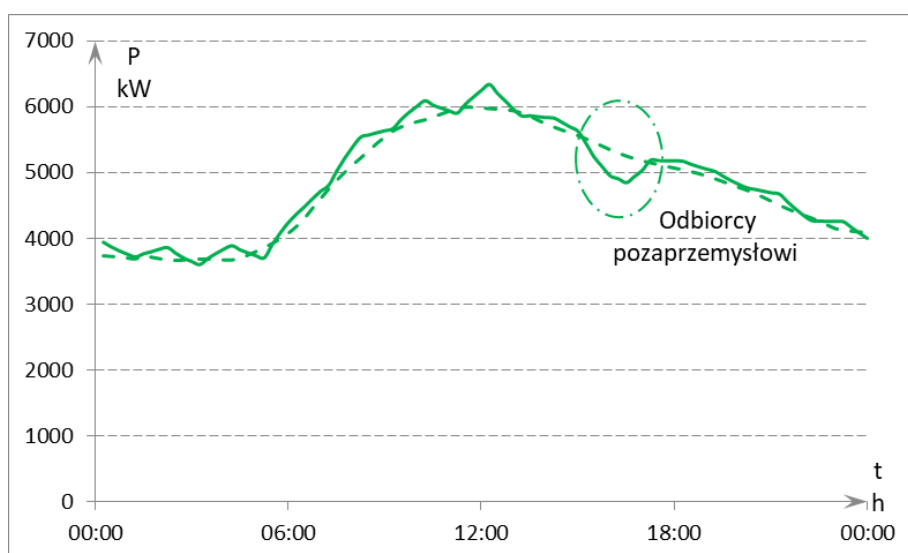
Fig. 6.4. Cumulative power profile of all consumers (original profile – dashed line, profile from power reduction – continuous line)

Na rys. 6.4 ÷ rys. 6.6 widać również zmiany w porównaniu z pierwotnym (spodziewanym) profilem mocy poszczególnych grup odbiorców również w innych godzinach (czyli poza godzinami 15:00 – 17:00), ale wynikają one z naturalnych dziennych różnic w poborze mocy u poszczególnych odbiorców.



Rys. 6.5. Zbiorczy profil mocy odbiorców przemysłowych (profil pierwotny – linia przerywana, profil z redukcji mocy – linia ciągła)

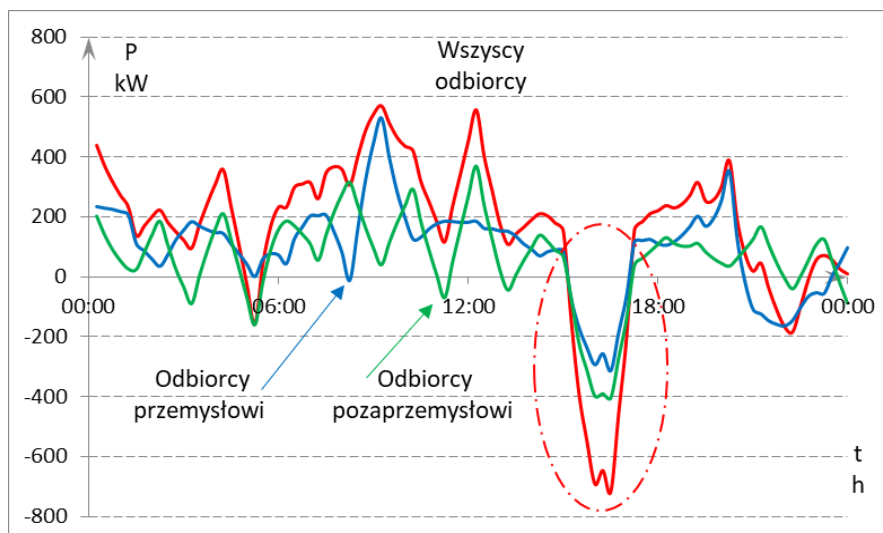
Fig. 6.5. Cumulative power profile of industrial consumers (primary profile – dashed line, power reduction profile – continuous line)



Rys. 6.6. Zbiorczy profil mocy odbiorców pozaprzemysłowych (profil pierwotny – linia przerywana, profil z redukcji mocy – linia ciągła)

Fig. 6.6. Cumulative power profile of non-industrial consumers (primary profile – dashed line, profile with power reduction – continuous line)

Z kolei na rys. 6.7 zostały przedstawione odchyłki mocy w poszczególnych godzinach. Godziny objęte redukcją mocy zostały na poszczególnych wykresach zaznaczone elipsami. Analizując rys. 6.7, można zauważyć, że reakcje poszczególnych grup odbiorców, w sensie modyfikacji profilu mocy, są do siebie bardzo zbliżone kształtem, co oczywiście przekłada się finalnie na kształt redukcji wypadkowej dla wszystkich odbiorców.



Rys. 6.7. Zbiorcze profile redukcji mocy u poszczególnych grup odbiorców  
Fig.6.7. Cumulative power reduction profiles for individual consumer groups

Można również zauważyć, że uzyskany efekt redukcji grupy odbiorców pozaprzemysłowych jest większy (większa wartość redukcji, czyli niższa wartość wypadkowej mocy) niż dla grupy odbiorców przemysłowych. Jest to związane z faktem, że odbiorców pozaprzemysłowych jest znacznie więcej niż przemysłowych (31 do 5). Widać więc, że zaangażowanie większej liczby mniejszych odbiorców pozwala uzyskać dobre efekty redukcji mocy. Liczbowe efekty wartości redukcji mocy zostały zestawione w tabeli 6.1.

Tabela 6.1

Procentowe wskaźniki przeprowadzonych redukcji mocy dla poszczególnych grup odbiorców

Lp.	Grupa odbiorców	Średnia wartość maksymalnej redukcji mocy w ciągu doby [%]	Średnia wartość maksymalnej redukcji mocy w godzinach 15:00-17:00 [%]	Średnia wartość redukcji mocy w ciągu doby [%]	Średnia wartość redukcji mocy w godzinach 15:00-17:00 [%]
1	Wszyscy odbiorcy	7,91	8,81	4,24	4,72
2	Odbiorcy przemysłowi	4,65	5,12	2,76	3,06
3	Odbiorcy pozaprzemysłowi	8,43	8,43	4,48	4,99

Jak widać z przedstawionych w tabeli 6.1 danych, średnie wartości redukcji mocy w poszczególnych grupach odbiorców różnią się. Redukcje mocy u odbiorców pozaprzemysłowych są o 60% do 80% większe niż u odbiorców przemysłowych. Udział mocy grupy odbiorców pozaprzemysłowych w sumarycznym profilu całej grupy jest

zbliżony do 50%, dlatego wartości redukcji dla całej grupy odbiorców są mniejsze niż dla samych odbiorców pozaprzemysłowych. W ramach przeprowadzonego testu redukcji mocy uzyskano średnie wartości w rozpatrywanych godzinach (15:00–17:00) na poziomie bliskim 5% (nieco mniejsze wartości dla odbiorców przemysłowych).

### 6.3. Wnioski

Uzyskana średnia redukcji mocy zbliżona jest do 5% (ponad 3% przemysł i prawie 5% small business) i jest wynikiem obiecującym, gdy weźmie się pod uwagę fakt, że odbyły się dopiero próby testowe. Ponadto w ramach prowadzonych prac badawczych udało się przeprowadzić pozytywną weryfikację założenia, że potencjał redukcyjny dla 1 tys. odbiorców indywidualnych wynosi powyżej 100 kW.

W tabeli 6.2 zostały zestawione sumaryczne wartości redukcji mocy dla odbiorców indywidualnych w poszczególnych przedziałach 15-minutowych. Zgodnie z przyjętymi ustaleniami z odbiorcami testy redukcji mocy były przeprowadzane w godzinach od 17:00 do 19:00.

Tabela 6.2

#### Wartości redukcji mocy dla odbiorców indywidualnych

<b>Grupa odbiorców indywidualnych</b>			
<b>Lp.</b>	<b>Przedział czasu redukcji mocy w okresach 15-minutowych</b>	<b>Wartości sumaryczne zrealizowanych redukcji mocy przez 104 odbiorców [W]</b>	<b>Potencjał redukcji mocy dla 1000 odbiorców [kW]</b>
1	17:00 – 17:15	9 791,24	94,14
2	17:15 – 17:30	11 232,07	108,00
3	17:30 – 17:45	10 309,32	99,13
4	17:45 – 18:00	9 795,33	94,18
5	18:00 – 18:15	9 975,44	95,92
6	18:15 – 18:30	8 906,62	85,64
7	18:30 – 18:45	9 866,99	94,87
8	18:45 – 19:00	8 295,1	79,76

W kolumnie nr 3 zostały zestawione wartości sumaryczne redukcji mocy zrealizowane przez 104 odbiorców, którzy zadeklarowali udział w teście redukcji. W ostatniej kolumnie zostały zestawione wartości potencjału redukcji mocy przeliczone proporcjonalnie na 1000 odbiorców. Wartość przekraczającą 100 kW udało się uzyskać w jednym z ośmiu przedziałów 15-minutowych, natomiast bliską tej wartości (powyżej 94 kW) w kolejnych pięciu przedziałach czasowych.

Przeprowadzono pozytywną weryfikację założenia, że potencjał redukcyjny dla 1 odbiorcy z grupy small business wynosi powyżej 10 kW.

W tabeli 6.3 zostały zestawione średnie wartości redukcji mocy dla odbiorców z grupy small business w poszczególnych przedziałach 15-minutowych. Zgodnie z przyjętymi ustaleniami z odbiorcami testy redukcji mocy były przeprowadzane w godzinach od 15:00 do 17:00.

Tabela 6.3

## Wartości redukcji mocy dla odbiorców z grupy small business

Grupa odbiorców small business		
Lp.	Przedział czasu redukcji mocy w okresach 15-minutowych	Średnia wartość redukcji mocy [kW]
1	15:00 – 15:15	2,34
2	15:15 – 15:30	7,22
3	15:30 – 15:45	10,11
4	15:45 – 16:00	12,89
5	16:00 – 16:15	12,63
6	16:15 – 16:30	13,09
7	16:30 – 16:45	8,76
8	16:45 – 17:00	4,53
9	Wartość średnia redukcji	<b>8,95</b>

Na podstawie przedstawionych wyników w czterech z ośmiu przedziałów 15-minutowych uzyskane wartości średnie redukcji przekraczają 10 kW. Średnia wszystkich redukcji jest bliska 9 kW.

Przeprowadzono pozytywną weryfikację założenia, że potencjał redukcyjny dla 1 zakładu przemysłowego jest większy od 5% zamówionej mocy.

Wartości średnie redukcji mocy grupy odbiorców przemysłowych w odniesieniu do wartości mocy maksymalnej wynoszą 2,76% dla całego dnia i 3,06% w godz. 15:00 – 17:00. Właściwy potencjał przedstawiają średnie wartości maksymalnych redukcji mocy grupy odbiorców przemysłowych w odniesieniu do wartości maksymalnych. Wskaźniki te wynoszą 4,65% dla całej doby i 5,12% w godz. 15:00 – 17:00.

Uzyskane wyniki są potwierdzeniem, że średni potencjał redukcyjny dla zakładów przemysłowych jest na poziomie 5% mocy maksymalnej z danego przedziału czasu. Możliwe zatem będzie uzyskanie takiego wskaźnika dla pojedynczego zakładu przemysłowego. Otrzymany efekt jednostkowy uzależniony będzie od faktycznego zaangażowania służb danego zakładu w redukcji mocy. W ramach testów część zakładów przemysłowych osiągnęła wartości redukcji maksymalnych zbliżone do 8%.

## Bibliografia

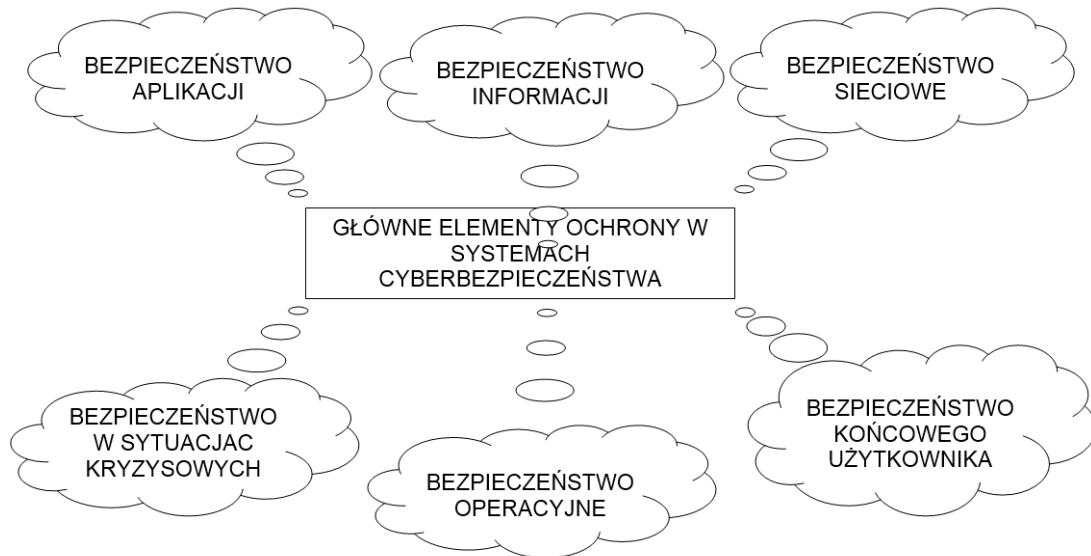
1. Billewicz K.: Skuteczność DSR – między bodźcem a reakcją. Przegląd Elektrotechniczny, ISSN 0033-2097, R. 88, nr 9a/2012.
2. Olkuski T., Ciesielka E., Szurlej A.: Programy zarządzania popytem odbiorcy energii elektrycznej. Rynek Energii, 2015.
3. Popczyk J., Bodzek K., Dębowski K., Fice M., Wójcicki R.: Cenotwórstwo (1). Podstawy i architektura rozproszonego cenotwórstwa. Raport Powszechnej Platformy Transformacyjnej Energetyki Prosumenckiej PPTE2050 (<https://ppte2050.pl/>), 2018.
4. Popczyk J., Bodzek K., Fice M., Pilśniak A., Sztymelski K., Wójcicki R.: Cenotwórstwo (2). Dyfuzja dynamicznego cenotwórstwa rozproszonego do inteligentnej infrastruktury rynku wschodzącego energii elektrycznej. Raport Powszechnej Platformy Transformacyjnej Energetyki Prosumenckiej PPTE2050 (<https://ppte2050.pl/>), 2018.
5. Rasolomampionona D., Robak S., Chmurski P., Tomasik G.: Przegląd istniejących mechanizmów DSR stosowanych na rynkach energii elektrycznej. Rynek Energii, nr 2, 2010, s. 138-143.
6. Ryś M.: Wybrane narzędzia sterowania popytem na energię elektryczną. Rynek Energii, nr 4/2005.

## **7. PRZEMYSŁOWE CYBERBEZPIECZEŃSTWO: NOWE TRENDY I WYZWANIA W ERZE ZŁOŻONYCH ZAGROŻEŃ**

Cyberbezpieczeństwo przemysłowe, oparte na sztucznej inteligencji (AI), odgrywa coraz ważniejszą rolę w zabezpieczaniu systemów krytycznych. W dobie Przemysłu 4.0 zintegrowane systemy cyberfizyczne (CPS – z ang. Cyber-Physical Systems) są narażone na nowe zagrożenia, które wymagają zaawansowanych rozwiązań ochronnych. AI może wspomagać wykrywanie anomalii oraz przewidywanie potencjalnych zagrożeń na podstawie analizy dużych zbiorów danych. Dzięki wykorzystaniu uczenia maszynowego możliwe jest szybsze reagowanie na incydenty i minimalizowanie skutków cyberataków. W literaturze podkreśla się, że AI może także przyczynić się do automatyzacji procesów decyzyjnych, co zwiększa efektywność ochrony systemów przemysłowych [18]. Jednym z wyzwań jest jednak zapewnienie, że algorytmy AI są odpowiednio zabezpieczone przed manipulacjami ze strony atakujących. Badania pokazują, że nieodpowiednia implementacja AI może prowadzić do nowych wektorów ataku, co wymaga ciągłego doskonalenia metod ochrony [11]. Wzrost skali i złożoności systemów przemysłowych sprawia, że konieczne są ciągłe monitorowanie i adaptacja strategii bezpieczeństwa [19]. W konsekwencji AI staje się kluczowym elementem strategii cyberbezpieczeństwa w kontekście ochrony infrastruktury krytycznej.

Cyberbezpieczeństwo przemysłowe odnosi się do dziedziny bezpieczeństwa informatycznego, która koncentruje się na ochronie infrastruktury przemysłowej przed zagrożeniami cyfrowymi i atakami cybernetycznymi. Definicja ta obejmuje wszelkie działania mające na celu zabezpieczenie systemów sterowania, urządzeń przemysłowych, sieci komunikacyjnych oraz danych produkcyjnych przed nieautoryzowanym dostępem, modyfikacją lub zniszczeniem. Na rys. 7.1 został zaprezentowany zbiór podstawowych elementów, z których powinien się składać system cyberbezpieczeństwa przemysłowego.





Rys. 7.1. Elementy ochrony w systemach cyberbezpieczeństwa  
 Fig. 7.1. Protection elements in cybersecurity systems

## 7.1. Trendy w cyberbezpieczeństwie przemysłowym

W dzisiejszym dynamicznym środowisku przemysłowym, które coraz bardziej opiera się na zaawansowanych technologiach cyfrowych, cyberbezpieczeństwo staje się nieodłączną częścią strategii operacyjnych i biznesowych. Rosnąca liczba urządzeń podłączonych do sieci, automatyzacja procesów produkcyjnych oraz wykorzystanie zaawansowanych technologii, takich jak sztuczna inteligencja czy Internet Rzeczy (IoT – z ang. Internet of Things), stawiają przed sektorem przemysłowym nowe wyzwania związane z zapewnieniem bezpieczeństwa cybernetycznego [4].

Trendy w cyberbezpieczeństwie przemysłowym ewoluują dynamicznie w odpowiedzi na rosnące zagrożenia i rozwój technologii. Wśród najważniejszych trendów można wyróżnić:

1. integrację sztucznej inteligencji: AI jest coraz częściej wykorzystywana do wykrywania zagrożeń w czasie rzeczywistym i automatyzacji reakcji na incydenty. Dzięki analizie ogromnych ilości danych AI może identyfikować wzorce zachowań wskazujące na potencjalne ataki;
2. bezpieczeństwo zintegrowanych systemów IT/OT: w miarę jak technologie informatyczne (IT – z ang. Informatics Technology) coraz bardziej integrują się z technologiami operacyjnymi (OT – z ang. Operational Technology), rośnie

- potrzeba kompleksowego podejścia do zabezpieczeń, obejmującego zarówno sieci korporacyjne, jak i systemy przemysłowe;
3. rozwój IoT i IIoT: zwiększenie liczby urządzeń IoT i IIoT (z ang. Industrial Internet of Things) w środowiskach przemysłowych tworzy nowe wyzwania związane z zabezpieczaniem ogromnej liczby punktów końcowych, które mogą stać się celem ataków [15];
  4. zwiększenie regulacji i zgodności: w odpowiedzi na rosnące zagrożenia wiele rządów i organizacji wprowadza nowe regulacje dotyczące bezpieczeństwa cybernetycznego w sektorach przemysłowych, co zmusza firmy do dostosowywania się do coraz bardziej restrykcyjnych norm;
  5. zarządzanie ryzykiem dostawców: wzrastająca złożoność łańcuchów dostaw sprawia, że coraz większy nacisk kładzie się na zabezpieczenie całego ekosystemu, w tym oceny i zarządzania ryzykiem związanym z dostawcami technologii i usług;
  6. cyberodporność: zamiast koncentrować się wyłącznie na zapobieganiu atakom, organizacje przemysłowe zaczynają przyjmować podejście cyberodporności, które obejmuje przygotowanie na ataki, minimalizację ich skutków i szybką regenerację po incydentach;
  7. Zero Trust Security: koncepcja „Zero Trust” zyskuje na znaczeniu, przy założeniu że żadna część sieci nie jest domyślnie bezpieczna. Wszystkie elementy muszą być weryfikowane i monitorowane, co zwiększa poziom ochrony;
  8. chmurę i Edge Computing: migracja do chmury oraz rozwój Edge Computingu w środowiskach przemysłowych wprowadza nowe wyzwania i wymaga innowacyjnych rozwiązań zabezpieczających te zasoby [7];
  9. edukację i świadomość: Wzrost świadomości zagrożeń cybernetycznych wśród pracowników przemysłowych jest kluczowy, co sprawia, że programy szkoleniowe i edukacyjne stają się coraz bardziej istotne [21].
  10. zwiększoną automatyzację reakcji na incydenty: wdrażanie zautomatyzowanych systemów reagowania na incydenty pozwala na szybsze i bardziej efektywne zarządzanie kryzysami, co jest kluczowe w dynamicznych i krytycznych środowiskach przemysłowych.

## 7.2. Świadomość cyberbezpieczeństwa

Świadomość cyberbezpieczeństwa jest kluczowym elementem w dzisiejszym świecie cyfrowym. Bezpieczeństwo w sieci dotyczy ochrony danych osobowych, finansowych oraz infrastruktury przed atakami i zagrożeniami [10]. Znajomość podstawowych zasad bezpieczeństwa informatycznego pozwala unikać pułapek typu phishing czy malware, a współpraca międzynarodowa i wymiana informacji są kluczowe w walce z globalnymi zagrożeniami cybernetycznymi. Oczywiście pojawiają się również nowe zagrożenia w postaci manipulacji na danych, które stanowią potencjalne zagrożenie w procesach produkcyjnych [13].

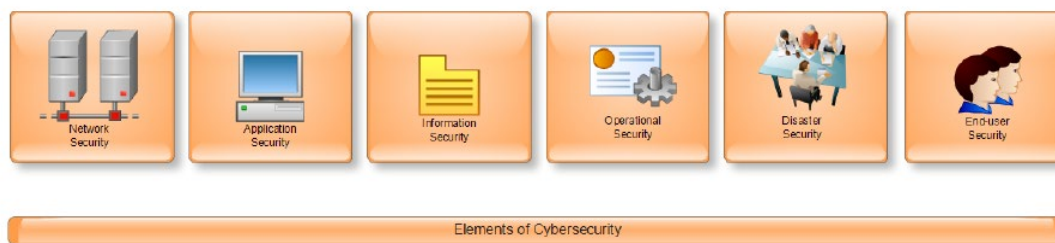
## 7.3. Formy ataków

W kontekście przemysłu istnieje wiele różnych form ataków, które mogą być ukierunkowane na zakłócenie działania infrastruktury, kradzież poufnych danych lub wywołanie szkód finansowych. Oto kilka przykładów:

1. Ataki na systemy sterowania przemysłowego (SCADA): ataki te mogą polegać na przejęciu kontroli nad systemami SCADA, co umożliwia zdalne manipulowanie procesami przemysłowymi, takimi jak produkcja energii czy sterowanie maszynami w fabrykach [1].
2. Ataki typu ransomware: ataki ukierunkowane na systemy przemysłowe, gdzie złośliwe oprogramowanie szyfruje dane lub blokuje dostęp do systemów w zamian za okup [3].
3. Ataki fizyczne: ataki te mogą obejmować kradzież sprzętu lub dostęp do kluczowych urządzeń, co może prowadzić do przerw w produkcji lub utraty danych.
4. Ataki na infrastrukturę sieciową: ataki te mogą obejmować próby przejęcia kontroli nad sieciami przemysłowymi lub przechwytywanie danych przesyłanych przez sieć w celu kradzieży informacji [5].
5. Ataki z wykorzystaniem socjotechniki: ataki takie mogą obejmować próby wyłudzenia poufnych informacji od pracowników przez manipulację lub oszustwa [14].
6. Ataki z wykorzystaniem błędów w oprogramowaniu: ataki te wykorzystują luki w oprogramowaniu używanym w przemyśle do zdalnego przejęcia kontroli nad systemami lub kradzieży danych [2].

## 7.4. Klasyczne strategie obronne – najlepiej znane praktyki

Cyberbezpieczeństwo to sztuka ochrony sieci, urządzeń i danych przed nieuprawnionym dostępem lub nielegalnym wykorzystaniem, a także praktyka zapewniania poufności, integralności i dostępności informacji. Wydaje się, że teraz wszystko opiera się na komputerach i Internecie – komunikacja [22]. Najlepiej jest przedstawić to w sześciu kategoriach zgodnie z rys. 7.2. Widać wyraźnie, że cyberbezpieczeństwo jest złożonym procesem, który wymaga zwracania uwagi na różne obszary związane z zagrożeniami, począwszy od kontroli dostępu do danych, a skończywszy na czynniku ludzkim, który w dzisiejszych czasach wydaje się najbardziej wrażliwym punktem łańcucha ochrony.



Rys. 7.2. Łańcuch ochrony [4]

Fig. 7.2. Chain of protection

### Kontrola dostępu

Kontrola dostępu do danych i systemów jest kluczowym elementem cyberbezpieczeństwa. Oznacza to, że tylko upoważnione osoby lub systemy mają dostęp do chronionych zasobów. Można to osiągnąć przez stosowanie silnych haseł, uwierzytelniania dwuetapowego, certyfikatów cyfrowych i innych metod.

### Szyfrowanie danych

Szyfrowanie danych jest ważne podczas przechowywania, przetwarzania i przesyłania danych. Szyfrowanie polega na przekształcaniu danych w sposób czytelny tylko dla upoważnionych użytkowników. Przykłady obejmują szyfrowanie dysków, szyfrowanie komunikacji za pomocą protokołów HTTPS lub VPN.

### Monitoring

Monitorowanie i wykrywanie zagrożeń: systemy monitorowania i wykrywania zagrożeń (takie jak programy antywirusowe, systemy wykrywania włamań) są niezbędne do identyfikowania potencjalnych ataków na dane i systemy. Pozwalają one na reakcję w czasie rzeczywistym na zagrożenia.

## Ochrona warstwy fizycznej

Bezpieczeństwo fizyczne: ochrona danych cyfrowych często wymaga środków bezpieczeństwa fizycznego, takich jak kontrola dostępu do serwerowni, systemy monitorowania CCTV lub ochrona przed kradzieżą sprzętu.

## Czynnik ludzki

Szkolenie pracowników i podnoszenie świadomości: często największym zagrożeniem dla bezpieczeństwa danych są ludzie. Dlatego ważne jest szkolenie pracowników z zakresu cyberbezpieczeństwa oraz podnoszenie ich świadomości potencjalnych zagrożeń, takich jak phishing czy inżynieria społeczna.

Przykłady incydentów związanych z cyberbezpieczeństwem przemysłowym w skali światowej zostały zademonstrowane w tabeli 7.1. Wybrane ataki na dostawców usług internetowych, infrastrukturę oraz telekomunikacyjnych dostawców pochodzą z 2022 roku [6].

Tabela 7.1

Przykłady incydentów związanych z cyberbezpieczeństwem w roku 2022 [4]

Termin ataku	Zasięg geograficzny	Opis
Maj 2022	BLISKO	W pobliżu Portu Londyńskiego jego władze padły ofiarą ataku typu DDoS, który wyłączył ich stronę internetową na 24 godziny. Atak został przeprowadzony przez grupę Pro-Iran o nazwie Althrea.
Maj 2022	BLISKO	Włoskie strony internetowe Senatu, Ministerstwa Obrony oraz Narodowego Instytutu Zdrowia zostały zaatakowane atakiem typu DDoS przeprowadzonym przez rosyjskich hakerów z zamiarem skierowania ich przeciwko krajom NATO.
Marzec 2022	DALEKO	Izraelski dostawca usług internetowych Cellcom stał się celem masowego ataku DDoS, który spowodował, że zasoby rządowe, czyli strony ministerialne, były niedostępne przez pewien czas.
Styczeń 2022	ŚREDNIO	21 i 22 stycznia 2022 roku Andora doświadczyła największych w historii swojego kraju ataków DDoS. W efekcie ataków niemalże cały kraj został tymczasowo odcięty od Internetu. Według mediów celem ataku mieli być uczestnicy turnieju Twitch Rivals Squidcraft Games, czyli turnieju w grze Minecraft opartym na motywach Squid Game. Istnieją podejrzenia, że celem nie były same władze Andory i jej obywatele (stanowili oni tylko straty uboczne), a raczej niektórzy andorscy streamerzy, którzy nie mogli kontynuować gry w celu zdobycia głównej nagrody.

## 7.5. Sztuczna inteligencja

Wykorzystanie sieci neuronowych do zwalczania cyberataków obejmuje różne podejścia i techniki. Poniżej przedstawiamy koncepcje i wzorce, które mogą być zastosowane w tym kontekście:

- zbieranie danych treningowych,
- określenie celu klasyfikacji, tj. tego, co chcemy przewidzieć, korzystając z modelu SVM,
- określenie klas, które chcemy odróżniać,
- identyfikacja kategorii (klas), które chcemy przewidzieć.

### Wybrane innowacyjne zastosowania AI w cyberbezpieczeństwie

Sztuczna inteligencja, zwłaszcza metody oparte na uczeniu maszynowym, ma zdolność do przetwarzania ogromnych ilości danych, co pozwala na identyfikowanie nietypowych wzorców oraz działań w sieci. Algorytmy, takie jak klasyfikatory oraz sieci neuronowe, są w stanie wykrywać anomalie, które mogą sygnalizować potencjalne zagrożenia bądź incydenty związane z bezpieczeństwem. Na przykład systemy SIEM (z ang. Security Information and Event Management) wykorzystują AI do monitorowania i analizowania logów, co umożliwia wykrycie nieprawidłowości [17].

AI ma zdolność automatyzowania procesów reagowania na incydenty, co pozwala na szybsze i bardziej efektywne zarządzanie sytuacjami kryzysowymi. Takie systemy mogą automatycznie odizolować zagrożone urządzenia, wdrożyć prewencyjne reguły oraz uruchomić procedury odpowiedzi na podstawie zaprogramowanych wcześniej zasad i scenariuszy. Przykładem tego są systemy SOAR (z ang. Security Orchestration, Automation, and Response), które wykorzystują AI do szybkiego reagowania na incydenty [13].

Sztuczna inteligencja może pomóc w analizie zagrożeń oraz prognozowaniu przyszłych ataków przez analizę danych historycznych oraz bieżących trendów. Algorytmy uczenia maszynowego mogą przewidywać, jakie rodzaje ataków mogą być najbardziej prawdopodobne w danym kontekście, co pozwala na lepsze przygotowanie się do możliwych incydentów. Na przykład algorytmy analizy tekstu mogą monitorować fora i dark web w poszukiwaniu informacji na temat nadchodzących ataków [16].

AI jest używana do identyfikacji i blokowania wiadomości phishingowych przez analizę treści e-maili, linków i załączników. Modele uczenia maszynowego mogą klasyfikować wiadomości jako podejrzane na podstawie wzorców związanych

z phishingiem i innymi atakami socjotechnicznymi. Systemy takie jak Google Safe Browsing wykorzystują AI do wykrywania i ostrzegania przed złośliwymi stronami internetowymi, które mogą być używane do phishingu [12].

Sztuczna inteligencja może wspomagać systemy w analizowaniu i identyfikowaniu zagrożeń w czasie rzeczywistym, takich jak malware czy ransomware, przez analizę ich zachowań i charakterystyki. Algorytmy AI są w stanie monitorować aktywność systemu, porównywać ją z bazami danych znanych zagrożeń, a także dynamicznie dostosowywać reguły ochrony w odpowiedzi na pojawiające się nowe i nieznanne zagrożenia. Dobrym przykładem jest oprogramowanie antywirusowe, które wykorzystuje AI do analizy i klasyfikacji plików jako bezpiecznych lub szkodliwych na podstawie wzorców charakterystycznych dla złośliwego oprogramowania [20].

## **7.6. Przetwarzanie danych na przykładzie algorytmu SVM i sieci neuronowej**

Pierwotnie dane poddawane są usuwaniu szumów, normalizacji i inżynierii cech. Ten proces ma na celu ułatwienie optymalnego funkcjonowania sieci neuronowych oraz algorytmu SVM (ang. Support Vector Machine). Mapowanie klas polega na przypisaniu unikalnych identyfikatorów numerycznych (etykiet klas) kategoriom lub grupom, które nasz model musi nauczyć się rozpoznawać. Ten proces jest kluczowy dla przygotowania danych w zadaniach klasyfikacji, gdzie głównym celem jest przypisanie obiektów do konkretnych klas. W tym celu warto używać notacji binarnej, będzie ona dalej przetwarzana przez sieci neuronowe. Na przykład klasa „Pozytywna” może być oznaczona jako 1, a klasa „Negatywna” jako 0. Przedstawiono trzy klasy zdarzeń opisane jako:

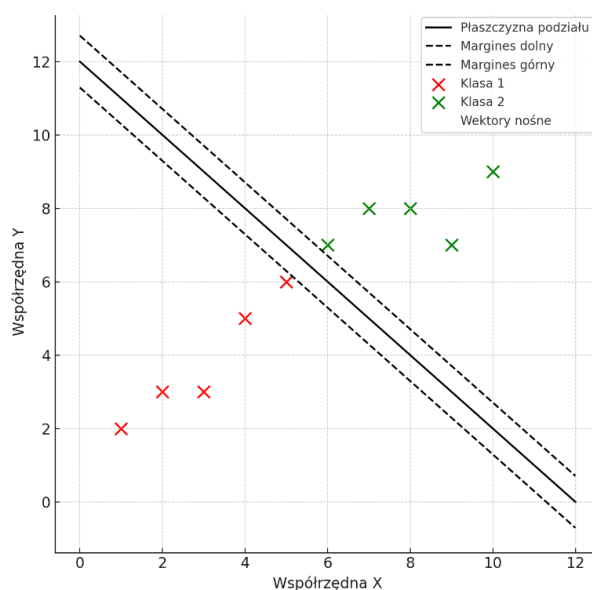
- klasa A: [1, 0, 0],
- klasa B: [0, 1, 0],
- klasa C: [0, 0, 1].

## **7.7. Wykorzystanie klasycznego algorytmu SVM**

Algorytm Support Vector Machine jest techniką klasyfikacji, polegającą na znalezieniu hiperpowierzchni w przestrzeni cech, która maksymalizuje margines między dwiema klasami. W przypadku problemów nieliniowych SVM stosuje jądra

(kernel), takie jak jądro RBF czy wielomianowe, aby przekształcić dane do wyższej wymiarowości, gdzie można łatwiej znaleźć liniową granicę oddzielającą klasy. Algorytm optymalizuje funkcję celu, która minimalizuje błąd klasyfikacji przy jednoczesnym maksymalizowaniu marginesu, który jest odległością między hiperpowierzchnią a najbliższymi punktami danych z obu klas (zwanymi wektorami wspierającymi). SVM jest również w stanie radzić sobie z problemami klasyfikacyjnymi, w których klasy są częściowo nakładające się, dzięki zastosowaniu tzw. parametru regularyzacji. W końcu SVM może być używany do klasyfikacji oraz regresji, zależnie od rodzaju problemu i zastosowanego wariantu algorytmu [8]. Na rys. 7.3 przedstawiono:

- czerwone i zielone punkty (x), które reprezentują dwie różne klasy,
- ciągła czarna linia to płaszczyzna podziału,
- przerywane (równoległe linie do ciągłej) linie to marginesy.



Rys. 7.3. Wizualna prezentacja algorytmu SVM oparta na [9]

Fig. 7.3. Visual presentation of the SVM algorithm based on [9]

Linia ciągła to płaszczyzna podziału, czyli linia, która oddziela dwie klasy danych. Celem algorytmu SVM jest znalezienie takiej linii, która maksymalnie oddziela te dwie klasy z największym możliwym marginesem. Marginesy to linie, które są równoległe do płaszczyzny podziału. Margines to odległość między płaszczyzną podziału a najbliższymi punktami danych z każdej klasy. Nie zawsze się zdarza, że dane będą separowalne w sposób liniowy, dlatego zastosowano sztuczne sieci neuronowe, które pozwalają w odpowiedni sposób sklasyfikować dane.

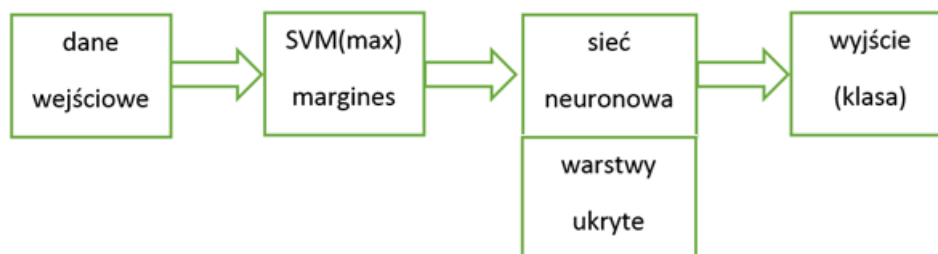


Te wyniki mogą stanowić wektor cech dla kolejnych warstw sieci neuronowej. Tworzymy sieć neuronową z wejściami uzyskanymi z SVM. Sieć neuronowa powinna być zaprojektowana tak, aby dostosowywać się do charakterystyki danych i skutecznie przewidywać ostateczny wynik.

### Klasyfikacja za pomocą AI

Uzyskany zestaw cech jest używany do klasyfikacji, gdzie zarówno SVM, jak i sieć neuronowa wpływają na ostateczną decyzję. Jasne jest, że zarówno SVM, jak i sieci neuronowe są używane w różnych kontekstach i mają różne zalety i ograniczenia. Decyzja o użyciu jednego lub obu zależy od konkretnej sytuacji, danych wejściowych i celu analizy. W praktyce zazwyczaj eksperymentujemy z różnymi modelami, aby znaleźć najbardziej skuteczne rozwiązanie dla danego problemu.

Sieci neuronowe mogą być trenowane w taki sposób, aby maksymalizować margines między klasami, podobnie jak SVM. Istnieją hybrydowe podejścia, które łączą cele treningowe SVM i sieci neuronowej, takie jak Max-Margin Networks. Te sieci dążą do maksymalizacji marginesu, co prowadzi do lepszej generalizacji. Na rys. 7.4 zaprezentowano przykładową realizację takiej struktury.



Rys. 7.4. Wykorzystanie AI na potrzeby cyberbezpieczeństwa – klasyfikator neuronowy  
Fig. 7.4. Using AI for cybersecurity purposes – neural classifier

## 7.8. Podsumowanie

Przemysłowe cyberbezpieczeństwo dynamicznie ewoluuje w odpowiedzi na coraz bardziej złożone zagrożenia. Nowe trendy i wyzwania w tej dziedzinie wynikają ze zmieniającego się krajobrazu technologicznego i strategicznego. W dobie, gdy przemysł coraz intensywniej korzysta z zaawansowanych technologii, takich jak Internet Rzeczy, sztuczna inteligencja czy Przemysłowy Internet Rzeczy, rośnie także liczba

potencjalnych wektorów ataku. W miarę postępującej cyfryzacji przemysłu zagrożenia związane z cyberbezpieczeństwem stają się coraz bardziej skomplikowane, wymagając indywidualnie dopasowanego podejścia. Z uwagi na dynamiczny rozwój technologii oraz narastającą złożoność cyberzagrożeń kluczowe jest, aby firmy regularnie rozwijały i wdrażały zaawansowane strategie cyberbezpieczeństwa. Strategie te powinny uwzględniać nie tylko najnowsze technologie, lecz także złożoność i specyfikę zagrożeń, przed którymi mogą stać przedsiębiorstwa.

Wobec tych wyzwań niezwykle istotna jest ścisła współpraca między sektorem publicznym a prywatnym oraz stałe podnoszenie poziomu wiedzy i kompetencji w zakresie cyberbezpieczeństwa. Organizacje muszą dostosowywać swoje procedury do dynamicznie zmieniającego się środowiska cybernetycznego, inwestując w innowacyjne technologie i rozwiązania zabezpieczające. Skuteczna ochrona przed cyberzagrożeniami wymaga nie tylko bieżącej adaptacji, lecz także proaktywnego podejścia do identyfikacji i neutralizacji nowych zagrożeń. Ministerstwo Cyfryzacji systematycznie rozwija krajowy system cyberbezpieczeństwa, aby zapewnić skuteczną ochronę polskiej cyberprzestrzeni. Zapewnienie bezpieczeństwa w sieci jest jednym z kluczowych priorytetów ministra cyfryzacji, który kładzie nacisk na umocnienie narodowych zasobów w obliczu rosnących zagrożeń cyfrowych.

Pomimo tych starań Polska pozostaje w tyle pod względem legislacji w porównaniu z innymi krajami Unii Europejskiej. Ostatnie istotne przepisy dotyczące cyberbezpieczeństwa zostały uchwalone w 2018 roku, co wskazuje na pilną potrzebę ich aktualizacji.

Nowe regulacje, oparte na wspólnych rozwiązaniach proponowanych przez Unię Europejską, mają wkrótce zostać wprowadzone. Ich celem jest ujednoczenie standardów bezpieczeństwa oraz dostosowanie ich do bieżących wyzwań i zagrożeń cyfrowych. Nowelizacja przepisów ma również wzmocnić infrastrukturę ochrony danych, co pozwoli skuteczniej przeciwdziałać nowoczesnym atakom cybernetycznym.

Współpraca z UE ma na celu harmonizację polskich rozwiązań z europejskimi normami i najlepszymi praktykami. Kluczowym elementem będzie skuteczne wdrożenie tych regulacji, które znacząco podniesie poziom ochrony w Polsce. Ministerstwo Cyfryzacji nie ustaje w działaniach na rzecz sprostania coraz większym wyzwaniom w dynamicznie rozwijającym się świecie cyfrowym, stawiając bezpieczeństwo cybernetyczne za jeden z priorytetów swojej polityki [9].

## Bibliografia

1. Alcaraz C., Zeadally S., Critical infrastructure protection: Requirements and challenges for the 21st century, *International Journal of Critical Infrastructure Protection*, Vol. 8, 2015, pp. 53-66.
2. Aslan Ö., How to decrease cyber threats by reducing software vulnerabilities and bugs. In *Proceedings of the 1st International Mediterranean Science and Engineering Congress*, Çukurova University, Adana, Turkey, 26–28 October 2016, pp. 639-646.
3. Aslan Ö., Aktuğ S.S., Ozkan-Okay M., Yilmaz A.A., Akin E., A Comprehensive Review of Cyber Security Vulnerabilities, Threats, Attacks, and Solutions. *Electronics* 2023, 12, 1333.
4. Cybersecurity of Industrial Systems—A 2023 Report / Janusz Pochmara (WARiE), Aleksandra Świetlicka (WARiE) // *Electronics – 2024*, Vol. 13, Iss. 7, p. 1191-1-1191-16.
5. Dahbur K., Mohammad B., Tarakji A.B., A survey of risks, threats, and vulnerabilities in cloud computing. In *Proceedings of the 2011 International conference on intelligent semantic Web-services and applications*, Amman, Jordan, 18–20 April 2011, pp. 1-6.
6. ENISA Threat Landscape 2022. <https://www.enisa.europa.eu/publications/enisa-threat-landscape-2022>. Accessed on Dec. 31, 2022.
7. Evans K., Reeder F., *A Human Capital Crisis in Cybersecurity: Technical Proficiency Matters*, CSIS, 2010.
8. <https://www.datacamp.com/tutorial/svm-classification-scikit-learn-python> (sierpień 2024).
9. <https://www.gov.pl/web/cyfryzacja/cyberbezpieczenstwo> (sierpień 2024).
10. <https://www.nytimes.com/spotlight/cybersecurity>. Accessed on August 31, 2024.
11. Huang C., Chen P.Y., Xiao C., Adversarial Attacks on Machine Learning in Cybersecurity. *Communications of the ACM*, Vol. 63, Iss.4, 2020, pp. 72-82.
12. Kapan S., Sora Gunal E., Improved Phishing Attack Detection with Machine Learning: A Comprehensive Evaluation of Classifiers and Features, <https://www.mdpi.com/2076-3417/13/24/13269>.
13. Kinyua J., Awuah L., AI/ML in Security Orchestration, Automation and Response: Future Research Directions, *Intelligent Automation & Soft Computing, Intelligent Automation & Soft Computing*.

14. Krombholz K., Hobel H., Huber M., Weippl E., Advanced social engineering attacks. *J. Inf. Secur. Appl.* 2015, 22, pp. 113-122.
15. Lourens M., Dabral A.P., Gangodkar D., Rathour N., Tida and A. Chadha C.N., Integration of AI with the Cybersecurity: A detailed Systematic review with the practical issues and challenges, 2022, 5th International Conference on Contemporary Computing and Informatics (IC3I), Uttar Pradesh, India, 2022, pp. 1290-1295.
16. Nakov O., Mladenov V., Artificial Intelligence in Cyber Threats Intelligence, 2018 International Conference on Intelligent and Innovative Computing Applications (ICONIC).
17. Pecan Company, Data Preparation for Machine Learning, <https://www.pecan.ai/blog/data-preparation-for-machine-learning> (sierpień 2024).
18. Radanliev P., De Roure D., Nicolescu R., Huth M., Santos O., AI in Cyber Physical Systems: Digital Twins and Industrial Internet of Things. *International Journal of Intelligent Robotics and Applications* (2022) 6:171–185.
19. Russell S., Norvig P. (2016). *Artificial Intelligence: A Modern Approach* Pearson.
20. Shahriar H., Md Hossain FarRoumen Trifonovuk J., Valero M., Lamia Barsha F., Sobhan S., Khan A., Whitman M.E., Cuzzocrea A., Lo D., Rahman A., Fan WuMalware Detection and Prevention using Artificial Intelligence Techniques, Conference: 2021 IEEE International Conference on Big Data At: Orlando, FL, USA.
21. Vinoth S., Vemula H.L., Haralayya B., Mamgain P., Hasan M.F., Naved M., Application of cloud computing in banking and e-commerce and related security threats. *Materials Today: Proceedings*, 51, 2022, pp. 2172-2175.
22. What Is Cybersecurity? <https://www.cisa.gov/news-events/news/what-cybersecurity, 2023>. Accessed on 2023-11-08.

## **8. OPTIMALIZACJA WYDAJNOŚCI PROGRAMÓW POPRZEZ WYKORZYSTANIE DUŻYCH MODELI JĘZYKOWYCH AI DO KONWERSJI KODU**

Modele językowe, takie jak GPT (z ang. Generative Pre-trained Transformer) [1, 3, 4, 7, 8], używają zaawansowanych technik sztucznej inteligencji do analizy i generowania języka naturalnego. Są to duże sieci neuronowe, które uczą się z ogromnych zbiorów danych tekstowych, umożliwiając im rozumienie i tworzenie tekstu w sposób, który może imitować ludzki język. Mogą być stosowane w różnych dziedzinach, na przykład do generowania kodu programistycznego [2, 5, 6]. AI wprowadza nowe możliwości w programowaniu, takie jak automatyzacja pisania i analizy kodu, co może prowadzić do zwiększenia efektywności, a nawet niezawodności oprogramowania.

Opisane w tym rozdziale badania mają na celu przeanalizowanie, w jakim stopniu proces konwersji kodu, oparty na zaawansowanych modelach językowych AI, może przyczynić się do zwiększenia efektywności działania oprogramowania. Przeprowadzono analizę porównawczą kodu oryginalnego w języku Python oraz kodu wynikowego w językach Go i C++, koncentrując się na czasie wykonania i zużyciu zasobów obliczeniowych.

Na potrzeby badań przygotowano trzy programy w języku Python, które realizują następujące zadania:

- obliczanie wartości ciągu Fibonacciego,
- generacja liczb pseudolosowych,
- konwersja obrazu do skali szarości.

Proces konwersji kodu został przeprowadzony przy użyciu ChataGPT. Zapytania dotyczące konwersji programów z języka Python na inne języki programowania wraz z ich oryginalnym kodem źródłowym były przesyłane do ChataGPT. W przypadku napotkania błędów kompilacji skonwertowanego kodu ponownie konsultowano się z chatem, przysyłając treść błędów i prosząc o korektę aż do uzyskania poprawnie działającego programu. Dodatkowo, w przypadku konwersji na C++, poproszono o utworzenie plików CMake z odpowiednimi bibliotekami.

Wszystkie programy zostały zaprojektowane w taki sposób, aby wielokrotnie mierzyć czas wykonania określonej czynności dla rosnących wielkości danych – ilości liczb, przedziałów lub obrazów. Metoda pomiaru wydajności polega na rejestrowaniu czasu przed wykonaniem i po wykonaniu krytycznej sekcji programu, a następnie zapisywaniu różnicy czasowej do pliku CSV. Zapis do pliku CSV nie wpływa na pomiar wydajności, ponieważ odbywa się po zarejestrowaniu czasu zakończenia sekcji krytycznej.

## 8.1. Programy w języku Python

### Obliczanie elementów ciągu Fibonacciego

Program ze skryptu 8.1 oblicza kolejne elementy ciągu Fibonacciego. Funkcja `fibonacci()` oblicza wartość ciągu Fibonacciego rekurencyjnie. Program mierzy czas wykonania obliczeń dla każdej wartości ciągu od 30 do 45 i zapisuje te dane (numer ciągu i czas wykonania) do pliku CSV (`fibonacci_data.csv`). Wyniki są również wyświetlane na ekranie.

Program demonstruje użycie rekurencji, a także standardowych bibliotek do mierzenia czasu i zapisu danych w języku Python.

```
import time
def fibonacci(n):
    if n <= 0:
        return 0
    elif n == 1:
        return 1
    else:
        return fibonacci(n - 1) + fibonacci(n - 2)
def writeAndPrintData(file, n, time, result):
    print(f"The Fibonacci number for {n} is: {result}")
    print(f"Execution time: {time} seconds")
    file.write(f"{n},{time}\n")
def calculateFibonacciNumber(n, file):
    start_time = time.time()
    result = fibonacci(n)
    end_time = time.time()
    execution_time = end_time - start_time
    writeAndPrintData(file, n, execution_time, result)
with open('fibonacci_data.csv', 'w') as file:
    file.write("Sequence Number,Time\n")
    for i in range(30, 46):
        calculateFibonacciNumber(i, file)
```

Skrypt 8.1. Program w języku Python obliczający kolejne elementy ciągu Fibonacciego  
Script 8.1. Python program that calculates the successive elements of the Fibonacci sequence

## Generacja liczb pseudolosowych

Program ze skryptu 8.2 generuje losowe liczby i zapisuje je do plików. Liczby są generowane w zakresie od 1 do 2147483647 (zakres 32-bitowej zmiennej całkowitej), a ich ilość rośnie dziesięciokrotnie w każdej iteracji, począwszy od 10 do  $10^8$ . Czas potrzebny do wygenerowania i zapisania liczb jest mierzony, a następnie zapisywany do pliku CSV (`number_generator_data.csv`). Wyniki, w tym liczba wygenerowanych liczb i czas wykonania, są także wyświetlane na ekranie. Program demonstruje użycie generatora liczb pseudolosowych języka Python.

```
import random
import time

LOWER_LIMIT = 1
UPPER_LIMIT = 2147483647

def generate_and_save_random_numbers(file_path, num_numbers):
    with open(file_path, 'w') as file:
        for _ in range(num_numbers):
            random_number = random.randint(LOWER_LIMIT, UPPER_LIMIT)
            file.write(str(random_number) + '\n')

def write_and_print_data(file, numbers_generated, execution_time):
    print(f"Generated {numbers_generated} numbers, Execution time:{execution_time} seconds")
    file.write(f"{numbers_generated},{execution_time}\n")

def generate(file_path, numbers_generated, log_file):
    start_time = time.time()
    generate_and_save_random_numbers(file_path, numbers_generated)
    end_time = time.time()
    execution_time = end_time - start_time
    write_and_print_data(log_file, numbers_generated, execution_time)

with open("number_generator_data.csv", 'w') as log_file:
    log_file.write("Numbers,Time\n")

    for i in range(1, 9):
        numbers_generated = 10 ** i
        file_path = f'numbers{numbers_generated}.txt'
        generate(file_path, numbers_generated, log_file)
```

Skrypt 8.2. Program w języku Python generujący liczby pseudolosowe  
 Skrypt 8.2. Python program that generates pseudo-random numbers

## Konwersja obrazu do skali szarości

Program ze skryptu 8.3 konwertuje obrazy BMP do skali szarości. Na początku odczytywany jest nagłówek pliku BMP w celu uzyskania wymiaru obrazu. Następnie każdy piksel jest przeliczany do skali szarości. Na końcu zapisywany jest nowy plik graficzny. Czas potrzebny do konwersji jest rejestrowany w pliku CSV (`image_conversion_data.csv`). Program demonstruje obsługę plików binarnych i przetwarzanie obrazów.

```

import struct
import time

def convert_to_black_and_white(input_path, output_path):
    with open(input_path, "rb") as input_file:
        bmp_header = input_file.read(54)
        width, height = struct.unpack("<II", bmp_header[18:26])
        channels = 3
        image_data = bytearray(input_file.read())

        for i in range(width * height):
            pixel_start = i * channels
            grayscale_value = sum(image_data[pixel_start:pixel_start + channels])
            for j in range(channels):
                image_data[pixel_start + j] = grayscale_value

    with open(output_path, "wb") as output_file:
        output_file.write(bmp_header)
        output_file.write(image_data)

def write_and_print_data(file, execution_time, n):
    print(f"Image nr.{n}, Execution time: {execution_time} seconds")
    file.write(f"{n},{execution_time}\n")

def convert(input_path, output_path, log_file, n):
    start_time = time.time()
    convert_to_black_and_white(input_path, output_path)
    end_time = time.time()
    execution_time = end_time - start_time
    write_and_print_data(log_file, execution_time, n)

with open('image_conversion_data.csv', 'w') as file:
    file.write("Image,Time\n")

    for i in range(1, 5):
        input_photo_path = f"input/input{i}.bmp"
        output_photo_path = f"output/output{i}.bmp"
        convert(input_photo_path, output_photo_path, file, i)

```

Skrypt 8.3. Program w języku Python konwertujący obrazy do skali szarości  
 Skrypt 8.3. Python program to convert images to grayscale

## 8.2. Wyniki konwersji

### Odmierzenie czasu obliczeń i zapis do pliku

Wszystkie programy zostały napisane w podobny sposób. Do rejestrowania czasu wykonania obliczeń użyto funkcji `time.time()`. Zapis danych do pliku CSV odbywał się za pomocą standardowej konstrukcji `with open()` i metody `write()` – skrypt 8.4.

W kodzie po konwersji do C++ pomiar czasu został zrealizowany za pomocą biblioteki `<chrono>`, a obsługa plików za pomocą `<fstream>`. Biblioteka `<chrono>` oferuje znacznie większą precyzję pomiaru czasu niż standardowy moduł `time` w języku Python. Algorytm po konwersji został oparty na metodzie `high_resolution_clock::now()`. Zapis do pliku w C++ jest realizowany za pomocą strumieni plikowych `ofstream`. W przeciwieństwie do języka Python, gdzie plik jest zarządzany przez konstrukcję `with open()`, w C++ otwarcie i zamknięcie



pliku odbywa się jawnie. Warto zwrócić uwagę, że w C++ plik jest przekazywany jako referencja (`ofstream &file`), podczas gdy w języku Python – jako obiekt. Program po konwersji do języka C++ zamieszczono w skrypcie 8.5.

```
import time
#...
def writeAndPrintData(file, n, time, result):
    #...
    print(f"Execution time: {time} seconds")
    file.write(f"{n},{time}\n")
def calculateFibonacciNumber(n, file):
    start_time = time.time()
    result = fibonacci(n)
    end_time = time.time()
    execution_time = end_time - start_time
    writeAndPrintData(file, n, execution_time, result)
with open('fibonacci_data.csv', 'w') as file:
    file.write("Sequence Number,Time\n")
    for i in range(30, 46):
        calculateFibonacciNumber(i, file)
```

Skrypt 8.4. Przykład odmierzania czasu w języku Python przy wykorzystaniu programu obliczającego elementy ciągu Fibonacciego

Script 8.4. Example of measuring time in Python using a program that calculates the elements of the Fibonacci sequence

```
#include <iostream>
#include <fstream>
#include <chrono>
using namespace std;
using namespace std::chrono;
// ...
void writeAndPrintData(ofstream &file, int n, double time, int result) {
    // ...
    cout << "Execution time: " << time << " seconds" << endl;
    file << n << ", " << time << endl;
}
void calculateFibonacciNumber(int n, ofstream &file) {
    high_resolution_clock::time_point start_time = high_resolution_clock::now();
    int result = fibonacci(n);
    high_resolution_clock::time_point end_time = high_resolution_clock::now();

    duration<double> execution_time = duration_cast<duration<double>>(end_time-start_time);
    writeAndPrintData(file, n, execution_time.count(), result);
}
int main() {
    ofstream file("fibonacci_data.csv");
    file << "Sequence Number,Time\n";
    for (int i = 30; i <= 45; i++) {
        calculateFibonacciNumber(i, file);
    }
    return 0;
}
```

Skrypt 8.5. Odmierzanie czasu po konwersji do języka C++

Script 8.5. Measuring time after conversion to C++

W języku Go do pomiaru czasu został użyty pakiet `time`, natomiast do obsługi plików pakiet `os`. Czas jest rejestrowany za pomocą funkcji `time.Now()`. Warto zwrócić uwagę, że w przypadku języka Go czas wykonywania skryptu jest obliczany za pomocą metody `Sub()`. Wynikowa wartość `executionTime` jest typu

`time.Duration`, co jest specyficzną konstrukcją języka Go, umożliwiającą łatwe manipulowanie formatem czasu.

Zapis do pliku realizowany jest przy użyciu pakietu `os`. Plik jest tworzony za pomocą metody `os.Create()`. Zapis do pliku wykonuje się przy wykorzystaniu metody `WriteString()`. Warto zwrócić uwagę, że w przekonwertowanym programie zarządzanie plikiem (otwieranie i zamykanie) odbywa się w sposób jawny. Program po konwersji do języka Go zamieszczono w skrypcie 8.6.

```
package main

import (
    "fmt"
    "os"
    "time"
)
// ...
func writeAndPrintData(file *os.File, n int, duration time.Duration, result int) {
    fmt.Printf("The Fibonacci number for %d is: %d\n", n, result)
    fmt.Printf("Execution time: %s seconds\n", duration.String())

    file.WriteString(fmt.Sprintf("%d,%s\n", n, duration.String()))
}

func calculateFibonacciNumber(n int, file *os.File) {
    startTime := time.Now()
    result := fibonacci(n)
    endTime := time.Now()

    executionTime := endTime.Sub(startTime)
    writeAndPrintData(file, n, executionTime, result)
}

func main() {
    file, err := os.Create("fibonacci_data.csv")
    if err != nil {
        fmt.Println("Error creating file:", err)
        return
    }
    defer file.Close()
    file.WriteString("Sequence Number,Time\n")
    for i := 30; i <= 45; i++ {
        calculateFibonacciNumber(i, file)
    }
}
```

Skrypt 8.6. Odmierzanie czasu po konwersji do języka Go

Script 8.6. Measuring time after conversion to Go

Podobnie jak w Pythonie i C++ funkcja `writeAndPrintData()` odpowiada za wypisywanie wyników w konsoli i zapisywanie ich do pliku. Jednak w Go formatowanie ciągów znaków odbywa się za pomocą metody `fmt.Sprintf()`, co jest charakterystyczne dla tego języka.

Kody źródłowe, zarówno w C++, jak i w Go, wygenerowane przez ChatGPT, mają logikę dostosowaną do specyfiki języków. Warto zwrócić uwagę, że w obu przypadkach nazwy funkcji nie uległy zmianie, natomiast w przypadku Go zmiana uległa notacja zmiennych na camelCase.

## Obliczanie wartości ciągu Fibonacciego

```
def fibonacci(n):
    if n <= 0:
        return 0
    elif n == 1:
        return 1
    else:
        return fibonacci(n - 1) + fibonacci(n - 2)
```

Skrypt 8.7. Funkcja fibonacci() – Python

Script 8.7. fibonacci() function – Python

```
int fibonacci(int n) {
    if (n <= 0) {
        return 0;
    } else if (n == 1) {
        return 1;
    } else {
        return fibonacci(n - 1) + fibonacci(n - 2);
    }
}
```

Skrypt 8.8. Funkcja fibonacci() – C++

Script 8.8. fibonacci() function – C++

```
func fibonacci(n int) int {
    if n <= 0 {
        return 0
    } else if n == 1 {
        return 1
    } else {
        return fibonacci(n-1) + fibonacci(n-2)
    }
}
```

Skrypt 8.9. Funkcja fibonacci() – Go

Script 8.9. fibonacci() function – Go

Analizując funkcje obliczające liczbę Fibonacciego, można zauważyć:

Podobieństwa:

1. Wszystkie trzy funkcje stosują tę samą logikę rekurencyjną do obliczania liczby Fibonacciego, z identycznymi warunkami bazowymi.

Różnice:

1. Składnia:

- Python używa `elif` bez nawiasów klamrowych.
- C++ i Go używają `else if` z nawiasami klamrowymi do określania bloków kodu.

2. Definicja typu zwracanego:

- Python nie wymaga deklarowania typu zwracanego, będąc językiem dynamicznie typowanym.
- C++ i Go wymagają określenia typu zwracanego (tutaj `int`).

## Generacja liczb pseudolosowych

```
def generate_and_save_random_numbers(file_path, num_numbers):
    with open(file_path, 'w') as file:
        for _ in range(num_numbers):
            random_number = random.randint(LOWER_LIMIT, UPPER_LIMIT)
            file.write(str(random_number) + '\n')
```

Skrypt 8.10. Funkcja generateAndSaveRandomNumbers() – Python  
 Skrypt 8.10. generateAndSaveRandomNumbers() function – Python

```
void generateAndSaveRandomNumbers(const std::string& filePath, int numNumbers) {
    std::ofstream file(filePath);
    if (!file.is_open()) {
        std::cerr << "Error opening file: " << filePath << std::endl;
        return;
    }
    for (int i = 0; i < numNumbers; ++i) {
        int randomNumber = rand() % (UPPER_LIMIT - LOWER_LIMIT + 1) + LOWER_LIMIT;
        file << randomNumber << '\n';
    }
    file.close();
}
```

Skrypt 8.11. Funkcja generateAndSaveRandomNumbers() – C++  
 Skrypt 8.11. generateAndSaveRandomNumbers() function – C++

```
func generateAndSaveRandomNumbers(filePath string, numNumbers int) {
    file, err := os.Create(filePath)
    if err != nil {
        fmt.Println("Error creating file:", err)
        return
    }
    defer file.Close()
    for i := 0; i < numNumbers; i++ {
        randomNumber := rand.Intn(UPPER_LIMIT-LOWER_LIMIT+1) + LOWER_LIMIT
        file.WriteString(strconv.Itoa(randomNumber) + "\n")
    }
}
```

Skrypt 8.12. Funkcja generateAndSaveRandomNumbers() – Go  
 Skrypt 8.12. generateAndSaveRandomNumbers() function – Go

Analizując funkcje generujące i zapisujące losowe liczby, można zauważyć:

Podobieństwa:

1. Wszystkie trzy funkcje generują losowe liczby między określonymi granicami i zapisują je do pliku, każdą liczbę w nowym wierszu.

Różnice:

1. Składnia i zarządzanie plikami:

- Python używa `with open()`, automatycznie zarządzając zamknięciem pliku.
- C++ otwiera plik za pomocą `ofstream` i wymaga ręcznego zamknięcia pliku.
- Go otwiera plik za pomocą `os.Create()` oraz używa `defer` do zamknięcia pliku.

2. Generowanie liczb losowych:

- Python używa `random.randint()`.
- C++ stosuje `rand()` z dodatkowymi operacjami matematycznymi.
- Go używa `rand.Intn()` z podobnymi operacjami.

### 3. Zapis danych:

- Python konwertuje liczby na stringi przed zapisem.
- C++ używa operatora strumienia do zapisu.
- Go konwertuje liczby na stringi, używając `strconv.Itoa()`.

## Konwersja obrazu do skali szarości

```
def convert_to_black_and_white(input_path, output_path):
    with open(input_path, "rb") as input_file:
        bmp_header = input_file.read(54)
        width, height = struct.unpack("<II", bmp_header[18:26])
        channels = 3
        image_data = bytearray(input_file.read())

        for i in range(width * height):
            pixel_start = i * channels
            grayscale_value = sum(image_data[pixel_start:pixel_start + channels])
            for j in range(channels):
                image_data[pixel_start + j] = grayscale_value

    with open(output_path, "wb") as output_file:
        output_file.write(bmp_header)
        output_file.write(image_data)
```

Skrypt 8.13. Funkcja `convert_to_black_and_white()` – Python  
 Skrypt 8.13. `convert_to_black_and_white()` function – Python

```
void convertToBlackAndWhite(const std::string& inputPath, const std::string& outputPath) {
    std::ifstream inputFile(inputPath, std::ios::binary);
    if (!inputFile.is_open()) {
        std::cerr << "Error opening input file: " << inputPath << std::endl;
        return;
    }

    std::vector<char> bmpHeader(54);
    inputFile.read(bmpHeader.data(), 54);

    unsigned int width, height;
    inputFile.seekg(18);
    inputFile.read(reinterpret_cast<char*>(&width), sizeof(width));
    inputFile.read(reinterpret_cast<char*>(&height), sizeof(height));

    const int channels = 3;
    std::vector<char> imageData((std::istreambuf_iterator<char>(inputFile)), {});

    for (size_t i = 0; i < width * height; ++i) {
        size_t pixelStart = i * channels;
        int grayscaleValue = 0;
        for (int j = 0; j < channels; ++j) {
            grayscaleValue += static_cast<unsigned char>(imageData[pixelStart+j]);
        }
        grayscaleValue /= channels;
        for (int j = 0; j < channels; ++j) {
            imageData[pixelStart + j] = static_cast<char>(grayscaleValue);
        }
    }
    inputFile.close();

    std::ofstream outputFile(outputPath, std::ios::binary);
    if (!outputFile.is_open()) {
        std::cerr << "Error opening output file: " << outputPath << std::endl;
        return; }

    outputFile.write(bmpHeader.data(), bmpHeader.size());
    outputFile.write(imageData.data(), imageData.size());
}
```

Skrypt 8.14. Funkcja `convert_to_black_and_white()` – C++  
 Skrypt 8.14. `convert_to_black_and_white()` function – C++

```

func convertToBlackAndWhite(inputPath, outputPath string) {
    inputFile, err := os.Open(inputPath)
    if err != nil {
        fmt.Println("Error opening input file:", err)
        return
    }
    defer inputFile.Close()

    bmpHeader := make([]byte, 54)
    _, err = inputFile.Read(bmpHeader)
    if err != nil {
        fmt.Println("Error reading BMP header:", err)
        return
    }
    width := binary.LittleEndian.Uint32(bmpHeader[18:22])
    height := binary.LittleEndian.Uint32(bmpHeader[22:26])
    channels := 3

    imageData := make([]byte, int(width)*int(height)*channels)
    _, err = inputFile.Read(imageData)
    if err != nil {
        fmt.Println("Error reading image data:", err)
        return
    }

    for i := uint32(0); i < width*height; i++ {
        pixelStart := i * uint32(channels)
        grayscaleValue := uint8((uint16(imageData[pixelStart]) +
            uint16(imageData[pixelStart+1]) + uint16(imageData[pixelStart+2])) / 3)

        for j := 0; j < channels; j++ {
            imageData[pixelStart+uint32(j)] = grayscaleValue
        }
    }

    outputFile, err := os.Create(outputPath)
    if err != nil {
        fmt.Println("Error creating output file:", err)
        return
    }
    defer outputFile.Close()

    outputFile.Write(bmpHeader)
    outputFile.Write(imageData)
}

```

Skrypt 8.15. Funkcja `convert_to_black_and_white()` – Go  
 Script 8.15. `convert_to_black_and_white()` function – Go

Analizując funkcje konwersji obrazów do skali szarości, można zauważyć:

Podobieństwa:

1. Cel funkcji: wszystkie funkcje służą do konwersji obrazów BMP.
2. Odczyt nagłówka BMP: każda funkcja odczytuje nagłówek BMP (54 bajty) w celu uzyskania wymiarów obrazu.
3. Proces konwersji: wszystkie funkcje iterują przez każdy piksel, przeliczają wartość do skali szarości, a następnie ustawiają kolor tego piksela na tę wartość.

Różnice:

1. Odczyt i zapis plików:

- Python: używa konstrukcji `with open()` dla czytelniejszego i bezpieczniejszego zarządzania plikami.
- C++: otwiera i zamyka pliki manualnie, stosując klasy `ifstream` oraz `ofstream`.

- Go: używa `os.Open()` i `os.Create()` z instrukcją `defer` do zamknięcia plików.
2. Obsługa błędów:
    - Python: nie zawiera jawnej obsługi błędów w otwieraniu plików.
    - C++: sprawdza, czy pliki są otwarte, używając `is_open()`.
    - Go: sprawdza błędy przy otwieraniu plików i czytaniu danych, używając `err`.
  3. Przetwarzanie danych:
    - Python: operuje na `bytearray()` i używa operatorów `[]` do dostępu i manipulacji danymi.
    - C++: używa `vector<char>` i rzutuje bajty na `unsigned char` do obliczeń.
    - Go: stosuje wycinki bajtów `[]byte` i typy `uint16` oraz `uint8` dla obliczeń.
  4. Konwersja liczb na skalę szarości:
    - Python i C++: dzielą sumę wartości kolorów przez liczbę kanałów (3).
    - Go: dzielą sumę wartości kanałów przez 3, ale konwertują wartości kanałów na `uint16` przed podzieleniem.

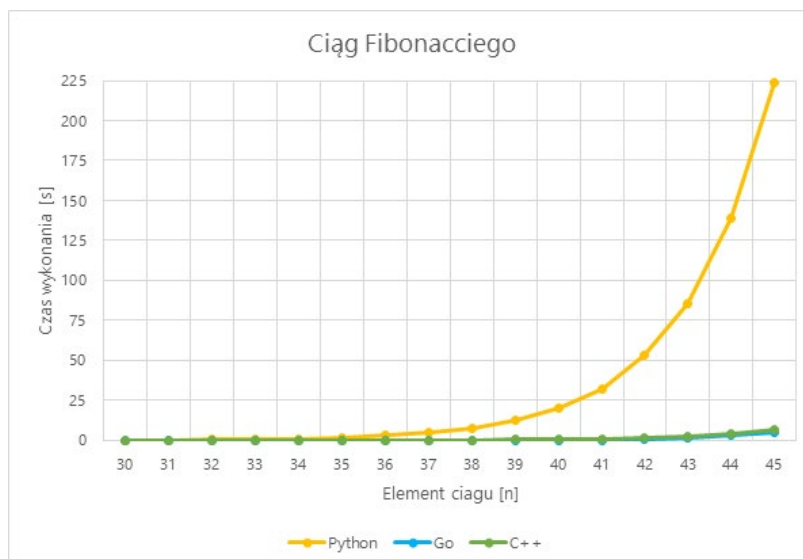
### 8.3. Wyniki pomiarów

#### Obliczanie wartości ciągu Fibonacciego

Tabela 8.1

Porównanie czasu obliczenia elementów ciągu Fibonacciego

Element ciągu [n]	Czas wykonania [s]		
	Python	C++	Go
30	0,16603	0,00104	0,01398
31	0,26018	0,00144	0,01795
32	0,42102	0,00184	0,02182
33	0,68441	0,00227	0,02680
34	1,10251	0,00286	0,03532
35	1,77901	0,00402	0,05442
36	2,88876	0,00639	0,08792
37	4,68679	0,01043	0,14357
38	7,60268	0,01671	0,23436
39	12,34104	0,02708	0,38007
40	19,91290	0,04382	0,61310
41	32,27092	0,07078	0,97504
42	53,48890	1,15044	1,58565
43	85,33559	1,86779	2,54968
44	138,76527	3,00114	4,15016
45	223,55898	4,91546	6,70565



Rys. 8.1. Porównanie czasu obliczenia elementów ciągu Fibonacciego

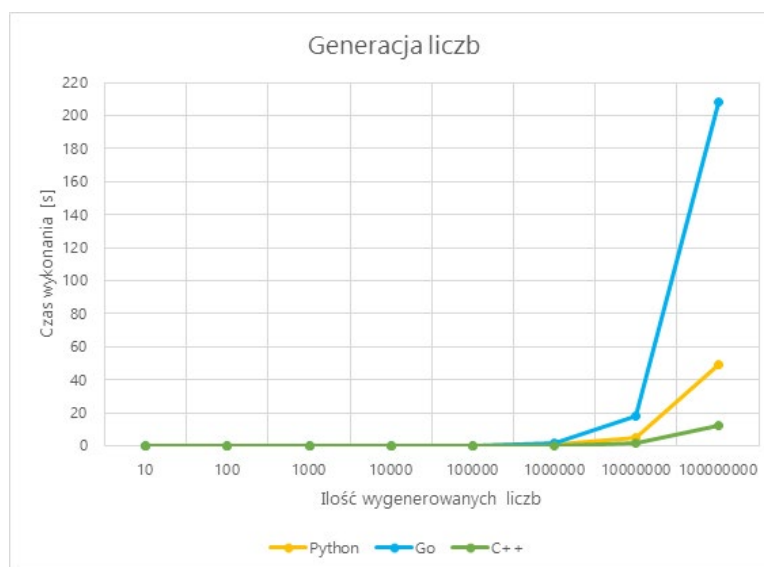
Fig. 8.1. Comparison of the time it takes to calculate the Fibonacci sequence elements

## Generacja liczb pseudolosowych

Tabela 8.2

### Porównanie czasu generacji liczb pseudolosowych

Ilość liczb	Czas wykonania [s]		
	Python	C++	Go
10	0,00011	0,00027	0,00028
100	0,00014	0,00073	0,00023
1000	0,00074	0,00525	0,00069
10000	0,00608	0,03878	0,00324
100000	0,05039	0,19033	0,02383
1000000	0,48503	1,66970	0,12867
10000000	4,82774	17,62761	1,18589
100000000	48,88786	208,08899	11,91980



Rys. 8.2. Porównanie czasu generacji liczb pseudolosowych

Fig. 8.2. Comparison of pseudo-random number generation time

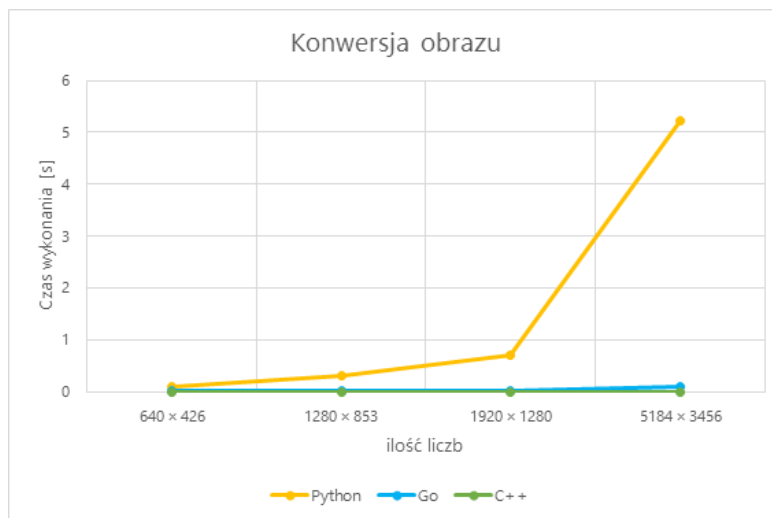


## Konwersja obrazu do skali szarości

Tabela 8.3

Porównanie czasu konwersji obrazu do skali szarości

Rozdzielczość	Czas wykonania [s]		
	Python	C++	Go
640×426	0,089682	0,002971	0,000030
1280×853	0,312756	0,010582	0,000010
1920×1280	0,705135	0,018631	0,000008
5184×3456	5,211463	0,100742	0,000008



Rys. 8.3. Porównanie czasu konwersji obrazu do skali szarości  
 Fig. 8.3. Comparison of image conversion time to grayscale

Do konwersji obrazu została użyta grafika w formacie BMP pobrana ze strony: <https://filesamples.com/formats/bmp> (rys. 8.4).



Rys. 8.4. Wizualizacja pliku BMP użytego do testu konwersji grafiki na skalę szarości  
 Fig. 8.4. Visualization of the BMP file used for the grayscale graphics conversion test

## 8.4. Wyniki pomiarów – analiza

Analiza wyników przedstawionych w rozdziale pozwala na zrozumienie wpływu konwersji kodu na wydajność różnych algorytmów. Poniżej zamieszczono analizę dla poszczególnych programów.

### Obliczanie elementów ciągu Fibonacciego

1. W języku Python czas wykonania zwiększał się wykładniczo wraz ze wzrostem  $n$ , od 0,016603 s dla  $n = 30$  do 22,355898 s dla  $n = 45$ .
2. W Go czas wykonania był znacznie krótszy, od 0,000104 s do 0,491546 s.
3. W C++ czas był jeszcze krótszy, od 0,001398 s do 0,670565 s.
4. Wyniki te wskazują na znacznie lepszą wydajność języków Go oraz C++ w obliczeniach rekurencyjnych w porównaniu z językiem Python.

### Generacja liczb pseudolosowych

1. W języku Python czas generacji rośnie od 0,000011 s dla 10 liczb do 4,888786s dla 100000000 liczb.
2. W Go czas wzrasta od 0,000027 s do około 20,808899 s.
3. W C++ wyniki są zbliżone do języka Python, od 0,000028 s do 1,19198 s.
4. Python i C++ wykazują podobne czasy, z nieco lepszą wydajnością C++, podczas gdy Go ma gorszą wydajność dla bardzo dużych zestawów danych.

### Konwersja obrazu do skali szarości

1. W języku Python czas konwersji wzrastał od 0,0089682 s dla obrazu o rozdzielczości  $640 \times 426$  do 5,211463 s dla rozdzielczości  $5184 \times 3456$ .
2. W Go od 0,0002971 s do 0,0100742 s.
3. W C++ czasy były niezwykle niskie, od 0,00003 s do 0,000008 s.
4. C++ wykazuje najwyższą wydajność w konwersji obrazów, znacznie przewyższając języki Python oraz Go.

## 8.5. Podsumowanie

Analiza wydajności programów po konwersji z języka Python na języki Go oraz C++ ujawnia znaczące różnice. W przypadku obliczeń rekurencyjnych, jak w algorytmie Fibonacciego, Go i C++ wykazują znacznie lepszą wydajność w porównaniu z językiem Python. Podobny trend widoczny jest w zadaniach generowania liczb pseudolosowych, gdzie C++ osiąga najlepsze wyniki, szczególnie przy większych zestawach danych. W przypadku konwersji obrazów do skali szarości C++ jest niezrównany.

Te wyniki wskazują, że konwersja kodu na Go i C++ może znacznie poprawić wydajność, zwłaszcza w zadaniach o wysokim obciążeniu obliczeniowym. Wydajność ta wynika z lepszej optymalizacji na poziomie kompilacji oraz efektywniejszego zarządzania pamięcią w Go i C++.

Należy jednak zwrócić uwagę na ograniczenia metodologii, takie jak wybór konkretnych algorytmów i specyfikacja sprzętu, na którym przeprowadzono testy. Przyszłe badania mogą rozszerzyć zakres analizy na inne rodzaje algorytmów oraz ocenić wpływ różnych środowisk wykonawczych.

Wnioski te mają istotne implikacje praktyczne, sugerując, że konwersja kodu do Go lub C++ może być korzystna dla aplikacji wymagających wysokiej wydajności, jednak zawsze należy rozważyć kompromis między wydajnością a łatwością rozwoju i utrzymania kodu.

Wykorzystanie dużych modeli językowych AI do konwersji kodu z języka Python do Go oraz C++ może znacząco zwiększyć wydajność oprogramowania. Rekurencyjne zadania obliczeniowe, generowanie liczb pseudolosowych i konwersja obrazów do skali szarości wykazały, że Go i C++ są znacznie wydajniejsze niż Python. Wyniki te rzucają światło na potencjalne korzyści płynące z integracji AI w procesie tworzenia oprogramowania.

W ramach dalszych badań warto zbadać wpływ konwersji kodu na różnorodne algorytmy i scenariusze, a także ocenić wydajność w różnych środowiskach wykonawczych. Możliwe są również badanie wpływu optymalizacji kodu po konwersji oraz eksploracja innych modeli językowych AI.

## Bibliografia

1. Brown T.B. et al.: Language Models are Few-Shot Learners, arXiv:2005.14165, 2020.
2. Chen M. et al.: Evaluating Large Language Models Trained on Code. arXiv:2107.03374, 2021.
3. Hernandez D., Brown T.B.: Measuring the Algorithmic Efficiency of Neural Networks, arXiv:2005.04305, 2020.
4. Radford A., Narasimhan K., Salimans T., Sutskever I.: Improving language understanding by generative pre-training, 2018.
5. Sharma T., Kechagia M., Georgiou S., Tiwari R., Vats I., Moazen H., Sarro F.: A survey on machine learning techniques applied to source code. Journal of Systems and Software, 2024.
6. Sharma T., Kechagia M., Georgiou S., Tiwari R., Vats I., Moazen H., Sarro F.: A Survey on Machine Learning Techniques for Source Code Analysis. arXiv:2110.09610, 2021.
7. Tamkin A., Brundage M., Clark J., Ganguli D.: Understanding the Capabilities, Limitations, and Societal Impact of Large Language Models, arXiv:2102.02503, 2021.
8. Vaswani A. et al.: Attention is all you need. Advances in Neural Information Processing Systems 30, 2017.

## 9. PODSUMOWANIE

Na podstawie przedstawionych w niniejszej monografii założeń, wyników symulacji i pomiarów wyciągnięto następujące wnioski ogólne:

1. Przedstawione w monografii badania mogą stać się podstawą do określenia, czy konkretna kogeneracyjna jednostka wytwórcza pracująca w SEE spełnia wiele wymagań określonych w kodeksie sieci, często skrótowo nazywanym NC RfG, w szczególności w zakresie zdolności do pozostania w pracy podczas zwarcia i po zwarcu. Podana metoda wymaga jednak dalszych badań i uzupełnień, m.in. konieczne jest: uwzględnienie w badaniach wiarygodnych modeli matematycznych elementów analizowanego układu i ich parametrów (tj. w całości określonych na podstawie procedury estymacyjnej), wykorzystanie nowych technik pomiarowych (w tym indykacji procesu spalania), uwzględnienie wzajemnego wpływu stanów nieustalonych występujących w silniku spalinowym i generatorze synchronicznym.
2. Synchronofazory (PMU) jako jednostki pomiarowe znalazły liczne zastosowania w systemach elektroenergetycznych na świecie i ostatnio w Polsce. Szczególnie istotna jest weryfikacja poprawności działania tych urządzeń i konfrontacja z wytycznymi określającymi ich niezbędne cechy metrologiczne, a zawartymi w stosownych zapisach normatywnych. Wyniki analiz pozwoliły ocenić zgodność metrologiczną badanego urządzenia z zapisami norm. Uzyskane wyniki pomiarów fazorów napięcia, prądu i częstotliwości potwierdziły nadmiarowe spełnienie praktycznie wszystkich wymagań dla jednostki PMU klasy M (pomiarowej) i klasy P (zabezpieczeniowej). Badania szczegółowe poszczególnych przypadków wykazały dużą wrażliwość algorytmów zaimplementowanych w PMU na skokowe zmiany kąta fazowego sygnału pomiarowego. Dotyczy to w szczególności algorytmów wyznaczających estymatę częstotliwości oraz jej różniczki w czasie. Podkreślono zaletę pomiarów synchronicznych wykonanych za pomocą PMU dotyczącą spójności czasowej, pozwalającą na dokonanie pomiarów różnicowych w oddalonych miejscach, co umożliwi realizację automatyki obszarowej.

Określono granice częstotliwości, dla których urządzenie PMU pracuje w klasie M i P.

3. Rodzaj zastosowanego materiału elektrod oraz składnika aktywnego elektrolitu ma znaczący wpływ na charakterystyki impedancji i obliczone na ich podstawie parametry modeli superkondensatorów. Obliczone zastępcze pojemności i rezystancje modeli pozwalają na weryfikację poprawności estymacji parametrów modeli i ułatwiają porównanie właściwości poszczególnych superkondensatorów. Superkondensatory z elektrodami zawierającymi poli(fenylopirol) mają najniższe wartości rezystancji dla każdego ze składników elektrolitu. Z przeprowadzonych badań wynika jednak, że dla różnych składników elektrod ogólnie najlepsze właściwości mają superkondensatory z elektrolitami zawierającymi sól  $\text{NBU}_4\text{ClO}_4$ . Największą pojemność i jedną z najmniejszych rezystancji ma superkondensator z tym elektrolitem oraz elektrodami zawierającymi poli(fenylopirol). Takie superkondensatory można efektywnie wykorzystywać jako magazyny energii pracujące w SEE.
4. Z przedstawionych badań wynika, że konstrukcja wysokosprawnego niskonapięciowego przekształtnika przeznaczonego do współpracy z turbiną wiatrową jest możliwa. Konieczne jest jednak spełnienie następujących wymagań: wybór odpowiedniej struktury przekształtnika, właściwy dobór podzespołów na etapie projektowania oraz implementacja optymalnego algorytmu sterowania. Zaprojektowany przekształtnik spełnił przyjęte założenia, ulepszenie konstrukcji było możliwe dzięki zastosowaniu nowocześniejszych tranzystorów mocy wykonanych w technologii SiC lub GaN. Opracowany algorytm sterowania przekształtnikiem umożliwia śledzenie maksymalnej mocy turbiny wiatrowej, stabilizację napięcia wyjściowego oraz zarządzanie pracą zasobnika energii. Optymalną charakterystykę sterowania generatorem wiatrowym uzyskano na podstawie rodziny charakterystyk generatora wiatrowego, którą wyznaczono eksperymentalnie. Przewidywane są dalsze badania nad algorytmem sterowania w celu umożliwienia automatycznej estymacji charakterystyk mechanicznych dowolnego typu generatora. Ta funkcjonalność skróci czas prac związanych z integracją turbiny z SEE.
5. System wyświetlania ścieżki zniżania PAPI jest obowiązkowym elementem wyposażenia lotnisk. Składa się z czterech projektorów, których zadaniem jest emitowanie wiązki białego i czerwonego światła. Zastosowanie dodatkowego przekształtnika prądowo-napięciowego może umożliwić modernizację systemu PAPI, polegającą na wymianie w projektorach żarowych źródeł światła na bardziej

- niezawodne i sprawne energetycznie źródła LED. Kluczowymi spodziewanymi efektami modernizacji są: istotne obniżenie kosztów eksploatacji systemu ze względu na spadek zużycia energii i znacznie większy czas życia źródeł LED oraz zwiększenie precyzji nastawy jasności świecenia przez zastosowanie regulacji o zmiennym współczynniku wypełnienia PWM (z ang. Pulse-Width Modulation).
6. Usługi systemowe DSM/DSR wspomagane taryfą dynamiczną uwzględniającą koszty energii lokalnie produkowanej wpływają na kształt profilu zapotrzebowania na energię elektryczną. Dotyczy to odbiorców zarówno przemysłowych, jak i indywidualnych. Zaproponowana i częściowo wdrożona metoda dostarczania i rozliczania energii elektrycznej pozwoliła na średnią redukcję mocy odbiorców indywidualnych o ok. 5%, a maksymalna redukcja wyniosła ponad 8%. Redukcja mocy odbiorców przemysłowych była mniejsza o 60% – 80% (względem odbiorców indywidualnych).
  7. Przemysłowe cyberbezpieczeństwo stanowi obecnie obszar, który ewoluuje dynamicznie w odpowiedzi na rosnące złożone zagrożenia. Nowe trendy i wyzwania stawiane przed tą dziedziną są konsekwencją zmieniającego się krajobrazu technologicznego i strategicznego. Przemysł coraz bardziej korzysta z zaawansowanych technologii, takich jak np. internet rzeczy, rośnie więc również liczba potencjalnych ataków. W miarę jak przemysł staje się coraz bardziej zintegrowany cyfrowo, zagrożenia związane z cyberbezpieczeństwem są coraz bardziej złożone i wymagają zindywidualizowanego podejścia. W związku z rosnącą dynamiką rozwoju technologii i złożonością zagrożeń cybernetycznych kluczowe jest, aby przedsiębiorstwa systematycznie rozwijały oraz wdrażały zaawansowane strategie cyberbezpieczeństwa. Strategie te muszą uwzględniać zarówno najnowsze trendy technologiczne, jak i skomplikowane charakterystyki zagrożeń. W monografii podkreślono korzyści płynące z integracji sztucznej inteligencji z istniejącymi systemami bezpieczeństwa, aby zapewnić kompleksową ochronę przed współczesnymi zagrożeniami. Rozwój i wdrożenie AI mają kluczowe znaczenie, a przemysłowe cyberbezpieczeństwo musi ewoluować w odpowiedzi na zmieniające się warunki technologiczne i nowe zagrożenia.
  8. Przy modelowaniu pracy SEE użycie modelu językowego GPT, czyli modelu uczenia maszynowego, który został wytrenowany na ogromnych zbiorach danych tekstowych), umożliwia przekształcanie kodu programu w sposób, który nie tylko zapewnia jego poprawne działanie, lecz także prowadzi do zwiększenia wydajności. Jest to szczególnie istotne w aplikacjach wymagających dużej mocy obliczeniowej i szybkiej reakcji. Ważnym aspektem tego procesu jest zachowanie struktury języka

i logiki pierwotnego kodu, co minimalizuje ryzyko wprowadzenia błędów podczas konwersji. Wspomniane aspekty mają znaczenie w kontekście SEE, które wymagają zaawansowanych narzędzi do zarządzania i kontroli. Automatyzacja procesu konwersji kodu za pomocą modelu językowego GPT może poprawić wydajność programów sterujących SEE, umożliwiając ich efektywniejsze i bezpieczniejsze funkcjonowanie.



# **AKTUALNE PROBLEMY EKSPLOATACJI I MODELOWANIA SYSTEMÓW ZASILANIA**

## **Streszczenie**

W monografii przedstawiono wybrane problemy występujące przy eksploatacji i modelowaniu różnych systemów zasilania, w tym systemów elektroenergetycznych.

Praca składa się ze wstępu, ośmiu rozdziałów merytorycznych i podsumowania.

W monografii opisano i przeanalizowano następujące zagadnienia teoretyczne i praktyczne:

1. Przedstawiono analizę pracy kogeneracyjnego zespołu wytwórczego małej mocy współpracującego z systemem elektroenergetycznym (SEE) podczas symetrycznego trójfazowego zwarcia na zaciskach generatora synchronicznego i po tym zwarcu. Przeprowadzono badania symulacyjne, zmieniając czas trwania zwarcia, wyznaczając czas krytyczny, przy którym zespół wytwórczy nie został jeszcze odłączony od SEE, przy jednoczesnym zachowaniu stabilności kątowej generatora. W dalszych badaniach można uwzględnić bardziej wiarygodne modele elementów analizowanego układu i ich parametry, w całości określone na podstawie procedury estymacji, oraz wzajemne oddziaływanie silnika spalinowego i generatora synchronicznego.
2. Opisano wyniki badań dotyczących wybranych funkcji pomiarowych synchrofazorów PMU pracujących w SEE. Przedstawiono wybrane wyniki analiz i badań laboratoryjnych. Oceniono je pod kątem metrologii i spójności czasowej. Uzyskane wyniki pomiarów fazorów napięcia, prądu i częstotliwości potwierdziły nadmiarowe spełnienie praktycznie wszystkich wymagań dla badanej jednostki PMU klasy M (pomiarowej) i klasy P (zabezpieczeniowej). Określono granice częstotliwości, dla których urządzenie PMU pracuje w klasie M i P. Zaobserwowano dobre właściwości tej techniki do realizacji pomiarów różnicowych.
3. Opisano zagadnienie magazynowania energii z zastosowaniem superkondensatorów. Porównano właściwości elektryczne superkondensatorów przy

wykorzystaniu różnych polimerowych materiałów elektrod. Przeprowadzono analizę na podstawie charakterystyk częstotliwościowych superkondensatorów zmierzonych metodą elektrochemicznej spektroskopii impedancyjnej. Do oceny właściwości elektrycznych badanych układów wykorzystano wybrane, najczęściej spotykane w literaturze modele ułamkowego rzędu. Z przeprowadzonych badań wynika jednak, że dla różnych składników elektrod najlepsze właściwości mają superkondensatory z elektrolitami zawierającymi sól  $\text{NBu}_4\text{ClO}_4$ . Największą pojemność i jedną z najmniejszych rezystancji ma superkondensator z tym elektrolitem oraz elektrodami zawierającymi poli(fenylopirol).

4. Przedstawiono wyniki badań związanych z prototypowym przekształtnikiem energoelektronicznym, przeznaczonym do współpracy z turbiną wiatrową. Jest to sterowany mikroprocesorowo przekształtnik niskonapięciowy, współpracujący z lokalnym zasobnikiem energii i przeznaczony do pracy w trybie autonomicznym. Opisano ogólną architekturę prototypowej elektrowni wiatrowej oraz koncepcję układu generacyjnego. Zaprezentowano schemat blokowy przekształtnika energoelektronicznego i omówiono topologie poszczególnych jego elementów składowych. Przedstawiono zaimplementowany algorytm sterowania oraz wybrane wyniki testów zabezpieczeń.
5. Opisano badania dotyczące przekształtnika przeznaczonego do zasilania diod świecących LED, które stosuje się w systemie wyświetlania ścieżki zniżania PAPI. System ten jest obowiązkowym elementem wyposażenia każdego lotniska. Zastosowanie dodatkowego przekształtnika prądowo-napięciowego może umożliwić modernizację systemu PAPI, polegającą na wymianie w projektorach żarowych źródeł światła na bardziej niezawodne i sprawne energetycznie źródła LED.
6. Przedstawiono propozycję wprowadzenia nowej usługi dla odbiorców energii polegającą na odpowiednim zarządzaniu kształtem profilu zapotrzebowania na energię elektryczną. Proponowanym rozwiązaniem jest wprowadzenie taryfy dynamicznej uwzględniającej koszty energii w lokalnych źródłach. Nowa usługa jest narzędziem do kształtowania zachowań odbiorców, skutkujących obniżeniem szczytowego zapotrzebowania na moc w SEE.
7. Opisano zastosowanie sztucznej inteligencji AI w zapewnianiu cyberbezpieczeństwa w sektorze przemysłowym. Omawiając złożone zagrożenia, z jakimi borykają się systemy przemysłowe, przedstawiono, jak technologie AI mogą być wykorzystywane do wykrywania i przewidywania cyberataków w czasie rzeczywistym oraz do reagowania na nie. Podkreślono korzyści płynące z integracji

AI z istniejącymi systemami bezpieczeństwa, aby zapewnić kompleksową ochronę przed współczesnymi zagrożeniami.

8. Przedstawiono możliwości wykorzystania sztucznej inteligencji w procesie konwersji kodu programistycznego. Przeanalizowano wydajność oprogramowania po konwersji z języka Python na języki Go i C++ przy użyciu modelu GPT. Opisane badania obejmują porównanie czasu wykonania i zużycia zasobów obliczeniowych, eksplorując wpływ konwersji na efektywność oprogramowania. Automatyzacja procesu konwersji kodu za pomocą modelu językowego GPT może poprawić wydajność programów sterujących SEE, umożliwiając ich efektywniejsze i bezpieczniejsze funkcjonowanie.

W podsumowaniu przedstawiono wnioski wyciągnięte z analiz i możliwości wykorzystania wyników.

# **CURRENT PROBLEMS OF OPERATING AND MODELING POWER SYSTEMS**

## **Abstract**

The monograph presents selected problems occurring in the operation and modeling of various power systems (PS).

The work consists of an introduction, eight substantive chapters and a summary.

The monograph describes and analyzes the following theoretical and practical issues:

1. An analysis of the operation of a low-power cogeneration generating unit cooperating with the PS during and after a symmetrical three-phase short circuit at the terminals of the synchronous generator is presented. Simulation tests were carried out, changing the short-circuit duration, determining the critical time at which the generating set was not yet disconnected from the PS while maintaining the angular stability of the generator. Further research can include more reliable models of the elements of the analyzed system and their parameters, entirely determined on the basis of the estimation procedure, and the interaction of the combustion engine and the synchronous generator.
2. The results of research on selected measurement functions of PMU synchrophasors operating in the PS are described. Selected results of analyzes and laboratory tests are presented. They were assessed for metrology and time consistency. The obtained measurement results of voltage, current and frequency phasors confirmed the redundancy of virtually all requirements for the tested PMU class M (measuring) and class P (protection) units. The frequency limits for which the PMU device operates in the M and P classes were determined. Good properties of this technique for carrying out differential measurements were observed.
3. The issue of energy storage using supercapacitors is described. The electrical properties of supercapacitors using various polymer electrode materials were compared. An analysis was carried out based on the frequency characteristics of supercapacitors measured by electrochemical impedance spectroscopy. Selected fractional-order models most frequently found in the literature were used to assess the electrical properties of the tested systems. However, the conducted research

shows that for various electrode components, supercapacitors with electrolytes containing the  $\text{NBu}_4\text{ClO}_4$  salt have the best properties. The supercapacitor with this electrolyte and electrodes containing poly(phenylpyrrole) has the highest capacity and one of the lowest resistances.

4. Presented are the research results related to a prototype power electronic converter intended for use with a wind turbine. It is a microprocessor-controlled low-voltage converter, cooperating with a local energy storage tank and designed to operate in autonomous mode. The general architecture of a prototype wind power plant and the concept of the generation system were presented. A block diagram of the power electronics converter is presented, and the topologies of its individual components are discussed. The implemented control algorithm and selected security test results are described.
5. The research on the converter designed to power LEDs used in the PAPI glide path display system is described. This system is a mandatory element of every airport's equipment. The use of an additional current-voltage converter may enable the modernization of the PAPI system, which involves replacing incandescent light sources in projectors with more reliable and energy-efficient LED sources.
6. A proposal was presented to introduce a new service for energy consumers, consisting in appropriate management of the electricity demand profile. The proposed solution is to introduce a dynamic tariff that takes into account the costs of energy from local sources. The new service is a tool for shaping consumer behavior, resulting in a reduction of peak power demand in the PS.
7. The application of AI artificial intelligence in ensuring cybersecurity in the industrial sector is described. By presenting the complex threats faced by industrial systems, it was presented how AI technologies can be used to detect, respond and predict cyberattacks in real time. The benefits of integrating AI with existing security systems to provide comprehensive protection against modern threats were highlighted.
8. The possibilities of using AI in the process of converting programming code are presented. Software performance was analyzed after conversion from Python to Go and C++ using the GPT model. The research described compares execution time and computational resource consumption, exploring the impact of conversion on software performance. Automating the code conversion process with the GPT language model can improve the performance of PS control programs, enabling them to function more efficiently and more securely.

The summary presents the conclusions drawn from the analyzes and the possibilities of using the results.

**WYDAWNICTWO POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ**  
**ul. Akademicka 5, 44-100 Gliwice**  
**tel. (32) 237-13-81,**  
**wydawnictwo@polsl.pl**  
**www.wydawnictwopolitechniki.pl**

**UIW 48600**

**Sprzedaż i Marketing**  
**tel. (32) 237-18-48**  
**wydawnictwo\_mark@polsl.pl**

---

Ark. wyd. 12

---

e-wydanie  
Monografia 1052



Wydawnictwo Politechniki Śląskiej  
44-100 Gliwice, ul. Akademicka 5  
tel. (32) 237-13-81  
[www.wydawnictwopolitechniki.pl](http://www.wydawnictwopolitechniki.pl)

1052

Dział Sprzedaży i Reklamy  
tel. (32) 237-18-48  
e-mail: [wydawnictwo\\_mark@polsl.pl](mailto:wydawnictwo_mark@polsl.pl)  
[www.wydawnictwopolitechniki.pl](http://www.wydawnictwopolitechniki.pl)

e-ISBN 978-83-7880-993-7