



III Sympozjum SEP

Instalacje i urządzenia elektryczne



Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej

III Sympozjum SEP

Instalacje i urządzenia elektryczne



Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej
Wrocław 2025

Recenzenci

Marcin HABRYCH
Grzegorz KOSOBUDZKI
Robert LIS
Leszek ŁADNIAK
Tomasz SIKORSKI

Redaktor naukowy

Grzegorz KOSOBUDZKI

Redakcja techniczna

Stanisław GANCARZ

Projekt okładki

Janusz Marcin SZAFRAN

Wszelkie prawa zastrzeżone. Niniejsza książka, zarówno w całości, jak i we fragmentach, nie może być reprodukowana w sposób elektroniczny, fotograficzny i inny bez zgody wydawcy i właścicieli praw autorskich.

© Copyright by Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2025

OFICyna WYDAWNICZA POLITECHNIKI WROCLAWSKIEJ

Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław

<http://www.oficyna.pwr.edu.pl>

e-mail: oficwyd@pwr.edu.pl

zamawianie.ksiazek@pwr.edu.pl

ISBN-978-83-8134-015-1

https://doi.org/10.37190/III_Symposium_SEP_2025

SPIS TREŚCI

Wprowadzenie. III Sympozjum „Instalacje i urządzenia elektryczne” Sekcji Instalacji i Urządzeń Elektrycznych Wrocławskiego Oddziału SEP (<i>Grzegorz Kosobudzki</i>)	5
1. A robust and optimal approach for evaluation of voltage stability analysis using machine learning techniques (<i>Muhammad Jamshed Abbass, Robert Lis</i>)	9
2. Data preparation tools for the deep learning models applied in load forecasting (<i>Fachrizal Aksan</i>)	21
3. Wyznaczanie błędów przekładnika prądowego na podstawie charakterystyk materiału rdzenia (<i>Daniel Dusza</i>)	29
4. An improved ADRC strategy for robust performance and vibration suppression in dual-mass drive systems (<i>Amanuel Haftu Kahsay, Samuel Gebretsadik</i>)	39
5. Emisja supraharmonicznych jako element charakterystyk bliźniaków cyfrowych falowników fotowoltaicznych oraz inwerterów bateryjnych magazynów energii (<i>Łukasz Michalec</i>)	47
6. Dostępności zasobów regulacji mocy biernej falowników fotowoltaicznych oraz inwerterów bateryjnych magazynów energii (<i>Anna Pawlica</i>)	69

STRESZCZENIA

7. Transport i metrologia pojedynczych elektronów (<i>Wojciech Godlewski, Bartosz Pruchnik, Tomasz Piasecki, Dominik Badura, Julia Pruchnik, Władysław Kopczyński, Paweł Darasz-Mól, Teodor Gotszalk</i>).....	91
8. Napędy bezwładnościowe o nanometrologicznej rozdzielczości ruchu (<i>Władysław Kopczyński, Dominik Badura, Wojciech Godlewski, Paweł Darasz-Mól, Teodor Gotszalk</i>)	93

WPROWADZENIE

III SYMPOZJUM „INSTALACJE I URZĄDZENIA ELEKTRYCZNE” SEKCJI INSTALACJI I URZĄDZEŃ ELEKTRYCZNYCH WROCŁAWSKIEGO ODDZIAŁU SEP

W dniu 17 października 2025 roku Sekcja Instalacji i Urządzeń Elektrycznych Wrocławskiego Oddziału Stowarzyszenia Elektryków Polskich zorganizowała III Sympozjum pod nazwą „*Instalacje i urządzenia elektryczne*”.

W wydarzeniu, które odbyło się w Instytucie Automatyki Systemów Elektroenergetycznych we Wrocławiu uczestniczyło około 100 osób.

Sympozjum objął patronatem honorowym Prezes Oddziału Wrocławskiego SEP Edward Ziaja.

Przewodniczącym Komitetu Naukowego Sympozjum był prof. dr hab. inż. Waldemar Rebizant – Dziekan Wydziału Elektrycznego.

Patronat medialny objął miesięcznik branżowy „elektro info” (<https://www.elektro.info.pl/>), na stronach którego znajduje się rozszerzona relacja z Sympozjum oraz skróty wybranych referatów z wystąpień z sesji technicznej.

Głównym tematem Sympozjum były problemy związane z projektowaniem, budową i eksploatacją instalacji odnawialnych źródeł energii.

Obrady Sympozjum poprzedziło wystąpienie prezesa Wrocławskiego Oddziału SEP, mgr inż. Edwarda Ziאי oraz przewodniczącego Sekcji Instalacji i Urządzeń Elektrycznych Wrocławskiego Oddziału SEP, dr inż. Michała Bereźnickiego, którzy powitali uczestników oraz zaprezentowali plan obrad Sympozjum.

Obrady Sympozjum zostały podzielone na trzy sesje plenarne: dwie sesje techniczne i jedną naukową.

WYSTĄPIENIA W SESJACH TECHNICZNECH

- SONEL –prezentacja firmy;
- ELEMONT – prezentacja firmy;
- Wojciech Wałach, Łukasz Słaboń – *Budowa układów kogeneracyjnych w oparciu o silniki gazowe na podstawie realizacji Elemont jako droga do dekarbonizacji polskiego ciepłownictwa;*

- Julian Wiatr – Redaktor Naczelny Elektro-Info, Rzeczoznawca budowlany, SEP oddz. Warszawski – *Poprawność doboru przewodów instalowanych wewnątrz rozdzielnic jako warunek minimalizacji zagrożeń*;
- Krzysztof Wincencik – SEP Oddz. Krakowski – *Ochrona odgromowa dla prosumenckich instalacji OZE*;
- Krzysztof Lorek – SEP Oddz. Wrocławski – *Problemy pomiarowe i interpretacyjne w analizie pracy instalacji PV*;
- Wręczenie rekomendacji SEP firmie SONEL;
- ESIX – prezentacja firmy;
- Karol Kaczmarek – SONEL – *Pomiary instalacji fotowoltaicznych zgodnie z PN-EN 62446-1*;
- Karol Gościński – SEP Oddz. Wrocławski, Państwowa Straż Pożarna Wrocław – *Instalacje fotowoltaiczne i magazyny energii: prowadzenie akcji ratowniczo-gaśniczej oraz prewencja i zabezpieczenia przeciwpożarowe*;
- Grzegorz Osior – SEP Oddz. Rzeszowski – *Błędy w projektowaniu, budowie i eksploatacji instalacji fotowoltaicznych*;
- Mariusz Zając – IASE – *Wybrane zagadnienia dotyczące pracy wyspowej w hybrydowym zespole OZE*.

SESJA NAUKOWA

Trzecia sesja plenarna została poświęcona prezentacji pracy naukowej doktorantów Wydziału Elektrycznego oraz Wydziału Elektroniki Fotoniki i Mikrosystemów Politechniki Wrocławskiej. Plakaty przygotowali i wprowadzenie wygłosili:

- Anna Pawlica – *Dostępności zasobów regulacji mocy biernej w falownikach fotowoltaicznych oraz inwerterach bateryjnych magazynów energii*;
- Łukasz Michalec – *Emisja supraharmonicznych jako element charakterystyk bliźniaków cyfrowych falowników fotowoltaicznych*;
- Fachrizal Aksan – *Data Preparation Tools for The Deep Learning Models Applied in Load Forecasting*;
- Władysław Kopczyński – *Napędy bezwładnościowe o nanometrologicznej rozdzielczości*;
- Dominik Badura – *Aktywna dźwignia piezorezystywna jako mikromaszyna elektryczna*;
- Wojciech Godlewski – *Transport i metrologia pojedynczych elektronów*;
- Paweł Darasz-Mól – *Metrologia szumu termomechanicznego mikromaszyn elektrycznych MEMS*;
- Abbass Muhammad – *A Robust and optimal approach for evaluation of voltage stability analysis*;

- Amanuel Haftu Kahsay, Samuel Gebretsadik – *An improved ADRC strategy for robust performance and vibration suppression in dual-mass drive systems.*

**Rada Naukowa III Sympozjum
„Instalacje i urządzenia elektryczne”**

prof. dr hab. inż. Waldemar Rebizant (Przewodniczący), Dziekan Wydziału Elektrycznego Politechniki Wrocławskiej

mgr inż. Edward Ziaja, Prezes Oddz. Wrocławskiego SEP

dr inż. Wojciech Szubert, Prezes Instytut Automatyki Systemów Energetycznych Sp. z o.o.

dr inż. Michał Bereźnicki, Przewodniczący Sekcji Instalacji i Urządzeń Elektrycznych Oddz. Wrocławskiego SEP

dr inż. Marta Bątkiewicz-Pantuła,

prof. dr hab. inż. Teodor Gotszalk

dr inż. Maciej Gwoździwicz

dr hab. inż. Marcin Habrych, prof. PWr

dr inż. Grzegorz Kosobudzki

prof. dr hab. inż. Marek Kułczyński

prof. dr hab. inż. Robert Lis

dr inż. Lesław Ładniak

prof. dr hab. inż. Bogdan Miedziński

dr hab. inż. Tomasz Piasecki, prof. PWr

dr inż. Bartosz Pruchnik

dr hab. inż. Damian Pucicki, prof. PWr

prof. dr hab. inż. Tomasz Sikorski

prof. dr hab. inż. Krzysztof Szabat

1. A ROBUST AND OPTIMAL APPROACH FOR EVALUATION OF VOLTAGE STABILITY ANALYSIS USING MACHINE LEARNING TECHNIQUES

MUHAMMAD JAMSHED ABBASS, ROBERT LIS

Department of Electrical Machines, Drives and Measurements,
Wrocław University of Science and Technology, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, Poland.

The evaluation of voltage stability has become a critical analytical consideration in a de-regulated environment. The essential aspects of voltage stability used in power systems are covered in this work. Maximum loadability is estimated using the Fast Voltage Stability Index (FVSI); conversely, the index is used to identify the weak bus in an electrical power system. This work evaluates the voltage stability or verifies the secure and insecure mode of the Electrical system using Artificial Neural Networks (ANN). The results obtained from the FSVI method of the Naive Bayes (NB) and *K*-nearest neighbors (KNN) also validate the accuracy of foreseeing the status of the power system. This work offers a Naive Bayes (NB) method for microgrid nominal voltage stability forecasting. According to the results, the suggested NB method accomplished an optimal accuracy target of 0.980%. The IEEE 14 Bus system shows that the proposed technique can precisely and effectively determine system voltage stability.

Keywords: smart Grid, artificial neural network, Naive Bayes (NB), *K*-nearest neighbors (KNN), Data-Driven, energy storage, grid connections, the Fast Voltage Stability Index (FVSI)

1.1. INTRODUCTION

A fundamental part of the performance of the electrical system, the FVSI ensures that voltage levels remain within reasonable ranges in typical and demanding environments. Manufacturers still face ongoing difficulties, including increasing load expectations and unanticipated events called contingencies [1]. These dependencies are significant causes of system voltage damage, single or multiple events [2], [3]. Therefore, thorough research of voltage stability calls for efficient contingency analysis since it helps Electrical system operators predict and prevent possible voltage collapse situations. Frequent involving voltage collapse prediction, contingency analysis, off-line or online line outage simulations, and valuable information on system behavior under different conditions [4]. In Figure 1.1 shows the often-used indices or proximity measurements that evaluate the voltage stability and project the system's proximity to unstable. Many elements that increase the system's dependability and enable the prediction of possible voltage collapse have been recorded in the literature. The authors

of [5], [6] discuss developments in AI, containing NN and other smart approaches. The FVSI was built to perform a thorough contingency analysis and overcome voltage collapse, protecting line outages.

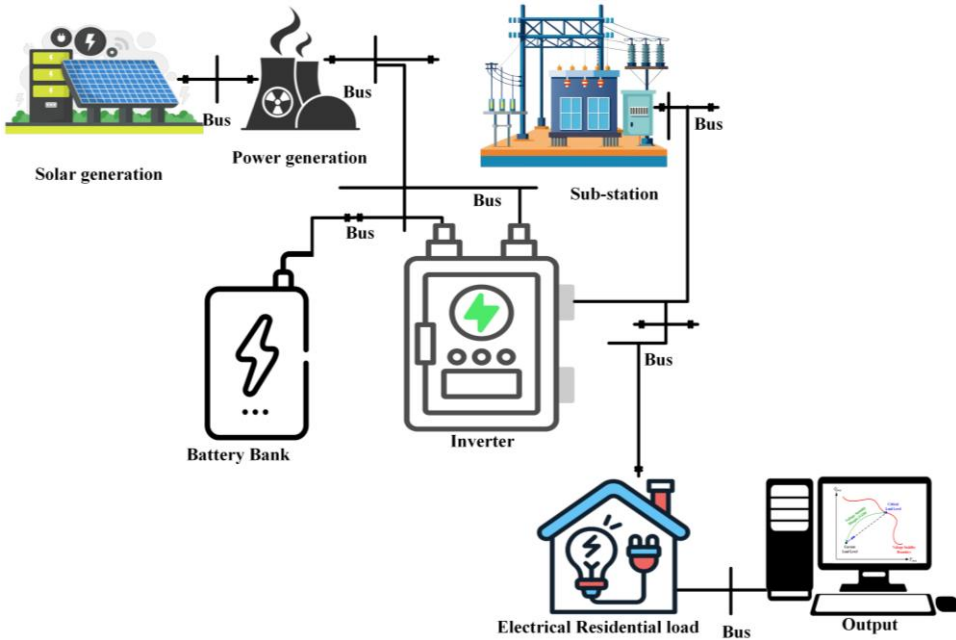


Fig. 1.1. Conventional energy generation techniques

A simple mathematical formulation supporting this approach helps to increase the speed and efficiency of voltage stability [7]–[10]. The IEEE-14-bus was used for a reliability test approach and contingency studies to show that FVSI efficiently finds the most critical lines and buses inside the network to build a microgrid. Determined to be the most vulnerable and indicative of possible system-wide instability, the line with a value of FVSI close to 1 [11]–[15]. The maximum load allowed for the buses was also categorized, establishing a clear hierarchy of the bus system [15]–[18]. Our contribution aims to help operators of power systems actively control stability and guarantee safe system performance. This work integrates a CNN to project FSVI within an IEEE-14-bus system for microgrid networks. A Random Forest (RF) approach, ANN, and the k -nearest neighbors (KNN) technique are also used to evaluate the proposed model. This work mostly makes the following contributions: creating a model that integrates machine learning techniques that can forecast the voltage stability of the electrical grid. Compared to traditional models using shallow machine learning approaches, such as decision trees (DT), KNN, and the NB-based method of assessing

voltage stability, it shows higher precision and faster response times. The performance of each system was improved by fine-tuning its parameters to ascertain the voltage stability and instability of the Electrical system employing the FVSI technique. This paper is arranged in the following sections. Subsection 1.2 presents the Fast voltage stability index analysis (FVSI): Conceptions and evaluation method study applied to evaluate voltage stability in the power system. Section 3 ends with a review of the results and suggests future directions for prospective research; it offers discussion and commentary on the decisions.

1.2. FAST VOLTAGE STABILITY INDEX ANALYSIS (FVSI): CONCEPTIONS AND EVALUATION METHOD

The voltage stability of power systems can be assessed in system analysis by utilising Fast voltage stability indices (FVSI), which can be obtained as system variables fluctuate. Operators might use these indices to immediately evaluate the system's level of vulnerability to voltage collapse and respond accordingly. A variety of voltage stability assessment methods are illustrated in Fig. 1.2. The IEEE-14 bus system reliability test structure, which comprises five generator buses, nine load buses, and 30 inter-connected transmission lines, serves as the focal point of the investigation.

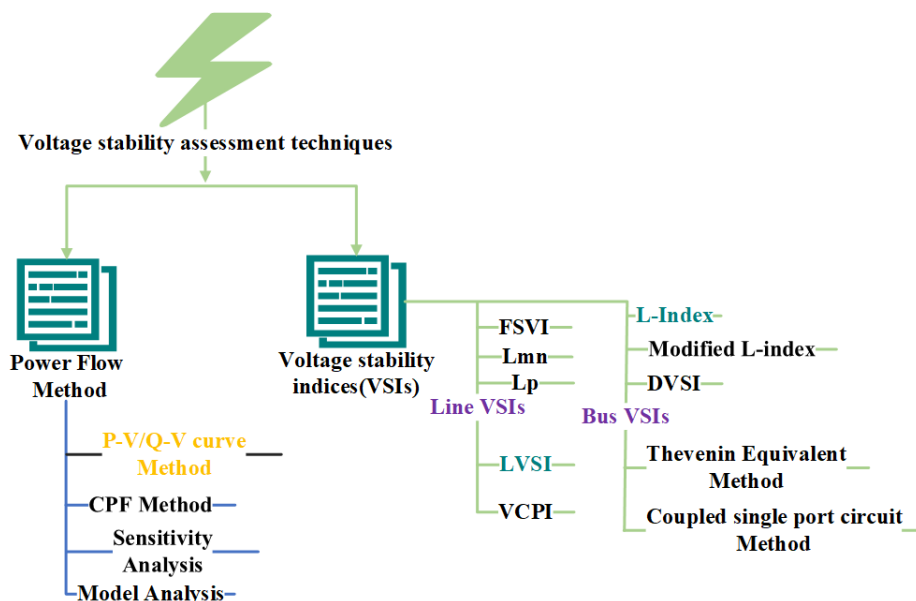


Fig. 1.2. Various methods of voltage stability assessment

The proposed study expresses the voltage stability index as a line/bus representation. This paper used quadratic voltage or power calculation foundations, which must exceed zero. Imaginary roots that arise from a discriminator less than zero results in voltage instability, potentially leading to system voltage collapse. A line index approaching a value of 1 indicates the voltage instability threshold. Figure 4 illustrates the configuration of the electrical system of the IEEE-14 test bus structure, within which the proposed scheme is FVSI.

V_1, V_2 – voltage on sending and receiving buses,

P_1, Q_1 – active and reactive power on the sending buses,

K_1, K_2 – apparent power on the sending and receiving buses,

ϕ – angle difference between sending and receiving buses.

The impedance of the line is denoted as: $Z = R + jX$, with impedance can be calculated as the current flows of the given line.

$$I = \frac{V_1 \angle 0 - V_2 \angle \phi}{Z} \quad (1.1)$$

We obtain Eqs. (1.1) and (1.4).

$$\frac{V_1 \angle 0 - V_2 \angle \phi}{R + jX} = \frac{P_1 - jQ_1}{V_2 \angle -\phi} \quad (1.2)$$

$$(V_1 V_2 \angle -\text{ang} - V_2^2 \angle 0) = ((R + jX)(P_1 - jQ_1)).$$

The root of V_2 Shown Eq. (1.2).

$$V_2 = \frac{\left(\frac{R}{X} \cos \phi + \sin \phi \right) V_1 \pm \sqrt{\left[\left(\frac{R}{X} \cos \phi + \sin \phi \right) V_1 \right]^2 - 4 \left(X + \frac{R^2}{X} \right) Q_1}}{2}. \quad (1.3)$$

The discriminant is set bigger than or equal to zero to get the actual root for V_2 shown Eq. (1.3).

$$\left\{ \begin{aligned} & \left[\left(\frac{R}{X} \cos \phi + \sin \phi \right) V_1 \right]^2 - 4 \left(X + \frac{R^2}{X} \right) Q_2 \geq 0, \\ & \frac{4Z^2 Q_2 X}{[V_1^2 (R \sin \phi + X \cos \phi)]}. \end{aligned} \right. \quad (1.4)$$

Since ϕ the angle is minimal, then, $\phi \approx 0$, $R \sin \phi \approx 0$, and $X \cos \phi \approx 0$.

Equation (1.5) shows the system's FSVI, i, j , sending, and receiving buses. An FSVI value approaching 1 indicates the proximity of the transmission line to its instability threshold, possibly causing system extensive voltage collapse. The FSVI charge must endure below 1 to maintain safe operating conditions. Artificial intelligence approaches are becoming increasingly appreciated in electric power systems, including fault detection, load forecasting, and grid evaluation.

$$FSVI_{ij} = \frac{4Z^2 Q_1}{[V_1^2 X]}, \quad (1.5)$$

where:

- Z – line impedance,
- X – line reactance,
- Q_j – reactive power at the receiving end,
- V_1 – sending end voltage.

Machine learning tools like sci-kit-learn allow one to change procedures and produce graphic descriptions. These systems also incorporate cross-value tools, such as KFold data normalising tools, the standard scale, and performance evaluation tools, such as the confusion matrix. The NB classifier assumes that the independence of attributes given a class label v is determined, as shown in Eq. (1.6).

$$\begin{aligned} P(\chi | \beta = V) &= \prod_{\phi=1}^r P(\chi | \beta = V), \\ \text{where each features, } \chi &= \{\chi_1, \chi_2, \dots\}, \\ r &= \text{attributs.} \end{aligned} \quad (1.6)$$

The following possibility for each session v must be determined using the following method, as shown in Eq. (1.7), for the Naive Bayes classifier to classify a test record x :

$$P(\chi | \beta = V) = \frac{P(V) \prod_{\phi=1}^r P(\chi | \beta = V)}{P(\chi)}. \quad (1.7)$$

The class optimising the numerator value is chosen because of each class's fixed nature of $P(X) \cdot \beta$. The Kernel–Naive–Bayes classifier is based on the fundamental principle of transforming data into a extreme-dimensional feature space, which enables the separation of data into distinct classes. This method uses a kernel function to re-dimension the initial features. It is possible to tailor the kernel function to the problem at hand and the properties of the data. Commonly used kernel functions include sigmoid, polynomial, and radial basis functions. After the data is mapped into the extreme-dimensional feature space, the naive Bayes system is used to organize it into

regular or different classes. The algorithm determines the likelihood that a new instance belongs to each class by estimating their respective probability distributions and applying Bayes' theorem.

1.2.1. PERFORMANCE MEASUREMENT TECHNIQUES

Performance metrics are used to evaluate the performance of machine learning models. Here are the details of some commonly used metrics: Accuracy measures the general accuracy of the model. It is the ratio of correct predictions to the total number of predictions.

$$Accuracy = \left[\frac{TP + TN}{(TP + TN + FP + FN)} \right]. \quad (1.8)$$

The accuracy processes the proportion of optimistic estimates. It is the proportion of true positives to the total of true and false positives.

$$Precision = \left[\frac{TP}{(TP + FP)} \right] \quad (1.9)$$

Recall quantifies the ratio of true positives identified by the model to the total number of actual positives. The percentage of true positives to the total of true positives and false negatives is defined as follows.

$$Recall = \left[\frac{TP}{(TP + FN)} \right] \quad (1.10)$$

The F_1 score is a weighted harmonic average of accuracy and recall, as shown in Eq. (1.11). It evaluates the stability among accuracy and recalls and is useful when classes are imbalanced.

$$F_1 \text{ score} = 2 \left[\frac{Precision \times Recall}{(Precision + Recall)} \right] \quad (1.11)$$

Kappa score measures the agreement between predicted and actual labels while considering the possibility of agreement occurring by chance, as shown in Eq. (1.12).

$$Kappa \text{ Score} = \left[\frac{Accuracy - Expected \text{ Accuracy}}{(1 - Expected \text{ Accuracy})} \right] \quad (1.12)$$

1.3. RESULTS

Classification is a supervised learning task in machine learning that is designed to forecast the class labels of the test data by utilising the patterns acquired from the training data. Various algorithms, such as NB and KNN, can be employed for classification. In this analysis, we will examine the presentation of dissimilar classification systems based on their accuracy with a specific data set. Python programming made an experimental implementation of the suggested scheme within a Jupyter Notebook environment possible. Operating on a computer (PC) running Microsoft Windows 11, this implementation was carried out on 32 GB of RAM and an Intel Core i7 processor running at 2.4 GHz. Furthermore, the cross-correlation between every data set element was examined to ensure a thorough evaluation of the features and to improve the analysis. NB showed admirable performance with the best accuracy of 0.9840 among the three models reviewed, as shown in Fig. 1.3.

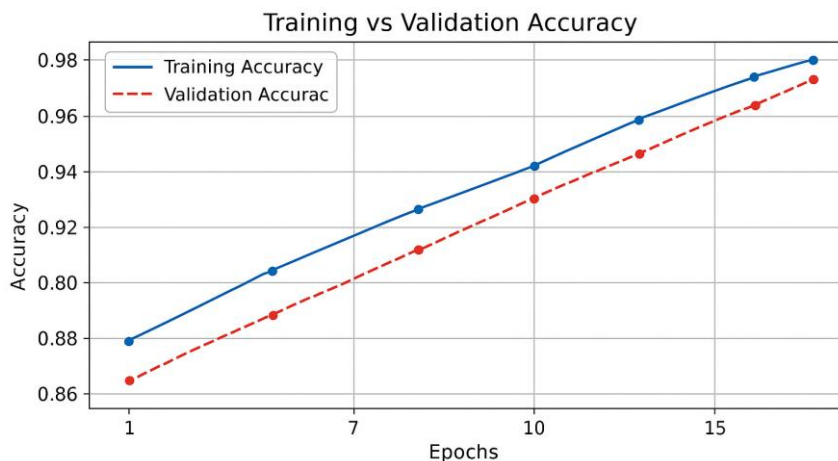


Fig. 1.3. Ensuring accuracy during the training and validation phases of the Naive Bayes algorithm

Although NB is mainly used in image recognition and processing domains, as shown in the present scenario, it can be efficiently adapted for classification tasks involving tabular data. The NB model identified important patterns and characteristics using spatial relationships between input features, enhancing its precision. In this analysis, we used the Gaussian–Nave–Bayes algorithm with different values of the smoothing parameter α . We observed that the accuracy was consistently high for all α values, with an accuracy of 0.9840.

This suggests that the Naive Bayes algorithm is well suited for this dataset, and the smoothing parameter does not significantly affect the performance. Figure 1.5 shows

the confusion matrix of the Gaussian Naïve–Bayes algorithm. The confusion matrix for the proposed NB is shown in Figs. 1.4 and 1.5.

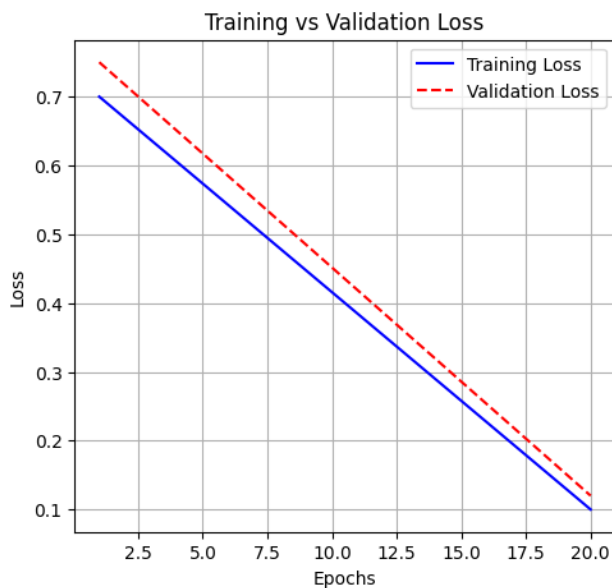


Fig. 1.4. Ensuring loss during the training and validation phases of the Naïve–Bayes algorithm

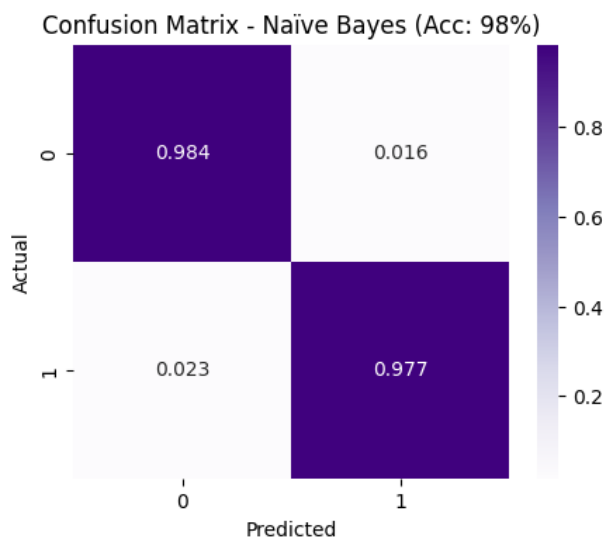


Fig. 1.5. Confusion matrix of the Gaussian Naïve Bayes algorithm

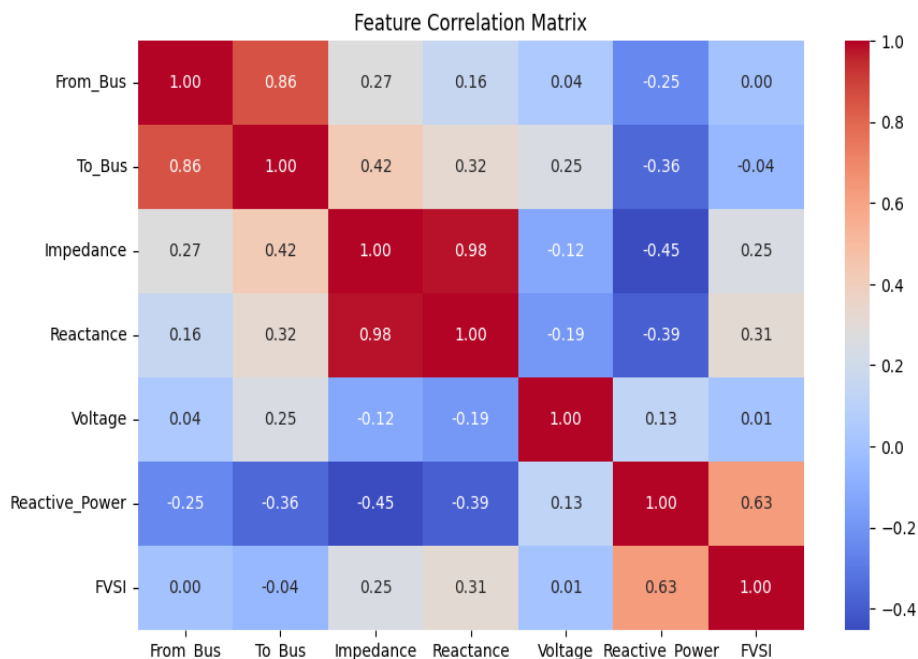


Fig. 1.6. The correlation matrix of the input features with the target variable

In a non-parametric classification method, the k -nearest neighbors (KNN) Technique assigns a class label to a test instance depending on the independence class label of their k -nearest neighbors in the training data.

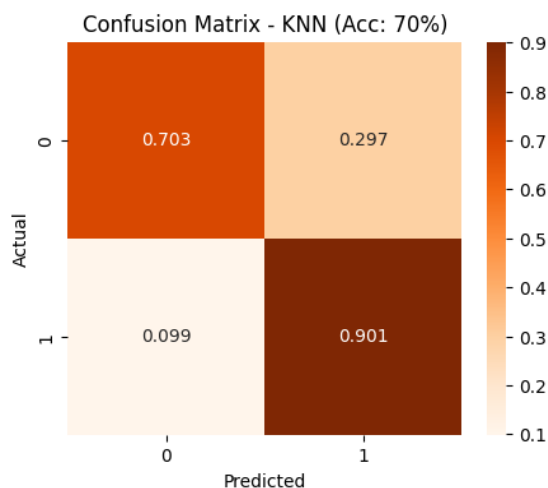


Fig. 1.7. The Confusion matrix for the KNN algorithm

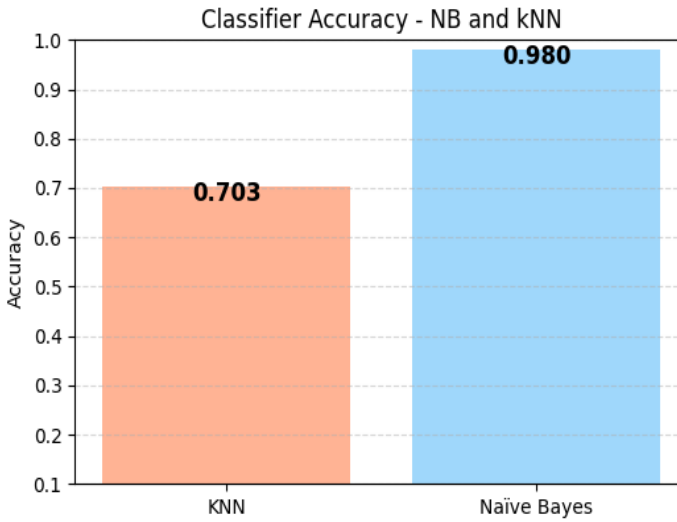


Fig. 1.8. Assessment of the accuracy of all classification models

We tested the performance of KNN using several distance measures and varying k values. Using a dataset targeted at a classification task, we evaluated the algorithm's accuracy using cross-valuation. The distance metric and the k value significantly influence the performance of the KNN algorithm. The highest accuracy was obtained with k set to 1; a confusion matrix shows an accuracy of 0.703, as explained in Fig. 1.7. The optimal performance of the KNN procedure depends on selecting the distance metric and k value. Consequently, a variety of configurations must be evaluated. The NB classifier achieved the highest precision, as demonstrated by the proportional investigation of the machine learning models earlier observed for forecasting the FSVI of the IEEE 14 bus Microgrid in shown in Fig. 1.8. Conversely, the KNN and other techniques demonstrated the lowest act, highlighting their diminished efficacy in this situation.

1.4. CONCLUSIONS

This study predicted the FSVI of the IEEE 14 bus Electrical system using various machine-learning techniques. Multiple indicators, such as accuracy training and inference time, were used to evaluate the efficacy of the KNN models. The results show that the NB model produced the highest precision of 98.0% and the lowest mean squared error values (0.0098). In addition, they compared the results with other models. The NB's training and inference times were marginally more extended than the different models. An improved version of the NB's model will be developed shortly to optimise its setting parameters and reduce the time required for training and inference.

Additionally, this enhanced version will apply to improving the fast voltage stability index of an autonomous (isolated) microgrid.

REFERENCES

- [1] LI Li et al., *Naive Bayes classifier based on memristor nonlinear conductance*, Microelectronics Journal, 2022, 129, 105574.
- [2] LI Zhendong et al., *Power system transient voltage vulnerability assessment based on knowledge visualisation of CNN*, International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2024, 155, 109576.
- [3] RAHMAN M., MAHMUD M.A., *Application of intelligent techniques in power system stability enhancement: A review*, Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2018, 81, 1147–1168.
- [4] BESSA R.J., *Artificial intelligence in power systems: A review*, Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2018, 94, 447–452.
- [5] HE Sen et al., *Fault Causes Identification of Transmission Lines Based on Weighted Naive Bayes Classification Algorithm Combined with Complex Algorithm*, International Conference on Power System Technology (POWERCON), IEEE, 2021.
- [6] ABBASS M.J. et al., *Convolutional Long Short-Term Memory (ConvLSTM)-Based Prediction of Voltage Stability in a Microgrid*, Energies, 2024, 17, 9.
- [7] MASSAOUDI M. et al., *Fast transient stability assessment of power systems using optimised temporal convolutional networks*, IEEE Open Journal of Industry Applications, 2024.
- [8] LI Baoluo et al., *A Short-term Voltage Stability Evaluation Method Combining Data-driven and Mechanism Criterion*, IEEE Transactions on Power Systems, 2024.
- [9] PANDIT M., TIWARI V., *A review of machine learning techniques for power system stability enhancement*, Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2019, 117, 109505.
- [10] SINGH M., PANIGRAHI S., GUPTA S., *A review of machine learning-based approaches for power system stability enhancement*, Sustainable Energy, Grids and Networks, 2020, 23, 183–197.
- [11] ABBASS M.J., LIS R., REBIZANT W., *A Predictive Model Using Long Short-Time Memory (LSTM) Technique for Power System Voltage Stability*, Applied Sciences, 2024, 14, 16, 7279.
- [12] KIANI M., SANAYE-PASAND M., NEHRIR M.H., *Power system stability enhancement using deep learning: A review*, International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2020, 121, 106035.
- [13] NING Hao et al., *Simulation of Reliability Assessment Model of EnergyNet Based on Convolutional Neural Network*, International Conference on Electrical Drives, Power Electronics & Engineering (EDPEE), IEEE, 2024.
- [14] LI J., LI J., YANG L., ZHANG H., *Convolutional neural network for power system transient stability assessment: A review*, Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2020, 131, 109959.
- [15] GUO Y., ZHANG H., LI H., HU Y., *A survey of recurrent neural network applications in power systems*, IET Smart Grid, 2018, 1, 1, 15–23.
- [16] WU Q., WU Q., LIU Y., ZHANG L., *Power system stability assessment using long short-term memory recurrent neural network*, International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2018, 103, 94–102.
- [17] SHARMA D., *Fuzzy with adaptive membership function and deep learning model for frequency control in PV-based microgrid system*, Soft Computing, 2022, 26, 19), 9883–9896, <https://doi.org/10.1007/s00500-022-07342y>.
- [18] AGGA A., ABBOU A., LABBADI M., EL HOUM Y., *Short-term self-consumption PV plant power production forecasts based on hybrid CNN-LSTM, ConvLSTM models*, Renewable Energy, 2021, 177, 101–12, <https://doi.org/10.1016/j.renene.2021.05.095>.

ZINTEGROWANE PODEJŚCIE DO STABILNOŚCI NAPIĘCIOWEJ Z WYKORZYSTANIEM KLASYFIKATORÓW UCZENIA MASZYNOWEGO

Ocena stabilności napięciowej stała się kluczowym elementem analitycznym w środowisku zliberalizowanego rynku energii. W niniejszej pracy omówiono podstawowe aspekty stabilności napięciowej stosowane w systemach elektroenergetycznych. Maksymalna obciążalność jest szacowana przy użyciu szybkiego wskaźnika stabilności napięciowej (FVSI); natomiast sam wskaźnik wykorzystywany jest do identyfikacji słabego węzła w systemie elektroenergetycznym. Stabilność napięciową oraz tryby pracy systemu – stan bezpieczny i brak bezpieczeństwa – oceniono z użyciem sztucznych sieci neuronowych (ANN). Dodatkowo, wyniki uzyskane metodą FVSI w połączeniu z klasyfikatorami Naive Bayes (NB) oraz K -najbliższych sąsiadów (KNN) potwierdzają wysoką skuteczność przewidywania stanu systemu elektroenergetycznego. W pracy zaproponowano zastosowanie klasyfikatora NB do prognozowania nominalnej stabilności napięciowej mikrosieci, osiągając dokładność na poziomie 0,980%. Testy przeprowadzone na systemie testowym IEEE (14 węzłów) pokazują, że proponowana metoda pozwala precyzyjnie i efektywnie ocenić stabilność napięciową analizowanego systemu.

Słowa kluczowe: Smart Grid, sztuczne sieci neuronowe, Naive Bayes, KNN, szybki wskaźnik stabilności napięciowej (FVSI)

2. DATA PREPARATION TOOLS FOR THE DEEP LEARNING MODELS APPLIED IN LOAD FORECASTING

FACHRIZAL AKSAN

Wrocław University of Science and Technology, Department of Electrical Machines, Drives
and Measurements, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, Poland

Developing a deep learning model for load forecasting is a complex task. Data preparation is a crucial stage that ensures data quality and structure, enabling the model to effectively learn temporal patterns. This study focuses on optimising this stage by using a sliding window approach to convert time series data into a sequential format that is suitable for deep learning models. As the choice of window size has a significant impact on predictive performance, this study trains four models: LSTM, BiLSTM, Stacked LSTM and GRU. Five window sizes – 3, 12 (half a day), 24 (one day), 48 (two days) and 168 (one week) – were evaluated to capture the different temporal dependencies in the electricity consumption data. The results show that model performance generally improves with larger window sizes, providing practical insights into selecting an appropriate sliding window configuration for deep learning-based load forecasting.

Keywords: data preparation tool, deep learning, sliding window

2.1. INTRODUCTION

Accurate electricity load forecasting is crucial for effective energy management, especially in the industrial sector [1]. It ensures that sufficient electricity is available when needed while maintaining the balance and stability of the power grid. Furthermore, accurate load forecasting improves operational efficiency, reduces costs, prevents outages, and optimizes energy usage [2].

In this study, our focus is exclusively on very short-term forecasting, with the aim of predicting electricity demand one hour ahead. Based on insights from related review papers, we can apply several popular approaches, including statistical methods and data-driven approaches that leverage artificial intelligence through deep and machine learning models [3]. Each approach has its own advantages and disadvantages. As noted in reference [4], deep learning and machine learning methods provide great flexibility and powerful computational capabilities when learning from data. However, statistical methods rely on more traditional techniques that can be challenging to apply to large-scale, complex datasets.

Developing a deep learning model for load forecasting is a complex task. One of the most critical stages in this process is data preparation, also known as data preprocessing. This step establishes the foundation for ensuring the quality and structure of the data, enabling the model to effectively learn the underlying patterns. In this study, we focus on optimizing this stage, particularly by using the sliding window approach to convert time series data into a sequential format that is suitable for deep learning models. This transformation enables the model to capture temporal dependencies and accurately predict one-hour-ahead electricity consumption under different dataset size scenarios. The aim of this comparison is to establish initial guidelines for selecting an appropriate dataset size and to identify the most accurate deep learning model for various forecasting scenarios.

2.2. MATERIAL AND METHODS

2.2.1. DATASET

This study employed a historical dataset obtained from a metallurgy plant in Poland for the development of an electricity load forecasting model. The dataset is comprised of a single variable representing electricity consumption, measured in kilowatts (kW), alongside corresponding timestamps. The data were recorded at hourly intervals over a three-year period from 1 January 2019 to 31 December 2021. The power demand varied between 4.32 kW and 262.41 kW in 2019, between 4.32 kW and 364.89 kW in 2020, and between 10.38 kW and 453.90 kW in 2021. Meanwhile, preliminary analysis indicates an upward trend in annual electricity consumption: 682.11 MWh in 2019, 811.82 MWh in 2020 and 1191.68 MWh in 2021. This observed trend suggests a gradual rise in load demand over the years. Consequently, developing an electricity load forecasting model is essential in order to better understand and anticipate future consumption patterns.

2.2.2. MODEL

The main aim of this study is to come up with a forecasting model for electricity loads that uses deep learning. The literature suggests that models with strong capabilities for time series prediction are usually derived from recurrent neural network (RNN) architectures, especially Long Short-Term Memory (LSTM) networks and their variants, as well as Gated Recurrent Units (GRU). This study implemented four deep learning architectures (see Table 2.1): LSTM, GRU, Stacked LSTM and Bidirectional LSTM – using the PyTorch framework.

In this study, a single-layer LSTM was employed to identify temporal dependencies within the time series, whereas a two-layer Stacked LSTM was designed to recognize more intricate sequential patterns. The bidirectional LSTM processed the input

sequence in both directions to improve feature extraction. By contrast, the GRU, with its simpler internal structure, offered faster training while maintaining similar modeling capabilities. To compare their predictive performance and identify the most suitable architecture for the given datasets, these models were trained and evaluated under different input data scenarios.

Table 2.1. The Structure of Model

Model name	Component	Input size	Hidden size	Number of layer	Output dimension
GRU	GRU + FC (linear)	1	64	1	1
LSTM	LSTM + FC (linear)	1	64	1	1
Staked LSTM	2 LSTM + FC (linear)	1	64	2	1
BiLSTM	BiLSTM + FC (linear)	1	64	1	1

2.2.3. WORKFLOW

This stage outlines the methodological workflow developed for one-hour-ahead electricity consumption forecasting (Fig. 2.2). The process begins with loading the collected dataset. This is followed by an exploratory data analysis (EDA). This is used to investigate the underlying patterns. It also provides a preliminary statistical understanding of the data. The next step is to conduct data preprocessing, a critical step to ensure that the time series data are properly prepared for deep learning models. During this phase, the dataset is examined for missing or duplicate values. Any missing observations are addressed using an interpolation approach, while duplicate records are removed to maintain data integrity. The preprocessed data are then partitioned into training and testing subsets, with 80% of the data used for model training and the remaining 20% reserved for testing and performance evaluation. Since the raw data are represented in their original scale, the Min–Max scaling technique is applied to normalize the values and transform them into a range between 0 and 1, facilitating the learning process of the deep learning models and enhancing their predictive performance.

The time series data was converted into scaled values, after which the sliding window approach was used to restructure the dataset into a supervised learning format, suitable for training and testing deep learning models (Fig. 2.1). In this format, the time series data are transformed into input–output pairs: X represents the input sequence (past observations), and Y represents the output (the future value to be predicted). This transformation is essential because deep learning models used for forecasting tasks require data to be presented in this structure in order to learn the relationship between historical inputs and future outputs effectively.

In the sliding window approach, two key parameters must be defined: the window size (X), which specifies how many past observations are used, and the forecast hori-

zon (Y), which indicates how far ahead the model aims to predict. For instance, if the window size is set to three and the forecast horizon to one, the model will use the previous three values to predict the next one. The window then moves continuously forward along the time series, generating multiple overlapping input–output pairs. Consequently, the original sequential data are transformed into a tabular format comprising samples with features such as X_1 , X_2 , X_3 , and the corresponding target Y . Subsequently, the data were organized into smaller batches using a PyTorch Data Loader to enhance computational efficiency during model training.

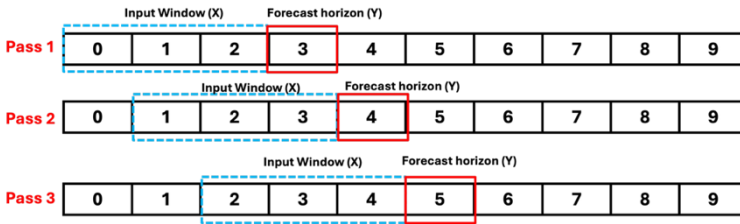


Fig. 2.1. Sliding Window Method



Fig. 2.2. Workflow

After the data preprocessing step was completed, a deep learning model was constructed with the architecture outlined in Table 2.1. This model was then trained using the training dataset for 100 epochs, with a learning rate of 0.0001 set for the optimizer. Following this, the model was evaluated using an unseen testing dataset. The predicted values were converted back to their original scale and assessed using four error metrics: Root Mean Square Error (RMSE), Mean Square Error (MSE), Mean Absolute Error (MAE) and the coefficient of determination (R_2 score). The calculation of these performance metrics was facilitated by the scikit-learn library.

2.3. RESULT AND DISCUSSION

This section presents the results of our analysis on four types of deep learning models applied to electrical load forecasting. We employed a sliding window ap-

proach to address the sequential characteristics of electricity consumption data. Selecting the optimal window size is critical, as it can substantially affect the model's predictive performance. However, there is no universally accepted method for determining the optimal window size. Recent studies [5] suggest several commonly used approaches, including the autocorrelation function (ACF), the partial autocorrelation function (PACF), domain knowledge and cross-validation techniques. The ACF and PACF analyses were conducted to provide reference insights in this study, which were then applied within a practical framework for selecting the size of windows.

Based on our analysis, the ACF results revealed significant correlations at lags 1, 2, 3, and 168, while the PACF showed a strong direct correlation at lag 25 after accounting for intermediate effects. In this study, we therefore selected window sizes of 3, 12 (half a day), 24 (one day), 48 (two days) and 168 (one week) for evaluating the forecasting models. As the table below (2, 3, 4, 5) shows, each model was trained separately using datasets that were organized with different sliding window sizes. Overall, the GRU model achieved the best results when trained with a window size of three, with a mean absolute error (MAE) of 16.983 kW, a root mean square error (RMSE) of 27.024 kW, a mean square error (MSE) of 730.305, and an R_2 score of 0.872.

Table 2.2. GRU performance

Model: GRU				
Window size	MAE	RMSE	MSE	R_2 score
3	16.983	27.024	730.305	0.872
12	17.369	26.855	721.183	0.874
24	16.347	25.264	638.281	0.888
48	15.951	24.381	594.420	0.896
168	16.991	25.863	668.910	0.884

Table 2.3. Stacked LSTM performance

Model: Stacked LSTM				
Window size	MAE	RMSE	MSE	R_2 score
3	17.332	27.093	734.027	0.871
12	16.543	26.301	691.743	0.879
24	16.483	25.284	639.278	0.888
48	16.435	25.040	627.006	0.891
168	15.786	23.809	566.853	0.902

Table 4. LSTM performance

Model: LSTM				
Window size	MAE	RMSE	MSE	R_2 score
3	17.058	27.350	748.042	0.869
12	16.764	26.628	709.069	0.876
24	16.297	25.035	626.760	0.890
48	15.711	24.079	579.775	0.899
168	15.825	24.097	580.652	0.899

Table 5. BiLSTM performance

Model: BiLSTM				
Window size	MAE	RMSE	MSE	R_2 score
3	16.984	27.422	751.944	0.868
12	17.132	26.542	704.483	0.877
24	16.483	25.037	626.858	0.890
48	15.850	24.047	578.255	0.899
168	15.445	23.650	559.320	0.903

Increasing the window size to 12 resulted in the Stacked LSTM model achieving superior performance compared to the other models. It achieved a MAE of 16.543 kW, a RMSE of 26.301 kW, a MSE of 691.743, and an R^2 score of 0.879. When considering past observations over a full day (24 hours), the LSTM model achieved superior performance compared to the other models, with a MAE of 16.297 kW, an RMSE of 25.035 kW, an MSE of 626.760, and an R^2 score of 0.890. When longer past observations of 48 and 168 hours were used, the BiLSTM model demonstrated superior performance compared to the other models. In both cases, the BiLSTM achieved an MAE below 16 kW, an RMSE below 25 kW, an MSE below 580 kW and an R_2 score above 0.899.

2.4. CONCLUSION

This study investigated different sliding window size scenarios to effectively capture the sequential patterns of electricity consumption for load forecasting. The choice of window size is a critical factor, as it directly influences the model's predictive performance. In our experiments, we evaluated window sizes of 3, 12, 24, 48, and 168. The results from the model evaluation indicate that all models tend to exhibit improved performance as the sliding window size increases.

ACKNOWLEDGEMENT

This research was funded by CETPartnership, the Clean Energy Transition Partnership under the 2023 joint call for research proposals, co-funded by the European Commission (GA N°101069750) and with the funding organizations detailed on <https://cetpartnership.eu/funding-agencies-and-call-modules>. The founding agency in Poland is the National Centre for Research and Development.

REFERENCES

- [1] AKSAN F., SURESH V., JANIK P., SIKORSKI T., *Load Forecasting for the Laser Metal Processing Industry Using VMD and Hybrid Deep Learning Models*, *Energies*, 2023, 16, 5381, DOI: 10.3390/EN16145381.
- [2] NABAVI S. A., MOHAMMADI S., MOTLAGH N. H., TARKOMA S., GEYER P., *Deep learning modeling in electricity load forecasting: Improved accuracy by combining DWT and LSTM*, *Energy Reports*, 2024, 12, 2873–2900, DOI: 10.1016/J.EGYR.2024.08.070.
- [3] BAUR L., DITSCHUNEIT K., SCHAMBACH M., KAYMAKCI C., WOLLMANN T., SAUER A., *Explainability and Interpretability in Electric Load Forecasting Using Machine Learning Techniques – A Review*, *Energy and AI*, 2024, 16, 100358, DOI: 10.1016/J.EGYAI.2024.100358.
- [4] AKSAN F., LI Y., SURESH V., *CNN-LSTM vs . LSTM-CNN to Predict Power Flow Direction*, 2023.
- [5] *What is the Sliding Window Method in Time Series Analysis? – Lazy Programmer*. Accessed: Oct. 14, 2025. [Online]. Available: <https://lazyprogrammer.me/what-is-the-sliding-window-method-in-time-series-analysis/>

NARZĘDZIA DO PRZYGOTOWYWANIA DANYCH
DLA MODELI GŁĘBOKIEGO UCZENIA
STOSOWANYCH W PROGNOZOWANIU OBCIĄŻENIA

Opracowanie modelu głębokiego uczenia do prognozowania obciążenia jest złożonym zadaniem. Przygotowanie danych jest kluczowym etapem, który zapewnia jakość i strukturę danych, umożliwiając modelowi skuteczne uczenie się wzorców czasowych. Niniejsze badanie koncentruje się na optymalizacji tego etapu poprzez zastosowanie podejścia opartego na oknie przesuwym w celu przekształcenia danych szeregów czasowych do formatu sekwencyjnego, który jest odpowiedni dla modeli głębokiego uczenia. Ponieważ wybór rozmiaru okna ma znaczący wpływ na wydajność prognozowania, w niniejszym badaniu przeszkolono cztery modele: LSTM, BiLSTM, Stacked LSTM i GRU. Oceniono pięć rozmiarów okien – 3, 12 (pół dnia), 24 (jeden dzień), 48 (dwa dni) i 168 (jeden tydzień) – w celu uchwycenia różnych zależności czasowych w danych dotyczących zużycia energii elektrycznej. Wyniki pokazują, że wydajność modelu generalnie poprawia się wraz ze wzrostem rozmiaru okna, co dostarcza praktycznych informacji na temat wyboru odpowiedniej konfiguracji okna przesuwego do prognozowania obciążenia opartego na głębokim uczeniu.

Słowa kluczowe: narzędzie do przygotowywania danych, głębokie uczenie, okno przesuwne

3. WYZNACZANIE BŁĘDÓW PRZEKŁADNIKA PRĄDOWEGO NA PODSTAWIE CHARAKTERYSTYK MATERIAŁU RDZENIA

DANIEL DUSZA

Politechnika Wrocławska, Katedra Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych,
Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-372 Wrocław, e-mail: daniel.dusza@pwr.edu.pl

Zbadano możliwość wyznaczenia błędu fazowego i błędu prądowego wykonanego lub projektowanego przekładnika prądowego na podstawie specjalnych charakterystyk materiału rdzenia. Charakterystyki są zależnościami od wartości szczytowej indukcji wartości natężenia pola w chwili, gdy indukcja jest szczytowa i wartości natężenia pola w chwili, gdy indukcja przechodzi przez zero. Charakterystyki muszą być wyznaczone przy sinusoidalnym przebiegu indukcji. Uzwojenie wtórne przekładnika prądowego powinno być równomiernie rozłożone na rdzeniu. Muszą być znane: liczby zwojów uzwojenia pierwotnego i wtórnego, rezystancja uzwojenia wtórnego i rezystancja na wyjściu uzwojenia wtórnego, gdy przetwarzany jest prąd pierwotny.

Słowa kluczowe: przekładnik prądowy, prąd magnesujący, błąd prądowy, błąd kątowy

3.1. WSTĘP

Błędy przekładników prądowych są wyznaczone przez bezpośredni pomiar składowych różnicy między prądem pierwotnym o wysokiej wartości a prądem wtórnym [1], [2], [3], gdzie znamionowa wartość wyjściowa wynosi 5 A lub 1 A (RMS) [4]. Jeżeli przekładnia nie jest równa jeden, konieczne jest precyzyjne przetworzenie wysokich prądów pierwotnych [5], [6]. W tym celu potrzebne są wzorcowe przekładniki prądowe lub magnetyczne komparatory prądowe o przekładniach zgodnych z przekładnią przekładnika badanego [7], [8]. Większość różnicowych systemów pomiarowych do badania przekładników prądowych, w tym również konstrukcji elektronicznych [9], wymaga zastosowania wzorcowych przekładników prądowych [1], [10], czasem połączonych z układami sterowanymi komputerowo [11]. W analogowych systemach pomiarowych do badania przekładników prądowych, sygnał wyjściowy z przekładnika jest konwertowany do poziomu użytecznego dla systemu (zwykle 1 V). Te same sygnały mogą być wykorzystane na wejściach niskonapięciowych w 2-kanalowym systemie pomiarowym opartym na próbkowaniu [10]. Gdy przekładnia transformatora prądowego jest równa 1, do testowania nowych rozwiązań PP (Przekładników Prądowych) nie jest konieczne posiadanie przekładnika wzorcowego. Dodatkowo, aby zmierzyć charak-

terystyki próbek blachy elektrotechnicznej w zakresie wysokich przenikalności, nie są wymagane prądy magnesujące o dużych wartościach. Stąd kluczowe jest zbadanie możliwości wyznaczania błędów przekładnika prądowego na podstawie charakterystyk materiału rdzenia. Opisany problem pomiaru błędów jest aktualny, ponieważ nowo projektowane jednordzeniowe przekładniki prądowe, zwłaszcza budowane w klasie S [12], posiadają rdzeń magnetyczny składający się z nowych materiałów, co wymaga właściwego przebadania tych magnetowodów. W większości stosowanych systemów do sprawdzania błędów przekładników prądowych lub napięciowych wykorzystuje się metodę różnicową [1], [3]. Stosuje się również systemy z metodą różnicowo-kompensacyjną, które cechują się wyższą dokładnością, lecz ich wadą jest skomplikowana budowa [8]. Systemy realizujące metodę różnicową są używane do sprawdzania przekładników komercyjnych o różnych przekładniach i wymagają użycia przekładnika wzorcowego. W modelu przekładnika przedstawionym w artykule przekładnia jest równa 1, dzięki czemu nie ma konieczności stosowania przekładnika wzorcowego, a sygnałem referencyjnym jest prąd pierwotny.

3.2. PRZEKŁADNIK PRĄDOWY

Rdzenie współczesnych przekładników prądowych są toroidalne, zwijane z taśmy blachy o dużej przenikalności magnetycznej. Jeśli taki rdzeń obejmuje przepływ prądu o jednakowej wartości i_1 w N_1 przewodach, to natężenie wirowego pola magnetycznego wytworzy w rdzeniu strumień magnetyczny. Na skutek dużej przenikalności magnetycznej strumień ten będzie jednakowy w każdym przekroju poprzecznym rdzenia. Wynika stąd, że wytworzone przez przepływ prądu $i_1 N_1$ natężenie pola magnetycznego H_1 będzie również jednakowe w każdym punkcie na długości rdzenia. Z podstawowego równania elektrodynamiki

$$\oint H_1 dl = H_1 2\pi r = i_1 N_1 \quad (3.1)$$

otrzymuje się więc

$$i_1 N_1 H_1 = \frac{i_1 N_1}{2\pi r}. \quad (3.2)$$

Natężenie pola H_1 zależy od promieni r okręgów (współśrodkowych z rdzeniem toroidalnym) obejmujących przepływ prądu $i_1 N_1$. Średnią wartość natężenia pola na szerokości rdzenia określa zależność

$$H_1 = \frac{i_1 N_1}{2\pi(r_2 - r_1)} \int_{r_1}^{r_2} \frac{dr}{r} = \frac{i_1 N_1}{2\pi(r_2 - r_1)} \ln \frac{r_2}{r_1} = \frac{i_1 N_1}{2\pi(r)}, \quad (3.3)$$

gdzie promień r_1 – średnica wewnętrzna, a r_2 – średnica zewnętrzna magnetowodu.

Ta wartość natężenia pola występuje na okręgu o średnim promieniu

$$\langle r \rangle = \frac{r_2 - r_1}{\ln \frac{r_2}{r_1}}. \quad (3.4)$$

Strumień magnetyczny występujący w rdzeniu przekładnika indukuje w uzwojeniu wtórnym o liczbie zwojów N_2 napięcie według drugiego podstawowego równania elektrodynamiki

$$\oint E_r dr = e_1 = -\frac{d\varphi}{dt}, \quad (3.5)$$

w którym: E_r – składowa natężenia pola elektrycznego styczna do elementu zamkniętego obwodu (zwoju), e_1 – napięcie indukowane w jednym zwoju, φ – strumień magnetyczny objęty przez jeden zwoj.

Zwoje uzwojenia wtórnego powinny być równomiernie rozłożone wzdłuż rdzenia. Jeśli pod wpływem indukowanego napięcia w obwodzie wtórnym płynie prąd i_2 , to wytworzony przez ten prąd strumień magnetyczny będzie taki sam w każdym zwoju uzwojenia wtórnego i cały będzie skojarzony ze zwojami pierwotnymi. W tych warunkach impedancja wewnętrzna źródła sygnału o wartości chwilowej

$$e_2 = N_2 e_1 \quad (3.6)$$

będzie równa rezystancji R_2 uzwojenia wtórnego.

Na powierzchni rdzenia natężenie pola elektrycznego jest prostopadłe do natężenia pola magnetycznego. Równomiernie rozłożone zwoje uzwojenia wtórnego są w przybliżeniu także prostopadłe do natężenia pola magnetycznego. Natężenie pola elektrycznego skierowane jest więc praktycznie wzdłuż zwojów, a składowa prostopadła może być pominięta. Wynika stąd, że przy równomiernie rozłożonych zwojach prąd obciążenia płynący przez pojemność między zwojową może być pominięty.

Strumień w rdzeniu jest wytworzony przez natężenie pola magnetycznego pochodzące od przepływu prądu pierwotnego (3.2) oraz przez natężenie pola magnetycznego pochodzące od przepływu prądu wtórnego

$$H_2 = \frac{i_2 N_2}{2\pi(r)}. \quad (3.7)$$

Natężenie pola H_2 jest przeciwnie skierowane niż natężenie pola H_1 . Różnica natężenia pola pierwotnego i wtórnego nie jest równa zero. Pozostaje natężenie magnesyjace

$$H_1 - H_2 = H, \quad (3.8)$$

które opisano wzorem

$$H = \frac{i_{\mu} N_1}{2\pi(r)} \quad (3.9)$$

i jest bezpośrednią przyczyną występowania w rdzeniu strumienia magnetycznego, koniecznego dla wytworzenia przepływu prądu wtórnego. Uwzględniając zależności (3.3), (3.7) i (3.9) w równaniu (3.8), otrzymuje się

$$i_1 N_1 - i_2 N_2 = i_{\mu} N_1. \quad (3.10)$$

Równanie (3.10) określa działanie przekładnika prądowego i jego zasadnicze właściwości.

Do badań przygotowano model przekładnika prądowego. Na rdzeniu toroidalnym o średnicy wewnętrznej $2r_1 = 40$ mm, średnicy zewnętrznej $2r_2 = 65$ mm i szerokości $b = 20$ mm nawinięto dwa uzwojenia. Uzwojenia mają jednakową liczbę zwojów $N_1 = N_2 = 100$, są nawinięte drutem o średnicy 1 mm. Zwoje każdego uzwojenia są równomiernie rozłożone na całej długości rdzenia. Rezystancja uzwojenia wtórnego $R_2 = 0,16 \Omega$.

3.3. BŁĄD FAZOWY

Według równania (3.10) prąd wtórny i_2 nie jest dokładnie proporcjonalny do prądu pierwotnego i_1

$$i_1 = \frac{N_2}{N_1} i_2 + i_{\mu}. \quad (3.11)$$

Przyjmuje się jednak zależność proporcjonalną

$$i_1 = \frac{N_2}{N_1} i_{2p} = \mathcal{G} i_{2p}. \quad (3.12)$$

Wynika stąd błąd przetwarzania wartości chwilowych prądu, którego bezwzględna wartość wynosi

$$\Delta i_2 = \mathcal{G} i_{2p} - i_1 = -i_{\mu}. \quad (3.13)$$

Pomnożony przez przekładnię $\mathcal{G}$ prąd wtórny i_2 różni się od prądu pierwotnego i_1 nie tylko wartością. Przebiegi tych prądów są także przesunięte w fazie. Jeśli prąd i_2 przechodzi przez zero, to prąd

$$i_1 = i_0. \quad (3.14)$$

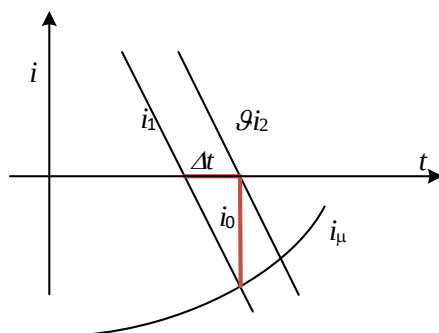
Szkic przebiegu prądu pierwotnego i wtórnego w pobliżu ich przejścia przez zero oraz przebiegu prądu magnesującego jest przedstawiony na rys. 3.1. Z rysunku wyni-

ka, że pochodna sinusoidalnego prądu pierwotnego $i_1 = I_{1m}\sin(\omega t - \alpha)$ w punkcie jego przejścia przez zero jest równa

$$\omega I_{1m} = -\frac{i_0}{\Delta t}. \quad (3.15)$$

Stąd przesunięcie fazowe (błąd fazowy)

$$\Delta t = -\frac{i_0}{\omega I_{1m}} = -\frac{i_0}{\omega \mathcal{G} I_{2m}}. \quad (3.16)$$



Rys. 3.1. Szkic przebiegów prądów w pobliżu przejścia prądu pierwotnego i prądu wtórnego przez zero

Obwód prądu wtórnego jest rezystancyjny, gdy uzwojenie wtórne jest równomiernie rozłożone wzdłuż rdzenia i gdy jest zamknięte przez rezystancję. Prąd i_2 będzie więc równy zero w chwili, gdy napięcie indukowane e_2 (3.6) będzie równe zero. Strumień magnetyczny w rdzeniu przekładnika prądowego osiąga wtedy wartość szczytową.

Zależność wartości szczytowych średniej indukcji magnetycznej w przekroju poprzecznym rdzenia od szczytowych wartości natężenia pola magnetycznego na średniej długości rdzenia jest charakterystyką magnesowania blachy, z której zwinięty jest rdzeń (rys. 3.2a).

$$B_m = f(H_m), \quad (3.17)$$

gdzie

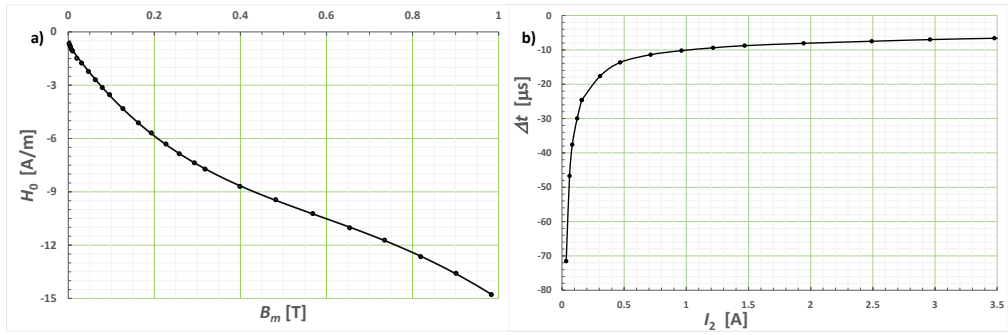
$$H_m = -\frac{N_1 i_{m\mu}}{2\pi(r)}, \quad (3.18)$$

gdzie $i_{m\mu}$ – szczytowa wartość prądu magnesującego. Charakterystyka magnesowania jest jednak umowna, zdefiniowana formalnie. W rzeczywistości wartość szczytowa

indukcji nie odpowiada wartości szczytowej natężenia pola. Jeśli indukcja jest szczytowa, to indukowane napięcie e_2 jest równe zero. Prąd w rezystancyjnym obwodzie wtórnym jest też równy zero, a wartość chwilowa natężenia pola wynosi

$$H_0 = -\frac{N_1 i_0}{2\pi(r)}. \quad (3.19)$$

Charakterystyka $H_0 = f(B_m)$ zależy od przebiegu indukcji. Musi więc być wyznaczona dla przebiegu sinusoidalnego. Dla blachy, z której jest wykonany rdzeń badanego przekładnika prądowego charakterystyka $H_0 = f(B_m)$ jest pokazana na rys. 3.2a.



Rys. 3.2. a) Charakterystyka materiału rdzenia: zależność natężenia pola od wartości szczytowej indukcji w chwili, gdy indukcja jest szczytowa, b) błąd fazowy modelu PP obciążonego rezystancją $R = 0,2 \Omega$

Jeśli obwód wtórny jest rezystancyjny, to wartość szczytowa prądu wtórnego zależy od wartości szczytowej sinusoidalnego przebiegu indukcji według równania

$$(R_2 + R)I_{2m} = \omega N_2 S B_m, \quad (3.20)$$

gdzie R_2 – rezystancja uzwojenia wtórnego, R – rezystancja zamykająca uzwojenie wtórne, S – powierzchnia przekroju poprzecznego rdzenia. Uwzględniając zależności (19) i (20) we wzorze (3.16), otrzymuje się

$$\Delta t = -\frac{2\pi(r)H_0}{\omega^2 N_2^2 S B_m} (R_2 + R). \quad (3.21)$$

Ze wzoru (3.21) wynika, że dla zmniejszenia błędu korzystnie jest stosować dużą liczbę zwojów wtórnych. Ale wtedy trzeba zwiększyć długość rdzenia i zmniejszyć przekrój. Zwiększyć się może także rezystancja R_2 . Zmiany te będą wpływać na zwiększenie błędu Δt . Bezwzględna wartość błędu Δt zawsze się zwiększa, gdy rośnie rezystancja obwodu wtórnego. Błąd fazowy obliczony według wzoru (3.21) na podstawie

charakterystyki (rys. 3.2a), parametrów przygotowanego do badań modelu przekładnika prądowego i założonej rezystancji $R = 0,2 \Omega$ jest przedstawiony na rys. 3.2b w zależności od wartości skutecznej prądu wtórnego. Przy sinusoidalnym przebiegu indukcji wartość skuteczna prądu wtórnego $I_2 = I_{2m} / \sqrt{2}$.

3.4. BŁĄD PRĄDOWY

Prąd pierwotny i prąd wtórny przekładnika prądowego osiągają wartości szczytowe praktycznie jednocześnie. Względna różnica spowodowana przesunięciem fazy jest określona zależnością $1 - \cos(\omega\Delta t)$. Dla przesunięcia fazy $50 \mu s$ różnica ta wynosi tylko $0,012\%$. Błąd prądowy wynika z równania (3.11).

$$\Delta I = \mathcal{G}I_{2m} - I_{1m} = -i_c. \quad (3.22)$$

Wartość względną tego błędu określa wzór

$$\delta I = \frac{i_c}{I_{1m}} = \frac{i_c}{\mathcal{G}I_{2m}}. \quad (3.23)$$

Prąd i_c jest wartością prądu magnesującego w chwili, gdy indukowane napięcie osiąga wartość szczytową. Wartość chwilowa indukcji przechodzi wtedy przez zero, gdzie jej przyrost jest największy. Jeśli więc wartość chwilowa indukcji jest zerowa, to natężenie pola jest równe koercji rdzenia H_c . Prąd i_c jest więc określony przez równanie

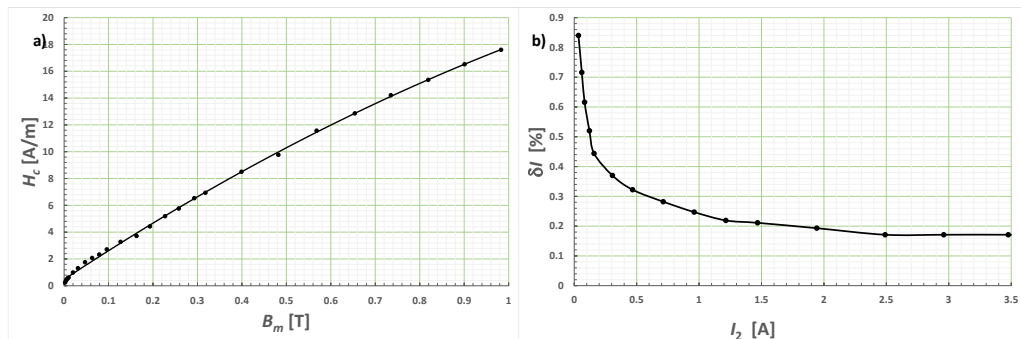
$$H_c = \frac{N_1 i_c}{2\pi(r)}. \quad (3.24)$$

Dla wyznaczenia błędu prądowego potrzebna jest charakterystyka materiału rdzenia $H_c = f(B_m)$, z której wykonany jest rdzeń badanego modelu przekładnika prądowego jest przedstawiona na rys. 3.3a.

Wartość szczytową prądu wtórnego można określić na podstawie wartości szczytowej indukowanego napięcia, gdy obwód wtórny jest rezystancyjny. Wzór na względny błąd prądowy dla danej charakterystyki materiału rdzenia i danych lub założonych parametrów przekładnika prądowego otrzymuje się, uwzględniając zależności (3.21) i (3.24) we wzorze (3.23).

$$\delta I = \frac{2\pi(r)H_c}{\omega N_2^2 S B_m} (R_2 + R). \quad (3.25)$$

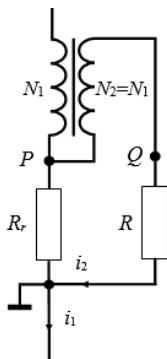
Wyznaczony według wzoru (3.25) błąd prądowy badanego przekładnika prądowego obciążonego rezystancją $R = 0,2 \Omega$ jest przedstawiony na rys. 3.3b.



Rys. 3.3. a) zależność natężenia pola od wartości szczytowej indukcji w chwili, gdy indukcja przechodzi przez zero, b) błąd prądowy modelu przekładnika prądowego obciążonego rezystancją $R = 0,2 \Omega$

3.5. WYNIKI POMIARÓW

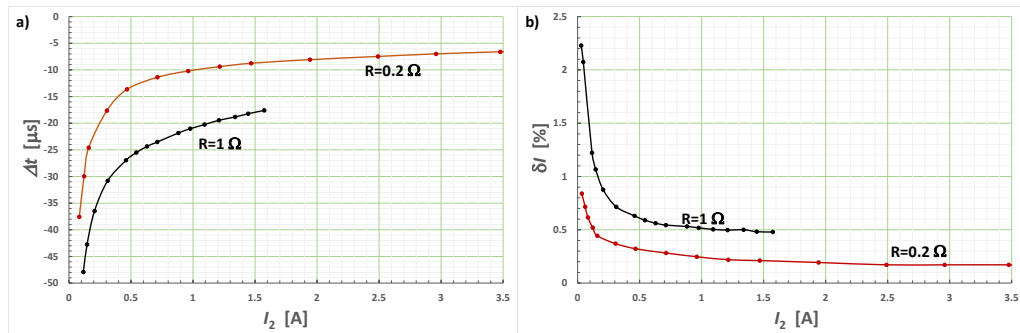
Błędy modelu przekładnika prądowego, wyznaczone na podstawie charakterystyk materiału rdzenia, porównano z błędami zmierzonymi metodą różnicową. Ponieważ przekładnia modelu przekładnika prądowego jest równa jeden, to prąd wtórny można odejmować od prądu pierwotnego na tym samym rezystorze R_r (rys. 3.4). Ponieważ różnica prądu pierwotnego i wtórnego jest mała, to rezystor R_r może być małej mocy. Jego wartość musi być tak dobrana, aby mierzone w punkcie P napięcie było znacznie mniejsze od napięcia na rezystorze obciążenia R . W układzie (rys. 4) zastosowano rezystor normalny $R_r = 1 \Omega$.



Rys. 3.4. Połączenie modelu przekładnika prądowego przy pomiarze jego błędów metodą różnicową

W punkcie Q mierzono wartość skuteczną napięcia U_2 oraz wyznaczano chwile, w których napięcie przechodzi przez zero i chwile, w których napięcie ma wartości szczy-

towe. W punkcie *P* mierzono wartości napięcia w chwili, gdy napięcie w punkcie *Q* przechodzi przez zero i gdy ma wartość szczytową. Napięcie w punkcie *P* jest małe. Aby zmniejszyć wpływ szumu mierzono wartości średnie z 10 kolejnych próbek.



Rys. 3.5. a) Zestawienie błędów fazowych, b) zestawienie błędów prądowych

3.6. WNIOSKI

Z równań opisujących działanie przekładnika prądowego wynika, że jeśli obwód wtórny jest rezystancyjny, to na podstawie charakterystyk materiału rdzenia można wyznaczyć błąd fazowy i błąd prądowy. Potrzebne są dwie specjalne charakterystyki blachy, z której zwinięty jest rdzeń. Jedna z tych charakterystyk jest zależnością wartości natężenia pola magnetycznego na powierzchni blachy zmierzonej w chwili, gdy indukcja jest szczytowa od średniej wartości szczytowej indukcji w przekroju blachy. Druga charakterystyka jest zależnością wartości natężenia pola zmierzonej w chwili, gdy indukcja przechodzi przez zero także od wartości szczytowej indukcji.

Współczesne przyrządy i systemy pomiarowe wymagają sygnału napięciowego. Prąd wtórny przekładnika prądowego należy więc przetwarzać na napięcie za pomocą rezystora. Jeśli dane są specjalne charakterystyki materiału rdzenia, to można wyznaczyć błędy przetwarzania dla aktualnie stosowanej rezystancji obciążenia.

Na podstawie specjalnych charakterystyk materiału rdzenia można wyznaczyć błędy nie tylko wykonanego przekładnika prądowego, ale projektowanego o założonych parametrach i założonej rezystancji obciążenia.

LITERATURA

- [1] SILSBEE F.B., *A method for testing current transformers*, Bull. Bureau Standards, 1917, 14, 317–329.
- [2] KUSTERS N.L., MOORE W.J.M., *The compensated current comparator, a new reference standard for current transformer calibrations in industry*, IEEE Trans. Instrum. Meas., 1964, IM-13, 107–114.

- [3] ZINN E., *An electronic self – balancing instrument transformer testing device*, IEEE Trans. Instrum. & Meas., 1971, IM-20, 4, 291–296.
- [4] CROTTI G., GIORDANO D., CHERBAUCICH C., MAZZA P., BARTALESI D., *Set-up of calibration systems for inductive and electronic measurement transformers*, Proceedings of 2013 IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS 2013), September 25–27 2013, Aachen, Germany.
- [5] VAN DEN BROM H., RIETVELD G., SO E., *Sampling Current Ratio Measurement System for Calibration of Current Transducers up to 10 kA with 5· 10⁻⁶ Uncertainty*, IEEE Trans. Instrum. Meas., 2015, 64, 6, 1685–1691.
- [6] KACZMAREK M., *Nonlinearity of the magnetization characteristic of the magnetic core in calculation of current error and phase displacement values of inductive CTs*, Sci. Rep., 2025, 15, 10011.
- [7] TAKAHASHI K., *Evaluation of errors in a current comparator system used for current transformer testing*, IEEE Trans. Instrum. Meas., 1989, 38, 402–406.
- [8] DJOKIĆ B.V., PARKS H., WISE N., NAUMOVIĆ-VUKOVIĆ D., ŠKUNDRIĆ S.P., ŽIGIĆ A.D., POLUŽANSKI V., *A comparison of two current transformer calibration systems at NRC Canada*, IEEE Trans. Instrum. Meas., 2016, 66, 1628–1635.
- [9] PAN F., CHEN R., XIAO Y., SUN W., *Electronic voltage and current transformers testing device*, Sensors, 2012, 12, 1042–1051.
- [10] HOUTZAGER E., MOHNS E., FRITZKE S., AYHAN B., KEFELI T., ÇAYCI H., *Calibration system for analogue non-conventional voltage and current transducers*, 2016 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2016), IEEE Conference Publications, 2016, 1–2.
- [11] IEC 61869-2:2012. *Instrument transformers – Part 2: Additional requirements for current transformers*, 2012.
- [12] KACZMAREK M., PACHOLCZYK B., *Development of Inductive Current Transformer 400/5/1 of Class 0.2 S for Frequency Range 50 Hz–5 kHz*, Sensors, 2024, 24, 24, 8011.

DETERMINATION OF CURRENT TRANSFORMERS ERRORS ON THE BASIS OF CORE MATERIAL CHARACTERISTICS

The possibility of determining the phase error and the current error of a designed current transformer based on special core material characteristics was investigated. The characteristics are the dependencies of the peak value of the magnetic flux density on: the value of the magnetic field strength at the moment when the flux density is peak and the value of the magnetic field strength at the moment when the flux density passes through zero. The characteristics must be determined under a sinusoidal magnetic flux density waveform. The secondary winding of the current transformer should be uniformly distributed on the core. The following parameters must be known: the number of turns of the primary and secondary windings, the resistance of the secondary winding, and the resistance of the burden connected to the secondary winding when the primary current is being processed.

Keywords: current transformer, magnetizing current, current error, phase error

4. AN IMPROVED ADRC STRATEGY FOR ROBUST PERFORMANCE AND VIBRATION SUPPRESSION IN DUAL-MASS DRIVE SYSTEMS

AMANUEL HAFTU KAHSAY, SAMUEL GEBRETSADIK

Department of Electrical Machines, Drives and Measurements,
Wroclaw University of Science and Technology,
ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, Poland

This chapter presents a simulation study on improving a classical Active Disturbance Rejection Control (ADRC) for a dual-mass drive by adding active damping from torsional torque derivative. Feedback from the torque derivative enhances robustness and vibration damping. The design is independent of load-side parameters, ensuring robustness to uncertainties and load changes. The torsional torque derivative is estimated using an Integral Disturbance Observer (IDO).

Keywords: ADRC, dual-mass drive, integral disturbance observer (IDO), vibration damping

4.1. INTRODUCTION

The wide application of electrical drives such as in transportation and industry has led to continuous research on improving their quality and reliability. For drives with elastic connections, such as dual-mass drives, developing efficient control and vibration damping strategies is essential. Over the years, many control and damping methods have been developed, ranging from simple PI controllers with motor or load speed feedback to advanced approaches. These methods aim to enhance operational performance and product quality by reducing transmission delays between the driver and load through flexible couplings such as shafts [1]–[3].

Generally, these controllers include PI controllers with feedback from motor or load speed [4], PI controller with one additional feedback from torsional torque or speed difference [5], [6], two additional feedback from torsional torque and its extended derivative [7], [8], or feedback from torsional torque and speed difference [4]. Advanced control methods based on Kalman filters, sliding mode control, and neural networks have also been developed. Compared to these advanced methods, PI controllers with additional feedback remain simpler and widely applicable.

In [9], ADRC was compared with PI/D controller and shown to offer better noise rejection and robustness against uncertainties and unmodeled parameters. Consequent-

ly, ADRC has become a common approach for control and vibration damping in dual-mass drives. In [10], a neural-enhanced ADRC was proposed for dual-mass drives and demonstrated strong control capability; however, it relied on load-side parameters like load speed, increasing complexity due to the challenges of measuring load speed accurately. Physical measurement adds cost and volume, while using estimators or observers can reduce accuracy and increase complexity.

A better ADRC excluding load-side parameters was developed in [11], but its damping and tracking performance declined with load inertia variation. To address this, [12] proposed an ADRC with additional active damping based on the speed difference derivative, improving vibration damping and robustness. However, this approach still depended on load speed, inheriting the same drawbacks. In this chapter, an ADRC with active damping based on the torsional torque derivative is proposed. While the torsional torque derivative ideally represents the speed difference, the proposed Integral Disturbance Observer (IDO) enables simple, accurate estimation with minimal phase lag.

4.2. PROPOSED CONTROL STRUCTURE

4.2.1. MODELLING OF THE CONSIDERED DRIVE

In this study, a dual-mass drive system is examined, comprising two masses: the driver and the load. These two masses are linked by a flexible coupling. The dual-mass model employs an inertia-free representation, as illustrated mathematically in Eq. (4.1) and depicted schematically in Fig. 4.1.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega_1(t) \\ \omega_2(t) \\ \omega_s(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{T_1} \\ 0 & 0 & \frac{1}{T_2} \\ \frac{1}{T_c} & \frac{-1}{T_c} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_1(t) \\ \omega_2(t) \\ \omega_s(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{T_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [m_e] + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{-1}{T_2} \\ 0 \end{bmatrix} [m_L]. \quad (4.1)$$

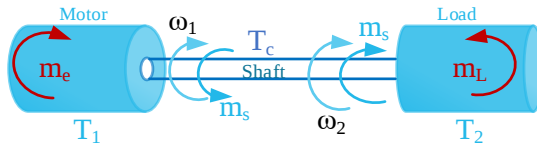


Fig. 4.1. Schematic diagram of the two-mass drive system

where ω_1 and ω_2 denote the motor and load speeds, respectively; m_e , m_s , and m_L represent the torques of the motor, shaft, and load torques; and T_1 , T_2 and T_c correspond to the mechanical time constants of the motor, load, and shaft, respectively.

4.2.2. CONTROL STRUCTURE

In the developed model, two control structures are considered: the conventional ADRC and the ADRC with active damping. The control structure is shown in Fig. 4.2. When $k_d = 0$, the controller functions as a conventional ADRC, whereas when $k_d \neq 0$, it operates as the proposed structure. The ADRC indicated in Fig. 4.2 can be mathematically represented as in Eq. (4.2).

$$m_e^{ref} = \left(\left(\omega_r - \left(\omega_1 + \dot{m}_s k_d * \left(\frac{1}{td * s + 1} \right) \right) \right) k_p - Z_1 \right) \frac{1}{g_0}. \quad (4.2)$$

Here, estimating unknown parameters such as the total lumped disturbance (Z_1) and the torsional torque derivative ($\dot{m}_s$) is crucial. Therefore, an Extended State Observer (ESO) is developed to estimate the total lumped disturbance, while an Integral Disturbance Observer (IDO) is designed to estimate the torsional torque and its extended derivative. The ESO equations are given in Eqs. (4.3)–(4.5).

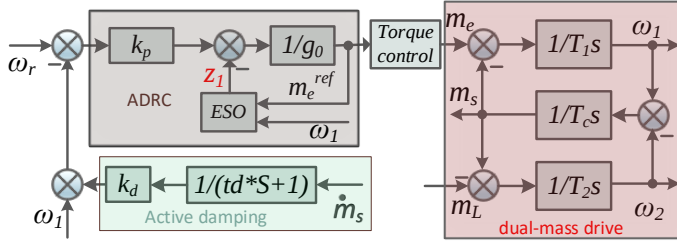


Fig. 4.2. Block diagram for the proposed control structure

k_p and k_d are gain coefficients for proportional controller and active damper, respectively.

$$e = \omega_1 - \omega_{1e}, \quad (4.3)$$

$$\dot{\omega}_{1e} = Z_1 + g_0 m_e^{ref} + q_1 * e, \quad (4.4)$$

$$\dot{Z}_1 = q_2 * e, \quad (4.5)$$

where e is the estimation error, ω_{1e} is the estimated value of motor speed, ω_1 is the measured value of motor speed, and Z_1 corresponds to the extended state observer (total disturbance). The terms q_1 and q_2 are observer correction factors, which can be calculated as:

$$q_1 = 2\omega_{ESO}, \quad (4.6)$$

$$q_2 = 2\omega_{ESO}^2, \quad (4.7)$$

where ω_{ESO} is bandwidth frequency of the ESO. Similarly, the transfer function and the correcting coefficients of the IDO are determined by equating the transfer function of the IDO in Eq. (4.8) and the transfer function of the polynomial design in Eq. (4.9). The correction factors of the IDO are provided in Eqs. (4.10)–(4.12).

$$p(s) = s^3 + s^2 \frac{L_1}{T_1} - s \frac{L_2}{T_1} - \frac{L_3}{T_1}, \quad (4.8)$$

$$p(s) = (s^2 + 2a\omega_r s + \omega_r^2)(s + \omega_r), \quad (4.9)$$

$$L_1 = T_1(2a\omega_r + \omega_r^2), \quad (4.10)$$

$$L_2 = -T_1(2a\omega_r^2 + \omega_r^2), \quad (4.11)$$

$$L_3 = -T_1\omega_r^2 + \omega_r^3, \quad (4.12)$$

where L_1 , L_2 , and L_3 are correction factors of the, ω_r is the bandwidth frequency of the, a is the damping coefficient of the IDO. The schematic diagram of the proposed ESO and IDO is depicted in Fig. 4.3.

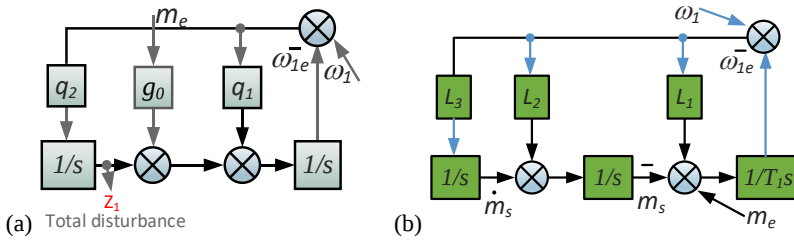


Fig. 4.3. Block diagram for the proposed observers: (a) ESO, (b) IDO

4.3. SIMULATION RESULTS

In this study, Simulation were conducted in MATLAB / Simulink 2024a. After several simulation tests, ω_{ESO} was set to 120 Hz, and the bandwidth frequency for IDO was selected to be lower than the ω_{ESO} to avoid interference. Therefore, ω_0 is set to 90 Hz based on simulation results, while the IDO was considered as critically damped ($a = 1$). Furthermore, the parameters k_d , k_p and g_0 were set to be 0.005, 12 and 0.203, respectively. The motor (T_1), load (T_2) and shaft (T_c) time constants were 0.203 s,

0.285 s and 0.0026 s, respectively. The power rating of the drive and load is 500 W, and a sampling frequency of 2 kHz was used.

The obtained waveforms are illustrated in Fig. 4.4 for speed transients and Fig. 4.5 for torque transients. To evaluate the robustness of the proposed control structures, a numerical analysis of the RMS deviation for variation in T_2 and T_c was performed. This analysis is based on Eq. (4.13), and the results are summarized in Table 4.1.

$$\text{Normalized RMS deviation} = \frac{\sqrt{\frac{1}{N}(y_p - y_n)^2}}{\sqrt{\frac{1}{N}(y_n)^2}}, \quad (4.13)$$

where N number of samples, y_p is the perturbed variables, and y_n is the nominal variables.

Table 4.1. Normalized RMS deviation

	T_2 variation to $3 \times T_2$				T_c variation to $2.5 \times T_c$			
	$\Delta\omega_1$	$\Delta\omega_2$	Δm_e	Δm_s	$\Delta\omega_1$	$\Delta\omega_2$	Δm_e	Δm_s
Proposed	0.062	0.075	0.319	0.310	0.035	0.069	0.149	0.148
Conventional ADRC	0.063	0.090	0.408	0.385	0.037	0.087	0.193	0.176

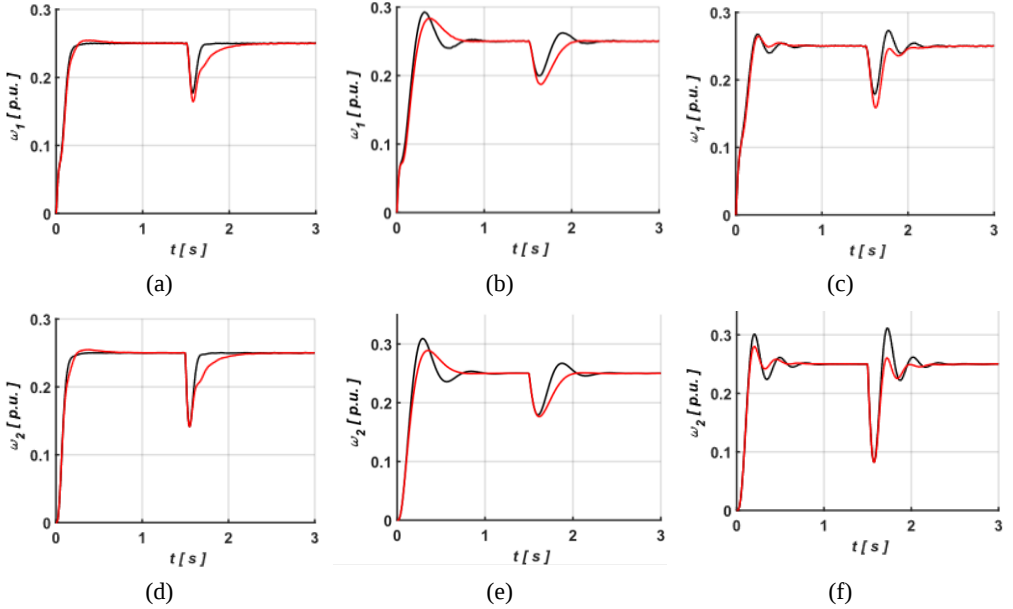


Fig. 4.4. Speed transients of the dual-mass system: (a, b, c) motor, and (d, e, f) load.

Conventional ADRC (black) and proposed (red) – (a, d) for nominal value of T_2 and T_c , (b, e) for nominal value of T_c and $3 \times$ nominal T_2 , and (c, f) for nominal value of T_2 and $2.5 \times$ nominal T_c

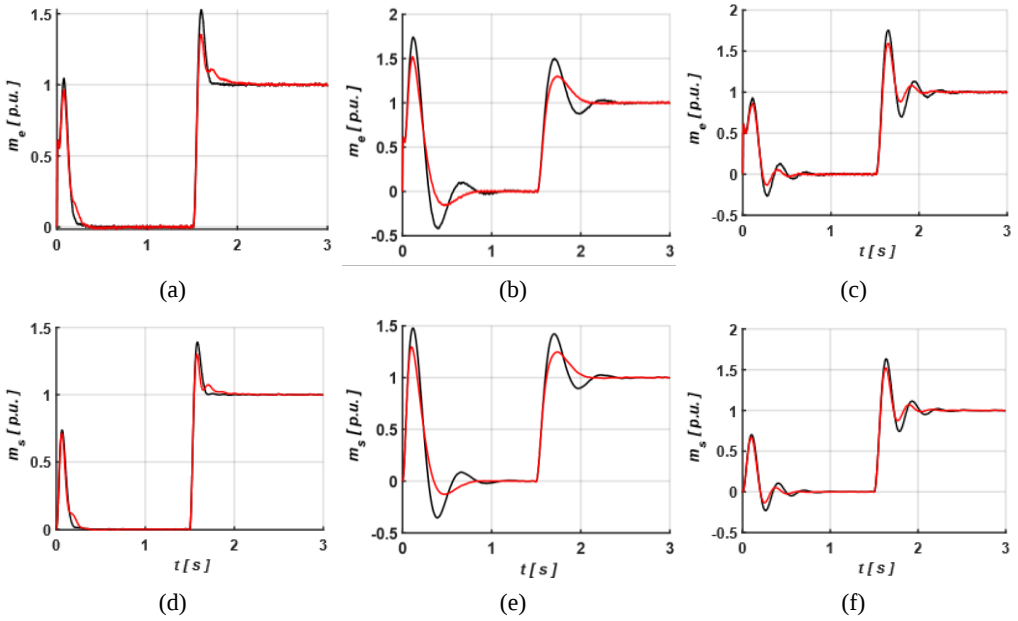


Fig. 4.5. Torque transients of the dual-mass system: (a, b, c) electromagnetic, and (d, e, f) torsional.

Conventional ADRC (black) and proposed (red) – (a, d) for nominal value of T_2 and T_c , (b, e) for nominal value of T_c and $3 \times$ nominal T_2 , and (c, f) for nominal value of T_2 and $2.5 \times$ nominal T_c

4.3. CONCLUSION AND DISCUSSION

The waveforms in Figs. 4.4 and 4.5, along with the numerical results in Table 4.1, demonstrate that the proposed controller shows superior robustness compared to the conventional ADRC under both T_2 and T_c variations. As shown in Table 1, the proposed method achieves lower normalized deviations for both cases, with particularly significant improvement observed in torque transients. These findings indicate that the proposed control strategy consistently yields more stable and less sensitive dynamic behaviour in the presence of parameter uncertainties, confirming its enhanced robustness and improved disturbance rejection capability while maintaining robustness compared to conventional ADRC.

REFERENCES

- [1] LI Q., XU Q., WU R., *Low-frequency vibration suppression control in a two-mass system by using a torque feed-forward and disturbance torque observer*, J. Power Electron., 2016, 16, 249–258.
- [2] DOU J., LI Z., YAO H., DING M., WEI G., *Torsional vibration suppression and electromechanical coupling characteristics of electric drive system considering misalignment*, Appl. Math. Mech., 2024, 45, 1987–2010.

- [3] SERKIES P., SZABAT K., *Effective damping of the torsional vibrations of the drive system with an elastic joint based on the forced dynamic control algorithms*, J. Vib. Control., 2019, 25, 2225–2236.
- [4] SZABAT K., ORLOWSKA-KOWALSKA T., *Vibration suppression in a two-mass drive system using PI speed controller and additional feedbacks – Comparative study*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54 (2), 1193–1206.
- [5] KAMINSKI M., MALARCZYK M., *Hardware implementation of neural shaft torque estimator using low-cost microcontroller board*, 25th International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR), 2021, 372–377.
- [6] SAARAKKALA S.E., HINKKANEN M., *State-space speed control of two-mass mechanical systems: Analytical tuning and experimental evaluation*, IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50 (5), 3428–3437.
- [7] DERUGO P., KAHSAY A.H., SZABAT K., SHIKATA K., KATSURA S., *A Novel PI-Based Control Structure with Additional Feedback from Torsional Torque and Its Derivative for Damping Torsional Vibrations*, Energies, 2024, 17, 4786.
- [8] KAHSAY A.H., DERUGO P., SZABAT K., KATSURA S., *Design of Disturbance Observer-Based Robust Speed Control for Elastic-Coupled Drives*, Energies, 2025, 18, 1914.
- [9] HAN J., *From PID to active disturbance rejection control*, IEEE transactions on Industrial Electronics, 2009, 56 (3), 900–906.
- [10] KACZMARCZYK G., STANISLAWSKI R., KAMINSKI M., KASPRZAK K., FERREIRA D.D., *A neural-enhanced active disturbance load-side speed control of an electric drive with a flexible link*, Archives of Electrical Engineering, 2025, 74 (1).
- [11] WICHER B., NOWOPOLSKI K., *Model of ADRC speed control system for complex mechanical object with backlash*, 22nd International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR), 2017, 379–383.
- [12] LI P., WANG L., ZHONG B., ZHANG M., *Linear active disturbance rejection control for two-mass systems via singular perturbation approach*, IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2021, 18 (5), 3022–3032.

ULEPSZONA STRATEGIA ADRC ZAPEWNIAJĄCA SOLIDNĄ WYDAJNOŚĆ I TŁUMIENIE WIBRACJI W DWUMASOWYCH UKŁADACH NAPĘDOWYCH

Przedstawiono badanie symulacyjne dotyczące udoskonalenia klasycznego układu aktywnego tłumienia zakłóceń (ang. ADRC – *Active Disturbance Rejection Control*) dla napędu dwumasowego poprzez dodanie aktywnego tłumienia z pochodnej momentu obrotowego. Sprzężenie zwrotne z pochodnej momentu obrotowego zwiększa odporność i tłumienie drgań. Konstrukcja jest niezależna od parametrów po stronie obciążenia, zapewniając odporność na niepewności i zmiany obciążenia. Pochodną momentu obrotowego szacuje się za pomocą całkowitego obserwatora zakłóceń (ang. IDO – *Integral Disturbance Observer*).

Słowa kluczowe: ADRC, napęd dwumasowy, zintegrowany obserwator zakłóceń (IDO), tłumienie drgań

5. EMISJA SUPRAHARMONICZNYCH JAKO ELEMENT CHARAKTERYSTYK BLIŹNIAKÓW CYFROWYCH FAŁOWNIKÓW FOTOWOLTAICZNYCH ORAZ INWERTERÓW BATERYJNYCH MAGAZYNÓW ENERGII

ŁUKASZ MICHAŁEC

Politechnika Wrocławska, Wydział Elektryczny, Katedra Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii,
Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, e-mail: lukasz.michalec@pwr.edu.pl

W rozdziale przedstawiono eksperymentalne badania emisji supraharmonicznych przewodzonych (2–150 kHz) generowanych przez falowniki fotowoltaiczne (PV) oraz falowniki bateryjnych magazynów energii (BME) pracujące w sieciach niskiego napięcia. Pomiary przeprowadzono w kontrolowanych warunkach laboratoryjnych z wykorzystaniem regeneracyjnych źródeł AC i DC, co umożliwiło pełną kontrolę punktu pracy falowników (P, Q). Zarejestrowane przebiegi napięć i prądów, próbkowane z częstotliwością 1 MHz, poddano analizie FFT zgodnie z normą IEC 61000-4-7 oraz zgrupowano w pasma 200 Hz. Uzyskane wyniki wykazują zależność między punktem pracy falownika a widmem emisji supraharmonicznych. W przypadku falowników PV obserwuje się wzrost poziomu emisji wraz ze wzrostem mocy pozornej, natomiast falowniki BME charakteryzują się częstotliwościowo zależnymi pikami emisji w pobliżu 20 kHz. Porównanie z obowiązującymi limitami emisji i kompatybilności elektromagnetycznej (EN 55015, EN 50065, IEC 61000-2-2) potwierdza, że aktualne normy nie regulują zakresu 9–150 kHz mimo jego potencjalnego wpływu na systemy komunikacji PLC. Uzyskane dane stanowią bazę referencyjną do walidacji sterowanych danymi modeli cyfrowych bliźniaków przekształtników energoelektronicznych.

Słowa kluczowe: zaburzenia przewodzone, emisja nieintencjonalna, supraharmoniczne, jakość energii elektrycznej, mikrosieć, falownik fotowoltaiczny, inwerter dwukierunkowy, magazyn energii elektrycznej

5.1. WSTĘP

Dynamiczny rozwój rozproszonych źródeł energii (DER), w tym instalacji fotowoltaicznych (PV) oraz bateryjnych magazynów energii (BME), prowadzi do zwiększenia złożoności zjawisk w sieciach elektroenergetycznych niskiego napięcia. Integracja urządzeń wyposażonych w przekształtniki energoelektroniczne stanowi wyzwanie w zakresie kompatybilności elektromagnetycznej (EMC) i jakości dostawy energii elektrycznej (PQ) [1]–[3].

Pewnym wyodrębnionym obecnie zagadnieniem są supraharmoniczne – składowe napięcia i prądy o częstotliwościach od 2 kHz do 150 kHz, które są nie w pełni objęte klasycznymi metodami oceny jakości dostaw energii elektrycznej (IEC 61000-4-7, IEC 61000-4-30, PN-EN 50160). Powstają one głównie w wyniku modulacji PWM w przekształtnikach AC/DC i DC/AC, a ich obecność może prowadzić do zakłóceń w pracy urządzeń elektrycznych, degradacji elementów pasywnych i błędów transmisji w systemach NB-PLC [4], [5].

Badania wskazują, że emisja supraharmoniczna ma charakter lokalny, zależny od impedancji sieci, topologii filtrów oraz punktu pracy urządzenia, określonego przez moc czynną i napięcie zasilające. Ich propagacja i kumulacja są uwarunkowane właściwościami połączeń i sprzężeń pasożytniczych [2], [3]. Najnowsze przeglądy Peiris i in. [6] oraz Rajkumar i in. [7] podkreślają konieczność standaryzacji metod pomiaru i klasyfikacji emisji w zakresie częstotliwości 2–150 kHz.

Zależność poziomu emisji od parametrów pracy falowników PV i inwerterów BME potwierdzili Menti i in. [8] oraz Barkas i in. [9]. Wykazano również, że zmiany impedancji odbiornika lub sieci mogą powodować zjawiska rezonansowe i znaczny wzrost poziomu amplitudy emisji [11]–[13]. Zaburzenia te mogą prowadzić również do zakłóceń akustycznych, nadmiernego nagrzewania elementów magnetycznych oraz interferencji z systemami sterowania [4], [7].

W ostatnich latach coraz większe znaczenie zyskuje modelowanie emisji supraharmonicznych w środowiskach symulacyjnych, stanowiące podstawę koncepcji bliźniaków cyfrowych (ang. *digital twins*) urządzeń energoelektronicznych [10], [11]. W niniejszej pracy nie opracowuje się pełnego bliźniaka cyfrowego – celem jest przygotowanie wysokorozdzielczych danych pomiarowych opisujących emisję supraharmoniczną, które mogą stanowić bazę odniesienia do walidacji modeli cyfrowych falowników PV i inwerterów BME w zakresie wyższych częstotliwości. Wyniki badań w postaci zarejestrowanych z wysoką częstotliwością próbkowania sygnałów napięcia i prądu, a także wysokorozdzielczych widm w zakresie 2–150 kHz, mogą stanowić bazę do tzw. modeli opartych na danych (ang. *data driven model*).

Badania zrealizowano w uproszczonym układzie laboratoryjnym, w którym pojedyncze źródło energii (falownik PV lub inwerter BME) współpracuje z dwukierunkowym symulatorem sieci AC. Takie rozwiązanie umożliwia jednoznaczny identyfikację poziomu emisji generowanej przez badane urządzenie bez wpływu innych odbiorników i efektów propagacji. Ponadto rolą zasilacza AC jest stabilizacja warunków napięcia zasilającego urządzenia, a także zdolność odprowadzenia energii do sieci publicznej. Jednocześnie falowniki fotowoltaiczne oraz bateryjne magazyny energii dają możliwość zadawania punktu pracy. Przez punkt pracy rozumie się zadaną relację pomiędzy mocą czynną i bierną. W przypadku falownika fotowoltaicznego zadawanie mocy czynnej generowanej odbywa się przez nastawę zasilacza DC pracującego jako źródło prądowe i symulator paneli fotowoltaicznych (ang. *photovoltaic array simulator*) włączonego na wejście DC falownika. Nastawa mocy biernej odbywa się przez zadaną badanemu urzą-

dzeniu wartość współczynnika mocy. W przypadku magazynu energii moc czynna ładowania/rozładowania zadawana jest przez operatora. Nastawę mocy biernej używa się również poprzez zadanie współczynnika mocy przez operatora.

Celem niniejszej pracy jest przedstawienie związków pomiędzy punktem pracy falownika fotowoltaicznego oraz baterijnego magazynu energii, a emisją supraharmoniczną. Badania dotyczą urządzeń współpracujących z siecią niskiego napięcia. Zaprezentowane rezultaty przedstawiają emisje indywidualne poszczególnych urządzeń, tzw. emisje pierwotne. Praca nie obejmuje zagadnień emisji wynikających z równoczesnej pracy wielu urządzeń.

W podrozdziale 5.2 przedstawiono obszar badań, obejmujący charakterystykę analizowanych urządzeń, konfigurację stanowiska laboratoryjnego oraz parametry zastosowanej aparatury pomiarowej. Opisano również procedurę wyznaczania punktów pracy oraz metody rejestracji sygnałów napięcia i prądu.

Podrozdział 5.3 zawiera opis materiałów i metod, w tym sposób przetwarzania zarejestrowanych danych, procedurę wyznaczania widm w zakresie 2–150 kHz oraz stosowane metody analizy. Uwzględniono także parametry filtracji, decymacji oraz techniki wizualizacji widm emisji.

W podrozdziale 5.4 zaprezentowano wyniki badań eksperymentalnych, obejmujące porównanie emisji supraharmonicznych dla różnych punktów pracy falowników PV i BME. Wyniki przedstawiono w postaci map widmowych, charakterystyk P – Q oraz porównań względem obowiązujących limitów kompatybilności elektromagnetycznej.

Podrozdział 5.5 stanowi dyskusję wyników i wnioski końcowe. Omówiono w nim zależności pomiędzy punktem pracy a charakterem emisji, wskazano istotne różnice pomiędzy urządzeniami PV i BME oraz przedstawiono rekomendacje dotyczące dalszych badań i możliwości wykorzystania danych pomiarowych w modelach bliźniaków cyfrowych.

5.2. PRZEDMIOT I ZAKRES BADAŃ

Przedmiotem badań są zaburzenia przewodzone generowane w zakresie częstotliwości od 2 do 150 kHz. przez falowniki fotowoltaiczne (PV) oraz inwertery bateryjnych magazynów energii (BME) przyłączone do sieci niskiego napięcia. W badaniach wykorzystano dedykowane stanowisko laboratoryjne zawierające programowalne źródło prądu DC pracujące jako symulator paneli fotowoltaicznych oraz regeneracyjny programowalny zasilacz AC pozwalający na realizację sprzętowo ekwiwalentu systemu zasilającego z jednoczesnym odseparowaniem od sieci publicznej. Zastosowane rozwiązanie pozwala również zapewnić znamionowe warunki napięcia zasilającego. W nawiązaniu do klasycznych badań emisji przyjęto uproszczony model sieci nN obejmujący pojedyncze urządzenie i jeden punkt przyłączenia. Dzięki temu uzyskano możliwość jednoznacznego przypisania mierzonych emisji badanemu urządzeniu.

Celem badań jest określenie cech charakterystyk widmowych emisji supraharmonicznych w powiązaniu z punktem pracy urządzenia (moc czynna P , moc bierna Q , napięcie DC) na strukturę emisji. W prezentowanych wynikach założono utrzymanie znamionowego napięcia zasilającego 0.4 kV. Przeprowadzone badania są częścią szerszych studiów ukierunkowanych na utworzenie bazy sygnałów napięcia i prądu oraz widm falowników PV i inwerterów BME, co stanowić może podstawę do weryfikacji modeli lub tworzenia w oparciu o dane pomiarowe bliźniaków cyfrowych tych urządzeń.

W celu interpretacji uzyskanych wyników w niniejszym podrozdziale przybliżono zagadnienia metod pomiaru widm w elektroenergetyce z uwzględnieniem supraharmonicznych. Poruszono kwestię braku dopuszczalnych limitów emisji dla przekształtników mocy dla zastosowań fotowoltaicznych w paśmie 9–150 kHz, a także odniesiono się do limitów emisji intencjonalnej w paśmie CENELEC A 3–90 kHz stosowanej w sieciach dystrybucyjnych do intencjonalnej transmisji po sieciach zasilających (ang. PLC – *power line communication*). Następnie zdefiniowano tzw. punkt pracy falownika fotowoltaicznego i bateryjnego magazynu energii jako jednostki wytwórczej w kategorii normy EN 50549 oraz tzw. kodeksów sieciowych. W tym celu wykorzystano cztero-kwadrantową płaszczyznę P – Q .

5.2.1. METODY POMIARU WIDM W ELEKTROENERGETYCE

Podstawą metod badań i pomiarów widm w elektroenergetyce są normy PN-IEC 61000-4-7 oraz PN-EN 61000-4-30. Począwszy od badań harmonicznych ujętych w normie 61000-4-7, tj. do 2 kHz (2,5 kHz), metoda pomiaru opiera się na dyskretniej transformacji Fouriera (DFT) z oknem prostokątnym o szerokości odpowiadającej w przybliżeniu 10 okresom składowej podstawowej. W rezultacie źródłowa rozdzielczość widma wynosi 5 Hz. Norma zaleca stosowanie grupowania wokół harmonicznych, czego efektem są widma o rozdzielczości 50 Hz

Norma odnosi się również do pomiarów w zakresie 2–9 kHz, wskazując na możliwość dalszego zastosowania DFT, przy czym przyjmuje się okno o stałej długości 200 ms (bez konieczności synchronizacji z częstotliwością podstawową do 10 pełnych okresów) oraz grupowanie energii analizowanego sygnału w pasmach częstotliwości, rozpoczynając od pierwszego centrowanego pasma powyżej zakresu harmonicznych, o częstotliwości środkowej 2,1 kHz. W rezultacie tej zasady grupowania w paśmie 2–9 kHz uzyskuje się widma z rozdzielczością 200 Hz.

W prezentowanych badaniach do oceny supraharmonicznych (9–150 kHz) zastosowano omawiane podejście grupowania w pasmach 200 Hz. Rejestracja przebiegów prowadzona była z częstotliwością próbkowania 1 MHz, co – zgodnie z twierdzeniem Nyquista–Shannona – umożliwia poprawne odwzorowanie sygnałów do 500 kHz. Analizę ograniczono do 150 kHz, zgodnie z zakresem pasma supraharmonicznych.

Dla parametryzacji widm w zakresie supraharmonicznym wykorzystano parametr TSHD (ang. *Total Supraharmonics Distortion*). Przetwarzanie danych obejmowało seg-

mentację sygnałów na okna 200 ms, analizę DFT, obliczenie wartości skutecznych RMS prązków widma oraz wyznaczenie wskaźników THD i TSHD opisujących poziom zaburzeń harmonicznych i supraharmonicznych [12].

W niniejszej pracy pełen zakres analizy obejmuje pasmo 2–150 kHz, zgodne z definicją supraharmonicznych. Jednak w przedstawionych na rysunkach widmach ograniczono zakres do 9–150 kHz. Wynika to z faktu, że dla pasma 2–9 kHz obowiązują odrębne procedury analizy i grupowania prązków zgodnie z IEC 61000-4-7 (częściowo pokrywające się z zakresem harmonicznych), a ponadto brak jest normatywnych limitów emisji i pasm transmisji PLC w tym obszarze. Pominięcie tej części zakresu pozwala na czytelniejsze zobrazowanie wyników w obszarze supraharmonicznym o znaczeniu praktycznym (9–150 kHz).

5.2.2. WYMAGANIA NORMALIZACYJNE DLA FALOWNIKÓW FOTOWOLTAICZNYCH

Falowniki PV i inwertery BME generują zaburzenia przewodzone w szerokim zakresie częstotliwości. Główne składniki widma wynikają z modulacji PWM, kluczowania tranzystorów lub tyrystorów, z uwzględnieniem zastosowanych filtrów indukcyjno-pojemnościowych na wyjściu. Badania Menti i in. [1] oraz Barkas i in. [4] wykazały, że poziom emisji zależy od mocy wyjściowej i parametrów sieci, a niekiedy także od warunków środowiskowych. Zjawiska rezonansowe w filtrach sprzęgających mogą znacząco zwiększać amplitudę emisji, co potwierdzają wyniki Aboutaleb i in. [5].

Podstawową normą dotyczącą emisji badanych urządzeń jest norma PN-EN 62920 dotycząca wymogów EMC dla przekształtników mocy z zastosowaniem do systemów fotowoltaicznych. W normie tej brak jest jednak wymagań dla emisji zaburzeń przewodzonych zakresie częstotliwości od 9 kHz do 150 kHz. Norma PN-EN 62920 obejmuje zakresem pasmo od 150 kHz do 30 MHz. Można jednak zauważyć, że w przedmiotowym zakresie 150 kHz–30 MHz norma ta jest zgodna z wymaganiami dla dopuszczalnej emisji zaburzeń radioelektrycznych odpowiednio: EN 55011 (urządzenia przemysłowe, naukowe i medyczne), EN 55014 (przysięgi powszechnego użytku, narzędzi elektrycznych i podobne), EN 55015 (urządzenia oświetleniowe i podobne) EN 55032 (urządzenia multimedialne). Powyższe normy obejmują wymaganiami pasmo 9–150 kHz. Stąd w prezentowanych badaniach przyjęto pewne założenie warunkowe, że poziomem odniesienia może być jedna z norm np. PN-EN 55015.

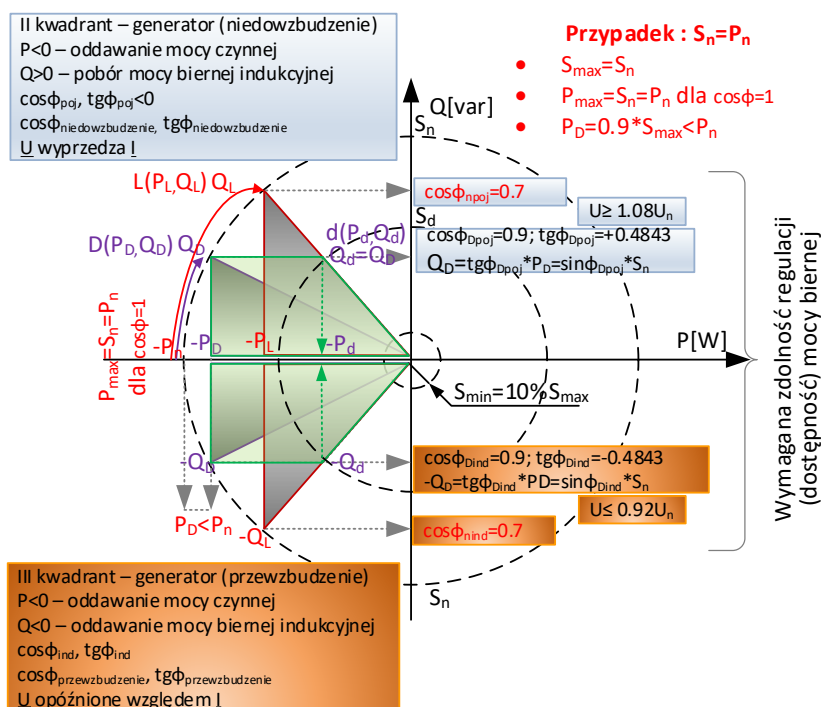
Ponadto warto również odnieść uzyskane wyniki widm do wymogów transmisji intencjonalnej PLC stosowanej w sieciach dystrybucyjnych niskich napięć. W tym celu można odnieść się do dopuszczalnych poziomów transmisji PLC określonych w normie PN-EN 50065-1. Zagadnienia transmisji PLC wchodzi w tzw. grupę MCS (ang. *mains communicating systems*), dla których poziomy dopuszczalne w zakresie 3–148.5 kHz zostały uwzględnione w nowelizacji normy PN-EN 50160 poświęconej zaburzeniom jakości energii.

Jako graniczne poziomy odniesienia dla widm z zakresu 2–150 kHz można wykorzystać poziom kompatybilności elektromagnetycznej wykazany w normie PN-IEC 61000-2-2 oraz poziom zaburzeń stosowane w badaniach odporności urządzeń wprowadzone w normach PN-IEC 61000-4-19.

Przytoczone normy zawierają krzywe limitów dopuszczalnych w omawianym paśmie 2–150 kHz. Podczas prezentacji widm omawianych urządzeń w różnych punktach pracy krzywe to zostaną naniesione na widma. Ponadto na rysunkach zaznaczone zostaną symbolicznie zakresy częstotliwości nośnych intencjonalnej transmisji PLC wybranych technologii: PRIME-DCSK (modulacja typu *Differential Code Shift Keying*), OSGP-BPSK (modulacja typu *Binary Phase Shift Keying*).

5.2.3. ODNIESIENIE DO CHARAKTERYSTYK REGULACYJNYCH FALOWNIKÓW FOTOWOLTAICZNYCH

Zgodnie z normą EN 50549-1:2019, falowniki PV i inwertery BME muszą umożliwiać regulację mocy czynnej (P) i biernej (Q) oraz udział w funkcjach wsparcia napięciowego i częstotliwościowego. Standardowym rozwiązaniem jest implementacja



Rys. 5.2.1. Zdolności regulacji mocy biernej modułów wytwórczych typu A z uwzględnieniem ograniczeń sprzętowych wynikających ze znamionowego współczynnika mocy

charakterystyki regulacyjnej $Q(U)$. Falownik fotowoltaiczny o mocy znamionowej S_n w trybie regulacji mocy biernej $Q(U)$ pozwala uzyskać wymaganą przez Operatora Systemu Dystrybucyjnego (OSD) moc bierną Q_D w obu kierunkach dla wymaganego $\cos\varphi_D = 0,9$ ($\cos\varphi_{poj}$, $\cos\varphi_{ind}$). Moc Q_D jest stale dostępna dopóki moc czynna na wyjściu falownika nie spadnie poniżej wartości P_d , tj. mocy dla której $\tan\varphi = Q_D/P_d = \tan\varphi_n$ nie osiągnie wartości znamionowej odpowiadającej sprzętowym zdolnościom regulacji mocy biernej falownika np. odpowiadający $\cos\varphi_n = 0,7$ ($\cos\varphi_D < \cos\varphi_n$). Przytoczone zagadnienia wymaganych zdolności regulacyjnych mocy biernej dla modułów wytwórczych typu „A”, takich jak falowniki fotowoltaiczne mikroinstalacji czy inwertery przydomowych magazynów energii zaprezentowano obrazowo na rys. 5.2.1.

Zmiana parametrów wpływa na pracę układów modulacji PWM, a tym samym na strukturę widma emisji supraharmonicznych [6].

5.3. METODYKA BADAŃ

5.3.1. UKŁAD POMIAROWY

Układ pomiarowy przedstawiono na rys. 5.3.1. Stanowisko zostało zaprojektowane w celu rejestracji przebiegów napięć i prądów generowanych przez falownik fotowoltaiczny (PV) lub inwerter baterijnego magazynu energii (BME), pracujących jako pojedyncze źródła energii. System umożliwia analizę zaburzeń przewodzonych w szerokim zakresie częstotliwości, obejmującym zarówno harmoniczne, jak i supraharmoniczne (2–150 kHz).

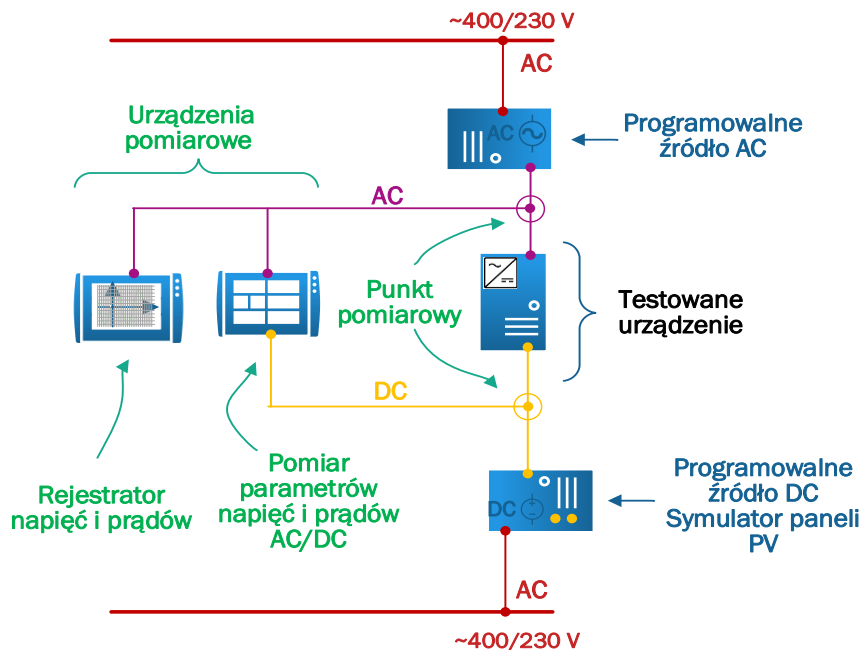
Do pomiaru punktów pracy badanych urządzeń wykorzystano analizator jakości energii Sonel PQM-710. W zbiorze wielkości pomiarowych ujęto wartości skutecznych napięć i prądów, mocy czynnej, biernej oraz pozornej, a także współczynnika mocy.

Drugim elementem stanowiska jest rejestrator przebiegów oscyloskopowych napięć i prądów oparty na karcie pomiarowej National Instruments osadzonej na platformie cRIO. Zastosowane moduły pomiarowe umożliwiają jednoczesny zapis danych z ośmiu kanałów napięciowych (± 400 V) z maksymalną częstotliwością próbkowania 1 MHz na kanał i rozdzielczością 16 bitów.

Źródłem prądu po stronie DC był programowalny zasilacz regeneracyjny ITECH IT6018B-1500-30 (zakres 1500 V, 40 A, 18 kW), pełniący funkcję symulatora paneli fotowoltaicznych. Urządzenie współpracowało z oprogramowaniem IT9000 PV6000, pozwalającym na odwzorowanie charakterystyk prądowo-napięciowych paneli PV oraz kontrolowaną zmianę warunków nasłonecznienia.

Po stronie AC zastosowano regeneracyjny symulator sieci elektroenergetycznej ITECH IT7921EP-350-105 o mocy znamionowej 21 kVA, napięciu wyjściowym do 350 V i prądzie 105 A. Urządzenie to pracowało w trybie dwukierunkowym (ang. *bidirec-*

tional), umożliwiając zarówno zasilanie badanego falownika, jak i wyprowadzenie energii do sieci publicznej. Takie rozwiązanie pozwalało symulować warunki rzeczywistej pracy przekształtnika przy pełnej kontroli parametrów napięcia sieciowego.



Rys. 5.3.1. Schemat stanowiska pomiarowego do badań emisji przewodzonej falownika PV

Punkt pomiarowy zlokalizowany po stronie AC umożliwiał jednoczesne pobieranie danych z rejestratora sygnałów i analizatora mocy. Dane były następnie eksportowane do środowiska MATLAB, w którym prowadzono dalszą analizę widmową i porównawczą.

Na potrzeby badań zaburzeń przewodzonych przyjęto uproszczony model sieci niskiego napięcia obejmujący pojedyncze źródło energii (falownik PV lub inwerter BME) połączone z dwukierunkowym symulatorem sieci AC. W układzie nie występowały inne odbiorniki ani urządzenia zakłócające. Takie założenie pozwala na jednoznaczną identyfikację i ocenę poziomu emisji generowanej przez badane urządzenie w różnych punktach pracy.

5.3.2. ANALIZA WIDMOWA I GRUPOWANIE PASM

Analiza widmowa została przeprowadzona w oparciu o zarejestrowane sygnały napięć i prądów po stronie AC badanego urządzenia – falownika fotowoltaicznego (PV)

lub inwertera baterijnego magazynu energii (BME). Rejestracja danych z częstotliwością próbkowania 1 MHz umożliwiła dokładną analizę przebiegów w zakresie do 500 kHz (maksymalna częstotliwość sygnału, która może zostać poprawnie odwzorowana bez zjawiska aliasingu). Jednak w niniejszej pracy zakres analizy widmowej ograniczono do częstotliwości 150 kHz, zgodnie z powszechnie przyjętą definicją pasma supraharmoniczných (2–150 kHz).

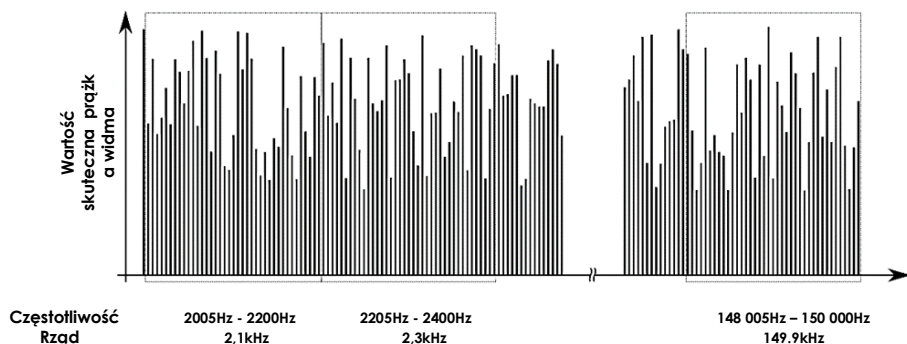
Zarejestrowane przebiegi zostały poddane segmentacji czasowej na okna o długości 200 ms. Dla każdego segmentu wykonano dyskretną transformatę Fouriera (DFT) z rozdzielczością częstotliwościową 5 Hz. Widmo zostało następnie przeliczone do wartości skutecznych (RMS) prązków, z uwzględnieniem normalizacji okna. Wyniki analizy częstotliwościowej przetwarzano zgodnie z zaleceniami normy IEC 61000-4-7 (Aneks B), stosując grupowanie prązków widma w pasma o szerokości 200 Hz. Wartość skuteczna dla danego pasma k została obliczona jako pierwiastek sumy kwadratów wartości RMS wszystkich prązków należących do tego pasma:

$$U_{k, 200 \text{ Hz}}^{\text{RMS}} = \sqrt{\sum_{i \in B_k} (U_i^{\text{RMS}})^2},$$

gdzie:

U_i^{RMS} – wartość skuteczna pojedynczego prązka po normalizacji DFT,

B_k – zbiór prązków częstotliwości należących do k -tego pasma o szerokości 200 Hz.



Rys. 5.3.2. Grupowanie prązków widma w pasma 200 Hz zgodnie z IEC 61000-4-7

Zgrupowane pasma $U_{k, 200 \text{ Hz}}^{\text{RMS}}$ zostały przeliczone i przedstawione w jednostkach dB μ V, zgodnie z relacją:

$$U_{k, \text{dB}\mu\text{V}}^{\text{RMS}} = 20 \log_{10} \left(\frac{U_{k, 200 \text{ Hz}}^{\text{RMS}}}{1 \mu\text{V}} \right),$$

Uzyskane wartości $U_{k, \text{dB}\mu\text{V}}^{\text{RMS}}$ tworzą tzw. widmo pasmowe (*band spectrum*), które umożliwia identyfikację obszarów o podwyższonym poziomie emisji oraz porównanie poziomu zaburzeń pomiędzy różnymi punktami pracy falownika (P , Q).

Zastosowanie tej jednostki umożliwia bezpośrednie porównanie wyników z limitami kompatybilności elektromagnetycznej (EMC) określonymi w normach EN 55011 / CISPR 16-1-1 oraz prezentację wyników w formacie graficznym typowym dla analiz supraharmonicznych.

Dla celów porównawczych obliczono również globalne wskaźniki poziomu emisji zaburzeń przewodzonych w napięciu, tj.:

- TSHD_U (*Total Supraharmonic Distortion*) – całkowite zniekształcenie supraharmoniczne w zakresie rozpatrywanym zakresie [12].

$$\text{TSHD}_U = \sqrt{\sum_{B=1}^{N_B} (U_{k, \text{dB}\mu\text{V}}^{\text{RMS}})^2},$$

gdzie:

$U_{k, \text{dB}\mu\text{V}}^{\text{RMS}}$ – wartość skuteczna napięcia wyrażona w dB μ V w B -tym paśmie o szerokości 200 Hz,

N_B – liczba pasm w analizowanym zakresie częstotliwości (np. $N_B(f_{\text{max}} - f_{\text{min}})/200 \text{ Hz}$).

Wskaźnik TSHD_U stanowi rozszerzenie klasycznego pojęcia całkowitych zniekształceń harmonicznnych (THD) na wyższe częstotliwości i umożliwia ilościową ocenę poziomu emisji supraharmonicznych napięcia. Należy podkreślić się nie odwoływać się on do składowej podstawowej badanego sygnału. Parametr ten wykorzystano do celów porównawczych emisji falowników w różnych punktach pracy. Baza oscylogramów napięć i prądów po stronie AC falownika fotowoltaicznego (PV) oraz inwertera bateryjnego magazynu energii (BME), wykorzystanych do obliczenia wskaźnika TSHD_U, została zebrana w wybranych punktach pracy urządzeń, reprezentujących różny udział mocy czynnej (P) i biernej (Q).

5.4. WYNIKI BADAŃ

Na rysunku 4.1 przedstawiono legendę obowiązujących limitów emisji, kompatybilności oraz odporności w zakresie częstotliwości od 9 kHz do 150 kHz, wraz z dopuszczalnymi poziomami emisji wykorzystywanymi przez systemy transmisji danych w sieciach elektroenergetycznych niskiego napięcia (PLC – *Power Line Communication*). Oznaczenia te będą konsekwentnie stosowane na rysunkach przedstawiających widma supraharmonicznych badanych urządzeń.

- PLC PRIME (42–89 kHz)
- PLC DCSK (18–44, 38–63, 58–89 kHz)
- PLC OSGP 75 ± 5 kHz
- PLC OSGP 86 ± 5 kHz
- (I) Odporność — IEC 61000-4-19 (L4)
- - (I) Odporność — IEC 61000-4-19 (L3)
- - - (S) EN 50160:2019
- - - (S) IEC 61000-2-2 AMD1 (UP)
- (S) EN 50065 (UP, NB)
- - - (K) IEC 61000-2-2 AMD1 (COMP)
- (K) IEC 61000-2-2 AMD2 (COMP)
- (E) EN 55015
- - - (E) EN 50065 (DN)

Rys. 5.4.1. Oznaczenia wybranych krzywych określających limity odporności, kompatybilności oraz emisji intencjonalnej w paśmie 2–150 kHz

Legenda oznaczeń na rys. 5.4.1:

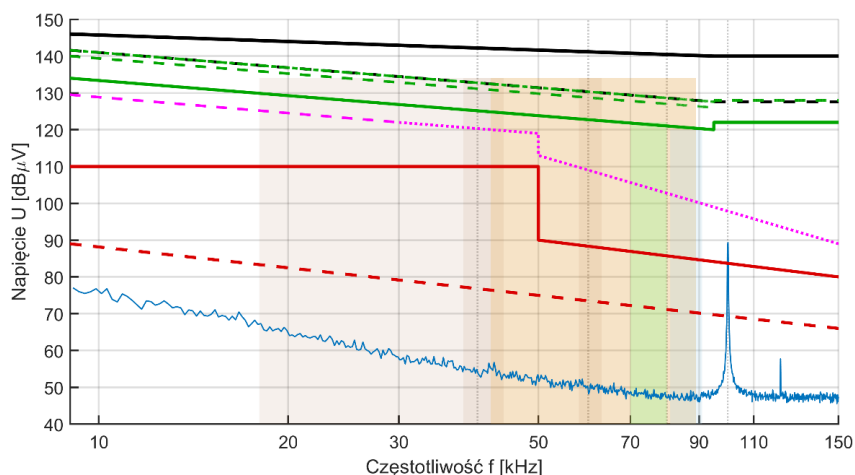
Limity odporności L4 oraz L3 według normy IEC 61000-4-19, które określają minimalne poziomy odporności urządzeń na zaburzenia przewodzone.

Limity kompatybilności z dokumentów EN 50160:2019 oraz IEC 61000-2-2 AMD1/AMD2, definiujące dopuszczalne poziomy.

Limity emisji dla urządzeń elektrycznych i oświetleniowych z norm EN 55015 i EN 50065, obejmujące odpowiednio pasma „UP” (95–148,5 kHz) oraz „DN” (3–95 kHz).

Zakresy komunikacji PLC, oznaczone kolorowymi pasmami:

- PLC DCSK – 18–44, 38–63 i 58–89 kHz,
- PLC PRIME – 42–89 kHz,
- PLC OSGP – 70–80 kHz oraz 81–91 kHz.



Rys. 5.4.2. Charakterystyka emisji supraharmonicznych w odniesieniu do limitów dla zasilacza programowalnego AC w trybie pracy jałowym – tzw. widmo odniesienia

Na wszystkich kolejnych wykresach w niniejszym podrozdziale zastosowano oznaczenia wprowadzonych limitów.

W pierwszym rzędzie w celu weryfikacji poprawności układu pomiarowego oraz wyznaczenia poziomu tła dla badanych widm, wykonano pomiar napięcia na wyjściu programowalnego zasilacza dwukierunkowego ITECH IT-7921 EP (21 kVA) trybie pracy jałowym, tj. w warunkach pracy bez obciążenia. Uzyskano w ten sposób tzw. widmo odniesienia, które przedstawiono na rys. 5.4.2.

Uzyskany rozkład amplitud w zakresie 9–150 kHz wskazuje na bardzo niski poziom zaburzeń, co potwierdza właściwe ekranowanie i filtrowanie wewnętrznych obwodów wyjściowych zasilacza. Jedynym wyraźnym maksimum widocznym w widmie jest wąskopasmowy pik w okolicach 100 kHz o poziomie około 90 dB μ V.

Na tej podstawie uznano, że na wszystkich dalszych wykresach widoczna składowa w zakresie 100 kHz pochodzi od zasilacza ITECH, a nie jest wynikiem pracy badanych urządzeń.

Tabela 5.4.1. Wartości wskaźnika TSHD_U dla programowalnego źródła AC w stanie jałowym – widmo odniesienia

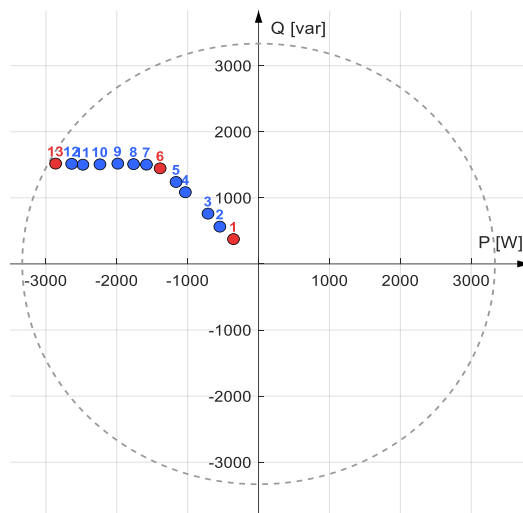
Punkt pracy urządzenia	Zakres częstotliwości [kHz]			
	2–9	9–30	30–95	95–150
	TSHD _U [dB μ V]			
$S = 114 \text{ VA}$, $P = 58,9 \text{ W}$, $Q = 97,7 \text{ var}$, $\cos\varphi = 0,5$ $U_{\text{RMS}} = 230 \text{ V}$, $I_{\text{RMS}} = 0,5 \text{ A}$	97.974	89.688	77.164	92.234

5.4.1. WYNIKI PORÓWNAWCZE EMISJI FAŁOWNIKA FOTOWOLTAICZNEGO

Na rysunku 5.4.3 przedstawiono zestawienie punktów pracy jednofazowego falownika fotowoltaicznego o mocy znamionowej 10 kVA/10 kW, współczynnika mocy $\cos\varphi_n = 0,7$ i napięciu wyjściowym $U_n = 230 \text{ V}$.

Źródłem napięcia po stronie DC był programowalny zasilacz regeneracyjny odwzorowanie charakterystyk prądowo-napięciowych paneli PV oraz kontrolowaną zmianę warunków nasłonecznienia. Dzięki temu możliwe było płynne sterowanie punktem pracy falownika w zakresie mocy czynnej. Parametry mocy biernej ustalony był zgodnie z wymaganiami charakterystyki $Q(U)$. Na wykresie przedstawiono wszystkie zarejestrowane punkty pracy, natomiast kolorem czerwonym oznaczono punkty charakterystyczne wybrane do dalszej analizy.

Każdy z punktów odpowiada 200-ms fragmentowi sygnału napięcia i prądu, dla którego przeprowadzono analizę zgodną z IEC 61000-4-7 (okno 10 T, siatka 5 Hz) oraz dodatkowe grupowanie pasm supraharmonicznych wg Aneksu B (pasma 200 Hz).



Rys. 5.4.3. Punkty pracy P–Q uzyskane w wyniku symulacji sprzętowej dla zadanych punktów pracy reprezentujących charakterystykę $Q(U)$ – w oznaczonych punktach zebrano sygnały napięcia i prądu na wyjściu falownika, które poddano analizie widma w zakresie supraharmonicznych

Na rysunku 5.4.4 zestawiono trzy wybrane widma napięcia dla punktów pracy falownika reprezentujących odpowiednio:

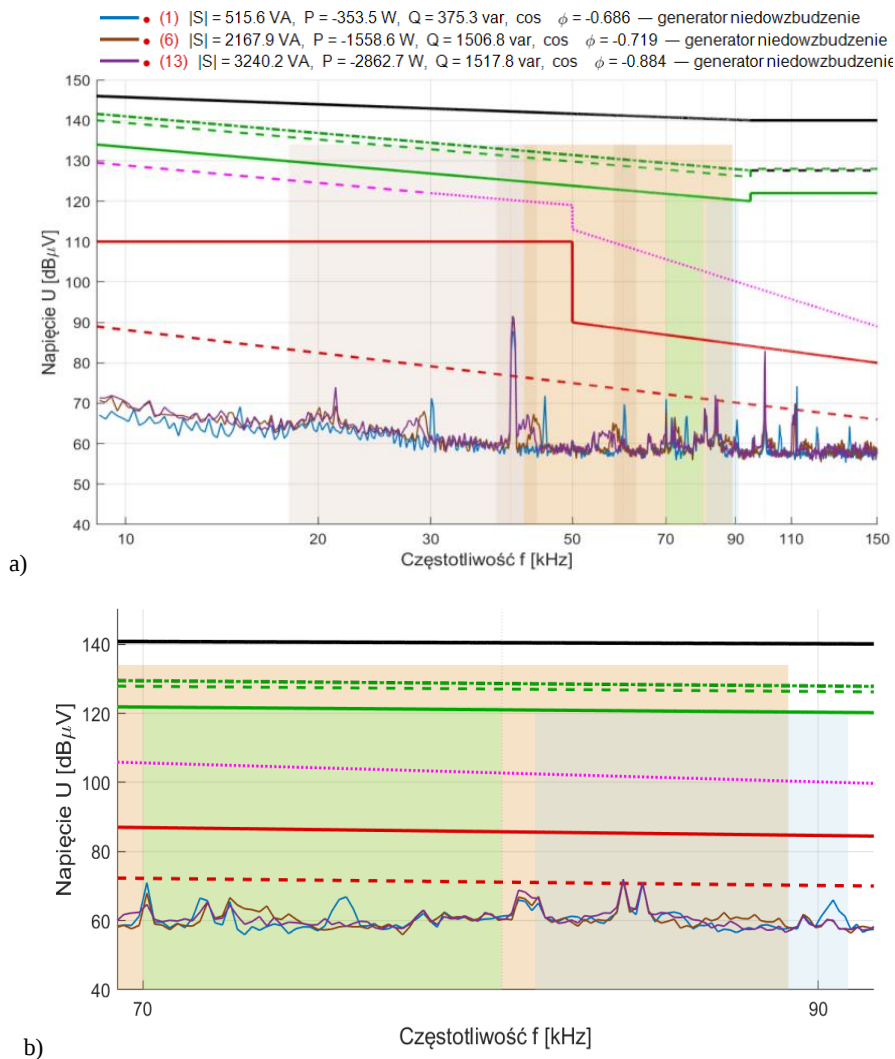
- niski poziom obciążenia (wartości na fazę: $S = 516$ VA, $P = 375$ W, $Q = 375$ var, $\cos \varphi \approx 0.7$), pkt 1 na rys 5.4.3,
- średni poziom obciążenia (wartości na fazę: $S = 2321$ VA, $P = 1558$ W, $Q = 1506$ var, $\cos \varphi \approx 0.8$), pkt 6 na rys. 5.4.3,
- obciążenie bliskie mocy znamionowej, odpowiadające wymaganiom OSD (wartości na fazę: $S = 3240$ VA, $P = 2863$ W, $Q = 1517$ var $\cos \varphi \approx 0.90$), pkt. 13, na rys. 5.4.3.

Do celów porównawczych na rysunkach widm zachowano krzywe limitów dopuszczalnych emisji, transmisji oraz odporności, a także obrazowo zaznaczono pasma częstotliwości nośnych wybranych technologii PLC.

Analiza widm pozwala sformułować następujące spostrzeżenia:

- Dla najmniejszego obciążenia amplitudy emisji utrzymują się na poziomie 60–70 dB μ V, bez wyraźnych harmonicznnych dominujących poza pikami z okolic 100 kHz.
- Wraz ze wzrostem mocy pozornej obserwuje się zwiększenie amplitudy emisji w zakresie 60–120 kHz, co jest zgodne z literaturą [1]–[3], gdzie wskazuje się na zależność pomiędzy prądem obciążenia a napięciami pasożytniczymi generowanymi przez przekształtnik.
- Poziomy w pasmach transmisyjnych PLC PRIME (42–89 kHz) i PLC OSGP (70–91 kHz) pozostają istotnie poniżej limitów emisji EN 55015 i EN 50065,

jednak ich wzrost w zakresie wyższych mocy może prowadzić do pogorszenia kompatybilności w systemach komunikacji PLC.



Rys. 5.4.4. Charakterystyki emisji supraharmonicznych w odniesieniu do limitów oraz pasm transmisji PLC dla falownika fotowoltaicznego w wybranych punktach pracy (P , Q): punkty 1, 6, 13 na rys. 5.4.3: a) pełne pasmo 2–150 kHz, b) przybliżenie dla pasma 70–90 kHz w obrębie częstotliwości nośnych technologii PLC OSGP

Dla parametrycznej oceny widm w wybranych punktach pracy dokonano obliczeń współczynnika TSHD_U w wybranych podpasmach. Wyniki zebrano w tabeli 5.4.2.

Tabela 5.4.2. Wartości wskaźnika TSHD_U w wybranych zakresach częstotliwości dla falownika fotowoltaicznego w analizowanych punktach pracy: 1, 6, 13 na rys. 5.4.3

Punkt pracy urządzenia	Zakres częstotliwości [kHz]			
	2–9	9–30	30–95	95–150
	TSHD_U [dB μ V]			
Pkt 1 na rys. 4.3 wartości na fazę: $S = 516 \text{ VA}$, $P = 375 \text{ W}$, $Q = 375 \text{ var}$, $\cos \varphi \approx 0,7$, $U_{\text{RMS}} = 230,3 \text{ V}$, $I_{\text{RMS}} = 2,2 \text{ A}$	102,439	84,029	92,777	85,592
Pkt 6 na rys. 4.3 wartości na fazę: $S = 2321 \text{ VA}$, $P = 1558 \text{ W}$, $Q = 1506 \text{ var}$, $\cos \varphi \approx 0,8$, $U_{\text{RMS}} = 230,3 \text{ V}$, $I_{\text{RMS}} = 10,1 \text{ A}$	104,308	86,245	94,765	86,135
Pkt 13 na rys. 4.3 wartości na fazę: $S = 3240 \text{ VA}$, $P = 2863 \text{ W}$, $Q = 1517 \text{ var}$, $\cos \varphi \approx 0,9$, $U_{\text{RMS}} = 230,5 \text{ V}$, $I_{\text{RMS}} = 14,1 \text{ A}$	104,711	86,546	95,776	86,911

W przypadku badanego falownika fotowoltaicznego wartości współczynnika TSHD_U w poszczególnych zakresach częstotliwości nieznacznie, ale wzrastają wraz ze zwiększeniem mocy pozornej i czynnej urządzenia. Dla najmniejszego obciążenia (punkt 1) poziom TSHD_U w paśmie 2–9 kHz wynosi ok. 102 dB μ V, natomiast przy pracy bliskiej mocy znamionowej (punkt 13) wzrasta do ok. 105 dB μ V. Podobna tendencja utrzymuje się w paśmie 30–95 kHz, gdzie wskaźnik zwiększa się z 92,8 dB μ V do 95,8 dB μ V. Oznacza to, że emisja supraharmoniczna rosnąco koreluje z mocą wyjściową falownika.

W paśmie najwyższym (95–150 kHz) wartości TSHD_U pozostają relatywnie stabilne, co sugeruje skuteczne działanie filtrów wyjściowych falownika w zakresie wyższych częstotliwości.

Wraz ze wzrostem obciążenia amplitudy emisji supraharmonicznych ulegają zwiększeniu, szczególnie w środkowej części widma (60–120 kHz),

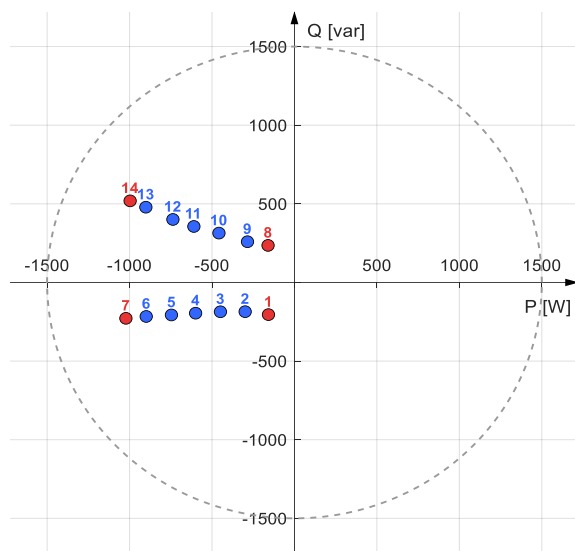
5.4.2. WYNIKI PORÓWNAWCZE EMISJI BATERyjNEGO INWERTERA

Układ badawczy obejmował inwerter – ładowarkę 3 kVA / 2,5 kW / $\cos \varphi_n = 0,8$ (1f) zasilany z bateryjnego magazynu energii. W prezentowanym przypadku analizowano jedną fazę, zachowując moc pozorną w zakresie do ok. 1,5 kVA. Zastosowano ten sam układ pomiarowy zaprezentowany na rys. 5.3.1, z tym, że zamiast falownika PV sterowanego na wejściu zasilaczem programowalnym DC zastosowano rzeczywisty układ

baterijnego magazynu energii. Źródłem DC była bateria niskonapięciowa 48 V 2,4 kWh o znamionowym rekomendowanym prądzie ładowania/rozładowania 25 A.

Każdy punkt odpowiada stabilnemu 200-ms odcinkowi pracy urządzenia, w którym zarejestrowano sygnały napięcia i prądu wyjściowego w celu przeprowadzenia analizy widm supraharmonicznych.

Na rysunku 5.4.5 przedstawiono punkty pracy baterijnego inwertera energii uzyskane w wyniku testów sprzętowych przeprowadzonych w trybie pracy ze stałym współczynnikiem mocy $\cos\varphi = 1$ (teoretycznie praca czysto czynna) oraz $\cos\varphi = 0,9$ (praca z udziałem mocy biernej). Układ ten umożliwia precyzyjne odwzorowanie rzeczywistych warunków pracy urządzenia. Punkty pracy 1, 7, 8 oraz 14 z rys. 5.4.5 zostały poddane analizie widmowej w zakresie supraharmonicznych.



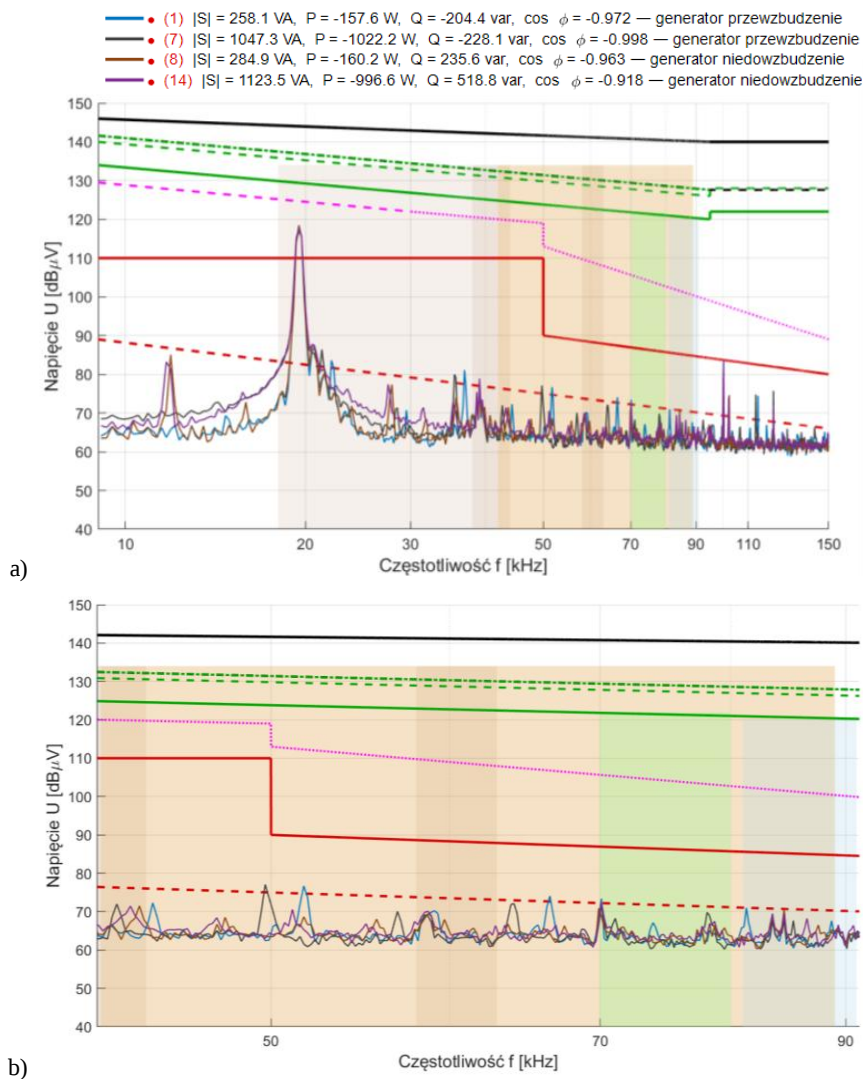
Rys. 5.4.5. Punkty pracy P – Q uzyskane w wyniku symulacji sprzętowej pracy ze stałym współczynnikiem mocy $\cos\varphi = 1$ oraz $\cos\varphi = 0,9$ – zebrane sygnały napięcia i prądu na wyjściu falownika poddane następnie analizie widma supraharmonicznych

Wszystkie punkty znajdują się wewnątrz okręgu mocy pozornej $S = 1,5$ kVA, co potwierdza zgodność z ograniczeniami znamionowymi przekształtnika.

Zarejestrowane sygnały napięcia i prądu wyjściowego poddano analizie widmowej w paśmie 9–150 kHz, z wykorzystaniem tej samej metodologii co w przypadku falownika fotowoltaicznego.

Wszystkie cztery widma emisji przewodzonej w badanym zakresie częstotliwości mają zbliżony poziom. Zmiana punktu pracy urządzenia (różne wartości S , P , Q) nie

wpływa istotnie na poziom szerokopasmowy, a jedynie na amplitudy niektórych prązków.



Rys. 5.4.6. Charakterystyki emisji supraharmonicznych w odniesieniu do limitów oraz pasm transmisji PLC dla inwertera bateryjnego magazynu energii w wybranych punktach pracy (P , Q): punkty 1,7,8 14 na rys. 5.4.5: a) pełne pasmo 2–150 kHz, b) przybliżenie dla pasma 40–90 kHz w obrębie częstotliwości nośnych technologii PLC PRIME-DCSK, OSGP-BPSK

Najbardziej widocznym elementem jest silny prązek w zakresie około 19–20 kHz o poziomie lokalnym dochodzącym do 116–118 dB μ V.

Tabela 5.4.3. Wartości wskaźnika $TSHD_U$ w wybranych zakresach częstotliwości dla inwertera bateryjnego magazynu energii w analizowanych punktach pracy: 1, 7, 8, 14 na rys. 5.4.5

Punkt pracy urządzenia	Zakres częstotliwości [kHz]			
	2–9	9–30	30–95	95–150
	$TSHD_U$ [dB μ V]			
Pkt 1 na rys. 4.5 wartości na fazę: $S = 258$ VA, $P = -160$ W, $Q = -204$ var, $\cos \varphi \approx 1$, $U_{RMS} = 230,2$ V, $I_{RMS} = 0,7$ A	92.758	121.147	91.210	88.523
Pkt 7 na rys. 4.5 wartości na fazę: $S = 1047$ VA, $P = -1022$ W, $Q = -228$ var, $\cos \varphi \approx 1$, $U_{RMS} = 230,3$ V, $I_{RMS} = 4,44$ A	93.194	120.721	91.034	87.641
Pkt 8 na rys. 4.5 wartości na fazę: $S = 284$ VA, $P = -160$ W, $Q = 235$ var, $\cos \varphi \approx 0,9$, $U_{RMS} = 230,2$ V, $I_{RMS} = 0,7$ A	93.630	121.181	90.601	88.766
Pkt 14 na rys. 4.5 wartości na fazę: $S = 1123$ VA, $P = -997$ W, $Q = -518$ var, ($\cos \varphi \approx 0,9$), $U_{RMS} = 230,3$ V, $I_{RMS} = 4,7$ A	93.270	121.217	91.103	88.997

Wartości współczynnika $TSHD_U$ dla inwertera BME w najniższym paśmie (2–9 kHz) są stabilne – w granicach 92–93 dB μ V – i nie wykazują znaczącej zależności od punktu pracy.

Natomiast w paśmie 9–30 kHz obserwuje się stałą i wyraźną dominację – wskaźnik osiąga wartości ok. 120–121 dB μ V niezależnie od mocy czynnej lub biernej. Oznacza to istnienie trwałego źródła emisji w tym paśmie, prawdopodobnie związanego z częstotliwością kluczkowania. Wysoki i stały poziom w paśmie 9–30 kHz może być jednak problematyczny z punktu widzenia współlistnienia z systemami PLC (np. PRIME, DCSK), które wykorzystują to właśnie pasmo do transmisji danych

W pozostałych zakresach (30–150 kHz) poziomy emisji są znacznie niższe i zbliżone do siebie (ok. 88–91 dB μ V), co wskazuje na stabilny charakter emisji.

W przeciwieństwie do falownika PV, zmiana punktu pracy inwertera BME (różne wartości P i Q) nie prowadzi do zauważalnego wzrostu całkowitej emisji, a jedynie wpływa na niewielkie różnice amplitud w poszczególnych prążkach. Może to być również związane z relatywnie małą mocą urządzenia. Ograniczenia mocowe wynikają z parametrów znamionowych baterii: rekomendowany prąd ładowania/rozładowania wynosi 25A przy napięciach podczas ładowania (52,5–53,5) V oraz napięciach podczas rozładowania (44,5–53,5) V. Osiągalne moce czynne po stronie DC podczas rozładowania są z zakresu (1,312, 1,337) kW. Inwerter magazynu energii ma zdolność 3 kVA

oraz znamionowy współczynnik mocy $\cos\varphi_n = 0.8$, tj. $\operatorname{tg}\varphi_n = 0.75$. Przyjmując wysoką sprawność konwersji DC/AC dostępna moc bierna jest z zakresu (0.984, 1.0) kvar, S (1.64, 1.617) kVA.

5.5. DYSKUSJA I WNIOSKI

Przeprowadzone badania wykazały, że punkt pracy urządzenia, wyrażony mocą czynną i bierną (P , Q), może mieć wpływ na emisję supraharmonicznych generowanych przez falowniki fotowoltaiczne oraz inwertery bateryjnych magazynów energii. W przypadku badanego falownika fotowoltaicznego o mocy 10 kVA / 10 kW obserwuje się zauważalny wzrost amplitud prązków widma w miarę zwiększania wyjściowej mocy pozornej. Największe zmiany poziomów emisji występują w zakresie częstotliwości od 60 do 120 kHz, co potwierdza, że charakter pracy przekształtnika oraz jego obciążenie wpływają na strukturę widma. Dla inwertera badanego bateryjnego magazynu energii poziomy emisji w badanym paśmie 9–150 kHz pozostają stosunkowo stabilne, niezależnie od punktu pracy, choć widoczne są lokalne maksima w rejonie 19–20 kHz. Badane urządzenie umożliwiało uzyskanie stosunkowo niewielkiej mocy wyjściowej rozładowania około 1.5k VA.

Urządzenia spełniające obecne wymagania kompatybilności elektromagnetycznej (EMC) dla pasma poniżej 2 kHz, mogą jednocześnie generować zaburzenia w zakresie supraharmonicznym (2–150 kHz), który nie jest objęty obowiązującymi normami. Takie zaburzenia, choć formalnie dopuszczalne, mogą wpływać na systemy transmisji danych po liniach zasilających (PLC), a także na inne wrażliwe urządzenia pracujące w sieciach niskiego napięcia. Brak jednoznacznych limitów emisji w tym zakresie częstotliwości utrudnia porównywalność wyników i ocenę wpływu różnych technologii przekształtnikowych na jakość dostaw energii elektrycznej.

Wyniki potwierdziły także, że emisja supraharmoniczna ma charakter lokalny i w dużej mierze zależy od impedancji sieci oraz topologii filtrów wyjściowych urządzenia. Z tego względu istotne jest uwzględnienie tych zjawisk w procesie modelowania i symulacji przekształtników energoelektronicznych. Dane zarejestrowane z wysoką częstotliwością próbkowania (1 MHz) mogą stanowić zbiór referencyjny dla walidacji modeli numerycznych oraz opracowania tzw. bliźniaków cyfrowych falowników PV i inwerterów BME. Modele takie umożliwią przewidywanie poziomu emisji w zależności od punktu pracy oraz warunków przyłączenia do sieci.

Przeprowadzone eksperymenty potwierdzają zasadność rozszerzenia istniejących norm i specyfikacji technicznych o wymagania dotyczące emisji w paśmie 2–150 kHz. Uwzględnienie tych parametrów w charakterystykach regulacyjnych i systemach sterowania przekształtników przyczyni się do poprawy kompatybilności elektromagnetycznej, a także zwiększy wiarygodność modeli cyfrowych stosowanych w badaniach i zarządzaniu mikrosieciami niskiego napięcia.

Tabela 5.4.4. Skróty i oznaczenia użyte w pracy

Oznaczenie/Skrót	Opis
AC	Alternating Current – prąd przemienny
BME	Bateryjny Magazyn Energii (Battery Energy Storage System)
$\cos\varphi$	Współczynnik mocy
DC	Direct Current – prąd stały
DER	Distributed Energy Resources – rozproszone źródła energii
DT	Digital Twin – bliźniak cyfrowy
EMC	Electromagnetic Compatibility – kompatybilność elektromagnetyczna
EN/PN-EN/IEC/CISPR	Normy europejskie i międzynarodowe dot. pomiarów EMC
EN 50160, EN 50549-1, EN 62920	Normy jakości dostaw energii i wymagań dla źródeł rozproszonych
FFT	Fast Fourier Transform – szybka transformata Fouriera
f_0	Częstotliwość podstawowa (50 Hz)
HF	High Frequency – wysoka częstotliwość
IEC 61000-4-7, -4-19, -4-30	Normy opisujące metody analizy widm i zaburzeń
INV / Inverter	Inwerter – przekształtnik DC/AC
I_{RMS}	Wartość skuteczna prądu
LV	Low Voltage – sieć niskiego napięcia
MCS	Mains Communicating Systems – systemy komunikacji po sieci zasilającej
NI	National Instruments – producent platformy pomiarowej
nN	Sieć niskiego napięcia (0,4 kV)
OSGP/PRIME/DCSK/IDIS	Standardy transmisji PLC w pasmach 3–148,5 kHz
P	Moc czynna [W]
PLC	Power Line Communication – komunikacja po liniach zasilających
P_n , Q_n , S_n	Wartości znamionowe mocy czynnej, bierniej i pozornej
PQ	Power Quality – jakość dostaw energii elektrycznej
PWM	Pulse Width Modulation – modulacja szerokości impulsu
PV	Photovoltaic – instalacja fotowoltaiczna, falownik PV
Q	Moc bierna [var]
RMS	Root Mean Square – wartość skuteczna
S	Moc pozorna [VA]
SH/SHs	Supraharmonics – supraharmoniczne (zaburzenia przewodzone 2–150 kHz)
S_n	Moc pozorna znamionowa [VA]
THD	Total Harmonic Distortion – całkowite zniekształcenia harmoniczne
TSHD/TSHD _U	Total Supraharmonic Distortion – całkowite zniekształcenia supraharmoniczne ogólnie / dla napięcia
U_{RMS}	Wartość skuteczna napięcia

FINANSOWANIE

Badania przeprowadzono w ramach projektu FlexBIT, finansowanego przez CETPartnership, Clean Energy Transition Partnership, w ramach naboru wniosków badawczych w 2023 roku, współfinansowanego

przez komisję europejską (GA nr 101069750) oraz agencje finansujące, których listę można znaleźć na stronie <https://cetpartnership.eu/funding-agencies-and-call-modules>. Agencją finansującą w Polsce jest Narodowe Centrum Badań i Rozwoju.

LITERATURA

- [1] MENTI A., BARKAS D., KAMINARIS S., PSOMOPOULOS C.S., *Supraharmonic emission from a three-phase PV system connected to the LV grid*, Energy Reports, 2021, 7, 527–542, <https://doi.org/10.1016/j.egy.2021.07.100>
- [2] MARISCOTTI A., MINGOTTI A., *The Effects of Supraharmonic Distortion in MV and LV AC Grids*, Sensors, 2024, 24, <https://doi.org/10.3390/s24082465>
- [3] PINTO J., GRASEL B., BAPTISTA J., *Analysis of Supraharmonics Emission in Power Grids: A Case Study of Photovoltaic Inverters*, Electronics (Basel), 2024, 13, <https://doi.org/10.3390/electronics13244880>
- [4] SLANGEN T., ČUK V., COBBEN S., *Summation of supraharmonic currents (2–150 kHz) from EV fast charging stations*, Electric Power Systems Research, 2023, 220, <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2023.109371>
- [5] ABOUTALEB A.M., OSHEBA M.S., DESMET J., KNOCKAERT J., *Comparison of the Impacts of Background Distortion with Even and Odd Orders in the Supraharmonic Range on Grid-Connected Converters*, Electronics (Basel), 2024, 13, <https://doi.org/10.3390/electronics13204023>
- [6] PEIRIS K., ELPHICK S., ROBINSON D., *Characterising Non-Intentional Supraharmonic Emissions from Inverters in Power Grids: Review and Challenges*, Energies (Basel), 2025, 18, <https://doi.org/10.3390/en18112980>
- [7] RAJKUMAR S., BALASUBRAMANIAN R., KATHIRVELU P., *A Comprehensive Review on Supraharmonics – The Next Big Power Quality Concern*, Smart Grids and Sustainable Energy, 2024, 9, <https://doi.org/10.1007/s40866-024-00195-4>
- [8] MENTI A., PACHOS P., PSOMOPOULOS C.S., *Supraharmonic Distortion at the Grid Connection Point of a Network Comprising a Photovoltaic System*, Energies (Basel), 2025, 18, <https://doi.org/10.3390/en18030564>
- [9] BARKAS D., MENTI A., PACHOS P., PSOMOPOULOS C.S., *Experimental investigation of the impact of environmental parameters on the supraharmonic emissions of PV inverters*, AIMS Energy, 2024, 12, 761–773, <https://doi.org/10.3934/energy.2024036>
- [10] DE FALCO P., VARILONE P., *Statistical characterization of supraharmonics in low-voltage distribution networks*, Applied Sciences (Switzerland), 2021, 11, <https://doi.org/10.3390/app11083574>
- [11] ZHU Y., ZHONG F., GAO J., CAO Y., WANG X., JIANG Z., *Research on Supraharmonic detection in renewable energy grid Integration based on improved ResNet18*, Results in Engineering, 2025, 25, 104281, <https://doi.org/10.1016/J.RINENG.2025.104281>
- [12] GREVENER A., MEYER J., RÖNNBERG S., BOLLEN M., MYRZIK J., *Survey of supraharmonic emission of household appliances*, CIRED – Open Access Proceedings Journal, 2017, 2017, <https://doi.org/10.1049/oap-cired.2017.0458>

SUPRAHARMONIC EMISSION AS AN ELEMENT OF THE CHARACTERISTICS OF DIGITAL TWINS OF PHOTOVOLTAIC AND BATTERY ENERGY STORAGE INVERTERS

This paper presents an experimental study of conducted supraharmonic emissions (2–150 kHz) generated by photovoltaic (PV) and battery energy storage (BME) inverters operating in low-voltage networks. Measurements were performed under controlled laboratory conditions using regenerative AC and DC sources, allowing full control of the inverter operating point (P, Q). The recorded voltage and current waveforms, sampled at 1 MHz, were processed using FFT-based analysis in accordance with IEC 61000-4-7

and grouped into 200 Hz bands. The results demonstrate a relationship between the inverter operating point and the supraharmonic emission spectrum. PV inverters exhibit increasing emission levels with higher apparent power, whereas BME inverters show frequency-dependent peaks near 20 kHz. Comparison with emission and compatibility limits (EN 55015, EN 50065, IEC 61000-2-2) confirms that current standards do not regulate the 9–150 kHz range, despite its potential impact on PLC communication systems. The obtained data form a reference base for validation of data-driven digital twin models of power electronic converters.

Keywords: conducted electromagnetic disturbances, non-intentional emission, supraharmonic distortion, power quality assessment, low-voltage microgrid, bidirectional inverter, battery energy storage system (BESS)

6. DOSTĘPNOŚCI ZASOBÓW REGULACJI MOCY BIERNEJ FAŁOWNIKÓW FOTOWOLTAICZNYCH ORAZ INWERTERÓW BATERYJNYCH MAGAZYNÓW ENERGII

ANNA PAWLICA

Politechnika Wrocławska, Wydział Elektryczny, Katedra Podstaw Elektrotechniki
i Elektrotechnologii, Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław

Duża koncentracja źródeł rozproszonych zlokalizowanych w sieciach dystrybucyjnych niskiego napięcia stawia wyzwania dla systemów sterowania i kontroli, w szczególności w ujęciu mikrosieci elektroenergetycznych. Pojawia się potrzeba optymalizacji współpracy poszczególnych komponentów mikrosieci. W koncepcjach sterowania mikrosiecią elektroenergetyczną kluczowe znaczenie ma określenie tzw. zasobów elastyczności lub zdolności regulacji elementów mikrosieci. Celem pracy jest laboratoryjne zbadanie zdolności regulacji mocy biernej falownika fotowoltaicznego oraz inwertera bateryjnego magazynu energii. W pracy zamieszczono obliczenia analityczne wolumenu regulacji mocy biernej, a następnie przeprowadzono weryfikację sprzętową na laboratoryjnym stanowisku do badania elastyczności elementów mikrosieci. Przedstawiono odpowiedź trybu regulacji $Q(U)$ wyjść mocy biernej w obu kierunkach, tj. oddawania i pobierania energii biernej indukcyjnej z systemu elektroenergetycznego. Podobnym obliczeniom analitycznym i badaniom laboratoryjnym poddano baterijny magazyn energii, w trybach pracy ładowania i rozładowania dla różnych wartości współczynnika mocy. Uzyskane rezultaty pozwalają zweryfikować założenia dla wymagań dostępności mocy biernej, jak również zidentyfikować ograniczenia wynikające z parametrów znamionowych badanych urządzeń.

Słowa kluczowe: mikrosieci, falownik fotowoltaiczny, inwerter BME, regulacja mocy biernej, elastyczne zarządzanie energią, efektywność energetyczna

6.1. WSTĘP

Od 2010 roku rozpoczęto proces legislacyjny zmierzający do uregulowania wymagań stawianych jednostkom wytwórczym pod kątem ich współpracy z siecią elektroenergetyczną. W procesie tym brały udział instytucje zrzeszające operatorów przesyłowych i dystrybucyjnych połączonego europejskiego systemu elektroenergetycznego ENTSO-E oraz urzędy regulacji energetyki zrzeszone wokół agencji ACER. W efekcie na poziomie ENTSO-E przyjęto w 2013 roku dokument „Network Code for Requirements for Grid Connection Applicable to all Generators (RfG)” [1] który w 2016 r. został zatwierdzony w formie Rozporządzenia Komisji (UE) 2016/631 z dnia 14 kwietnia 2016 r. ustanawiającego kodeks sieci NC RfG dla jednostek wytwórczych [2]. W dalszym kro-

ku w 2018 roku kodeks sieci został wprowadzony przez krajowego operatora sieci przesyłowej Polskie Sieci Elektroenergetyczne (PSE) w formie propozycji wymogów ogólnego stosowania wynikających z Rozporządzenia Komisji (UE) [3], które następnie zostały zaakceptowane przez Prezesa Urzędu Regulacji Energetyki (URE). Ważnym elementem tego procesu było również opublikowanie w 2019 roku normy PN-EN 50549-1 [5] oraz PN-EN 50459-2 [6], dedykowanej wymaganiom dla instalacji wytwórczych przeznaczonych do równoległego przyłączania do publicznych sieci dystrybucyjnych niskiego napięcia (nN) oraz średniego napięcia (SN). Norma ta zastąpiła poprzednią normę PN-EN 50438 [4]. W wyniku tych rekomendacji operatorzy systemów dystrybucyjnych (OSD) wydali techniczne wymagania dla modułów wytwarzania energii. Przykładem może być dokument [9] z 31.12.2019 r. opublikowany przez operatora Tauron Dystrybucja S.A. określający zbiór wymagań dla modułów wytwarzania energii typu A, w tym mikroinstalacji.

We współczesnych koncepcjach sterowania mikrosieciami elektroenergetycznymi stosuje się podejście integracji technologii informacyjno-komunikacyjnych z zasobami regulacyjnymi ulokowanymi w tzw. elastycznych elementach mikrosieci. Do tego typu elementów zaliczyć można systemy magazynowania energii, odnawialne źródła energii oraz odbiorniki sterowalne. W koncepcjach sterowania wyróżnia się podejście lokalne lub scentralizowane lub połączenie obu tych rodzajów. Przegląd metod sterowania w zarządzaniu energią w mikrosieciach przedstawiono w [13], [15]. Autorzy wskazują na rezultaty lokalnych metody regulacji napięcia, a także na zastosowanie dodatkowych elementów regulacji jak liniowe regulatory napięcia. Wśród technologii służących kontroli napięcia wyróżnia się również transformatory aktywne z podobciążeniowym przełącznikiem zaczeów lub energoelektroniczną regulacją napięcia. Niezależnie od dostępnych rozwiązań technologicznych mogących wesprzeć kontrolę napięcia, zwraca się również uwagę na możliwości regulacji napięcia poprzez kontrolę mocy czynnej generowanej przez falowniki fotowoltaiczne oraz wykorzystanie zasobów regulacji mocy bierniej falowników, a także wykorzystanie lokalnego balansowania z zastosowaniem systemów magazynowanie energii.

Autorzy [11] opisali badania 29 falowników fotowoltaicznych przeprowadzonych pod kątem wymagań regulacji napięcia oraz zabezpieczeń od współpracy z siecią elektroenergetyczną. Jednym z badań było sprawdzenie poprawności realizacji zadanej przez operatora sieci dystrybucyjnej charakterystyki regulacji mocy bierniej $Q(U)$. Zaskakującym wynikiem było, iż 10 z 17 falowników realizuje charakterystykę regulacji $Q(U)$ poza tolerancją wskazaną w normach w odniesieniu do zadanej charakterystyki.

Badacze z Australii [14] sprawdzili wsparcie napięcia poprzez wykorzystanie baterijnego magazynu energii rozładowywanego z zadaniem współczynnikiem mocy. Wyniki symulacji wykazały, że dzięki połączeniu wsparcia inwertera baterijnego magazynu energii i falownika fotowoltaicznego można eliminować wzrosty napięcia.

W innej pracy [12] wyniki badań na modelu i symulacji podmiejskiej sieci niskiego napięcia wskazały na możliwość zwiększenia koncentracji mikroinstalacji w sieci

poprzez intencjonalne kształtowanie charakterystyk falowników w trybie regulacji $\cos\varphi(P)$ oraz $Q(U)$.

Przytoczone przykłady badań stały się przyczynkiem do przeprowadzenia badań laboratoryjnych falowników fotowoltaicznych oraz bateryjnego magazynu energii prezentowanych w niniejszej pracy. Celem badań było zidentyfikowanie warunków pracy falownika fotowoltaicznego, głównie generowanej mocy czynnej, przy których osiągalny jest wolumen mocy biernej wymagany przez operatora sieci, a także określenie ograniczeń sprzętowych dla maksymalnego wolumenu mocy biernej. W przypadku bateryjnego magazynu energii rozważono tryby ładowania i rozładowania, choć wymagania dotyczące kontroli napięcia przez zastosowanie regulacji mocy biernej dotyczą przypadku rozładowania.

W podrozdziale 6.2 ujęto poszerzoną analizę rozwoju legislacji dotyczących współpracy źródeł rozproszonych z siecią elektroenergetyczną oraz stosowane w tej tematyce definicje. W dalszej części określono zdolności regulacyjne mocy biernej sterowanych źródeł rozproszonych oraz usystematyzowano charakterystyczne punkty pracy na czterokwadrantowej płaszczyźnie (P , Q) odpowiadające zdolnościom regulacji mocy biernej źródeł rozproszonych.

Podrozdział 6.3 zawiera rozważania analityczne oraz oszacowania obliczeniowe zdolności regulacji mocy biernej w odniesieniu do wartości znamionowych badanych urządzeń, tj. falownika fotowoltaicznego oraz inwertera bateryjnego magazynu energii. Przedstawiono wyniki obliczeń teoretycznych i spodziewanych zakresów zdolności regulacyjnych mocy, a także ograniczeń wynikających z zasobów sprzętowych urządzeń.

W podrozdziale 6.4 przedstawiono wyniki laboratoryjnych badań dostępności regulacji mocy biernej badanych urządzeń reprezentujących tzw. grupę „elastycznych” elementów mikrosieci. Pomiar odpowiedzi falownika fotowoltaicznego na tryb regulacji wspomagania napięcia mocą bierną zestawiono z wymaganiami stawianymi przez operatora sieci dystrybucyjnej. Zestaw inwerterowej ładowarki i bateryjnego magazynu energii przedstawiono pod kątem ładowania i rozładowania z zadany współczynnik mocy.

W podrozdziale 6.5 ujęto wnioski oraz elementy dyskusji.

6.2. OBSZAR BADAWCZY, PRZEDMIOT I ZAKRES BADAŃ

Przedmiotem badań są zdolności regulacji mocy biernej falowników fotowoltaicznych oraz bateryjnych magazynów energii. Badania przeprowadzono w warunkach laboratoryjnych z wykorzystaniem dedykowanego stanowiska zawierającego źródło prądu DC w trybie symulator paneli fotowoltaicznych oraz regeneracyjny programowalny zasilacz AC realizujący emulację sprzętową systemu zasilającego. Układ pozwala stworzyć intencjonalne warunki generacji po stronie wejściowej falownika fotowoltaicznego, a także zadać żądane warunki napięciowe od strony systemu zasilającego, od znamionowych po warunki nadnapięciowe i podnapięciowe.

Głównym celem badań jest zidentyfikowanie warunków od strony DC oraz AC falownika fotowoltaicznego, przy których dostępny jest wymagany przez operatora sieci dystrybucyjnej wolumen regulacyjny energii biernej. W przypadku baterijnego magazynu energii identyfikacja ukierunkowana jest na określenie dostępnej mocy rozładowania po stronie DC, która stanowi podstawę do regulacji mocy biernej na wyjściu falownika baterijnego magazynu energii w trybie rozładowania.

Do interpretacji uzyskanych wyników odniesiono się do obowiązujących norm i przepisów poświęconych modułom wytwarzania energii typu A i tzw. kodeksów sieciowych (NCRfG). Wprowadzono pojęcie projektowanej mocy czynnej, tj. generowanej mocy czynnej, przy której osiągalny jest wymagany przez operatora wolumen mocy biernej. Dokonano odniesienia do znamionowej mocy pozornej falownika i określono warunki osiągnięcia maksymalnej mocy biernej dostępnej na wyjściu falownika. Przytoczono podstawowe wyrażenia pozwalające wyznaczyć omawiane zdolności regulacji mocy biernej i zastosowano je dla badanego trójfazowego falownika fotowoltaicznego o mocy znamionowej 10 kVA/10 kW. Podobne podejście zastosowano w przypadku badanego jednofazowego falownika baterijnego magazynu o parametrach 3 kVA / 2.4 kW współpracującego z niskonapięciową baterią 48 V / 25A 2,4 kWh.

6.2.1. OMÓWIENIE ROZWOJU LEGISLACJI DOTYCZĄCYCH WSPÓŁPRACY ŹRÓDEŁ ROZPROSZONYCH Z SIECIĄ ELEKTROENERGETYCZNĄ

Studia literaturowe norm i przepisów dotyczących współpracy modułów wytwarzania energii z siecią elektroenergetyczną skłaniają do pewnego praktycznego doprecyzowania wprowadzonego nazewnictwa. Po pierwsze, pojęcia „jednostki wytwórczej”, „jednostki wytwarzania energii” oraz „**modułu wytwarzania energii**” (ang. **PGM power-generating module** lub krócej ang. *generator*) stosowane w Rozporządzeniu Komisji 2016/631 z 2016 roku [2] można uznać za nazewnictwa stosowane zamiennie i równoważnie, przy czym częściej stosuje się określenie „moduł wytwarzania energii”. Określenie to używane jest niekiedy z doprecyzowaniem dla przypadku „synchronicznych modułów wytwarzania energii” (ang. *synchronous power-generating module*). Podstawą wymagań dla modułów wytwarzania energii (jednostek wytwórczych, generatorów) jest wprowadzony przez Rozporządzenie Komisji 2016/631 podział modułów wytwarzania odpowiednio na typy A, B, C, D, w oparciu o poziom napięcia w punkcie ich przyłączenia oraz ich moc maksymalną. Wartości graniczne progów dla modułów wytwarzania energii w Europie przyjęto następująco:

- **typ A:** punkt przyłączenia o napięciu niższym niż 110 kV i moc maksymalna do 1 MW,
- **typ B:** punkt przyłączenia o napięciu niższym niż 110 kV i moc maksymalna powyżej 1 MW,
- **typ C:** punkt przyłączenia o napięciu niższym niż 110 kV i moc maksymalna powyżej 50 MW,

- **typ D:** punkt przyłączenia o napięciu wynoszącym co najmniej 110 kV i moc maksymalna powyżej 75 MW.

Pojęcie „instalacja wytwórcza” nie występuje wprost w słowniku Rozporządzenia Komisji 2016/631, natomiast samo słowo „instalacja” występuje w Rozporządzeniu przy tzw. „**dokumentie instalacji**” (ang. „**instalation document**”). Określenie to stosuje się dla modułów wytwarzania energii typu A i oznacza dokument „zawierający informacje o module wytwarzania energii typu A lub jednostce odbiorczej, dostosowanych do zmiany zapotrzebowania, przyłączonych pod napięciem mniejszym niż 1000 V, potwierdzający jego/jej zgodność z odpowiednimi wymogami”. Dokument ten powinien zawierać między innymi informacje o miejscu przyłączenia, dacie przyłączenia, mocy maksymalnej instalacji w kW, a także rodzaj źródła energii pierwotnej. Dla modułów wytwarzania energii typu B i C stosuje się „dokument modułu wytwarzania energii” (ang. PGMD – *a power generating module document*).

W opublikowanych w 2019 zeszytach normy PN-EN 50549-1 oraz PN-EN 50549-2 użyto określenia „**instalacja generacyjna**” (ang. **generating plant**), jednocześnie uszczegółowiając zakres normy do modułów typu B włącznie, co bezpośrednio koresponduje do określenia „moduł wytwarzania energii” używanego w Rozporządzeniu Komisji 2016/631. W przedmowie do normy znajduj się też zapis, który wprost wskazuje, iż norma ta „ma również służyć jako techniczne odniesienie do definicji wymagań krajowych, tam gdzie Europejskie Kodeksy Sieci RfG umożliwiają elastyczne wdrożenie”. Załącznik H normy informuje również o powiązaniach między normą a Rozporządzeniem Komisji 2016/631 (NC RfG). Tam w polskim tłumaczeniu pojawia się pojęcie „**jednostki wytwórczej**” (ang. **generating unit**) oraz „**instalacji wytwórczej**” (ang. **generating plant**). W dalszych częściach normy stosuje w zasadzie głównie określenie „instalacja wytwórcza” (ang. *generating plants*).

Powyższą różnorodności nazewnictwa próbuje ujednolicić rozdział 3 normy, podając definicje takich określeń, jak: jednostka (ang. *unit*), moduł (ang. *module*), instalacja (ang. *plant*) odpowiednio:

- **jednostka wytwórcza** (ang. **generating unit**) najmniejszy zestaw instalacji, który, działając niezależnie może wytwarzać energię elektryczną i który może tę energię dostarczać do sieci dystrybucyjnej.

Uwaga do hasła: Magazyn energii elektrycznej EES działający w trybie wytwarzania energii elektrycznej i prądu przemiennego, przyłączony do sieci dystrybucyjnej, uważa się za jednostkę wytwórczą (ang. *single generating unit*).

- **moduł wytwórczy** (ang. **generating module**) – jednostka wytwórcza w technologii generacji synchronicznej, albo suma wszystkich jednostek wytwórczych w technologii generacji asynchronicznej przyłączonych do wspólnego miejsca przyłączenia, w tym wszystkie elementy potrzebne do doprowadzenia energii elektrycznej do sieci dystrybucyjnej

- **instalacja wytwórcza** (ang. **generating plant**) – suma modułów wytwórczych połączonych w jednym miejscu przyłączenia, w tym urządzeń pomocniczych i wszystkich przyłączonych urządzeń.

Odnosnie jednostek i modułów wytwórczych powyższe określenia podawane są w normie z odniesieniem do technologii generacji asynchronicznej (ang. NSGT – *non-synchronous generating technology*) oraz synchronicznej (ang. SGT – *synchronous generating technology*).

Należy podkreślić, iż wymagania kodeksów sieci (NC RfG) zawarte w Rozporządzeniu Komisji 2016/631 sformułowane są dla modułów wytwarzania energii (modułów wytwórczych), odrębnie dla każdego typu A, B, C, D, z uwzględnieniem technologii generacji. To znaczy, że w przypadku instalacji posiadającej moduły wytwórcze tego samego typu, ale o różnych technologiach, tzn. asynchroniczny moduł wytwórczy i synchroniczny moduł wytwórczy, wymagania adresowane będą niezależnie.

Natomiast norma PN-EN 50549 częściej formułuje wymagania dla jednostek wytwórczych i instalacji wytwórczej z punktu widzenia sieci dystrybucyjnej i punktu przyłączenia.

Dodatkowo norma PN-EN 50549 wprowadza następujące określenia:

- **instalacja mikrowytwórcza** (ang. **micro-generating plant**) – instalacja wytwórcza z jednostkami wytwórczymi, których suma prądów znamionowych nie przekracza 16 A na fazę,
- **jednostka mikrowytwórcza** (ang. **micro-generating unit**) – jednostka wytwórcza o prądach znamionowych do 16 A włącznie na fazę.

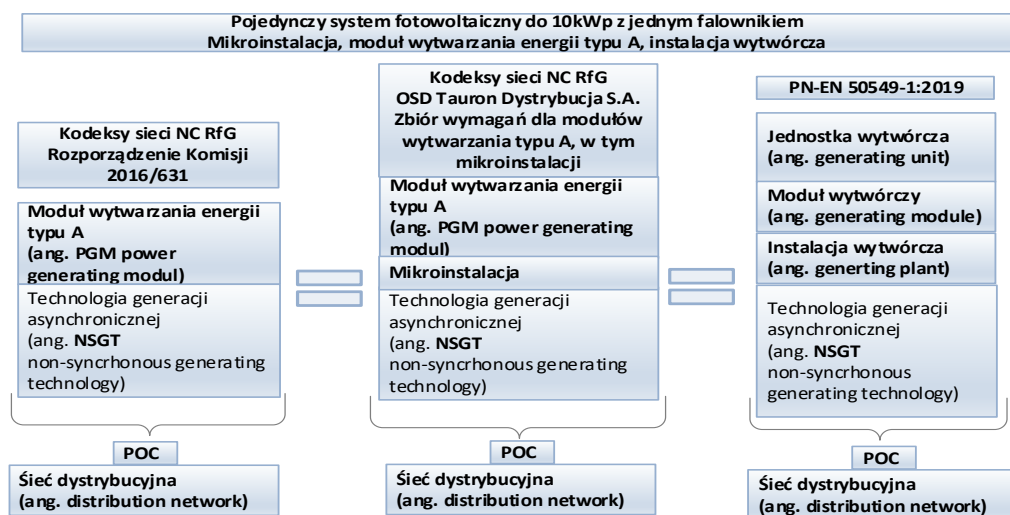
W nazewnictwie krajowym często spotyka się skróconą wersję określenia „instalacja mikrowytwórcza” w formie „**mikroinstalacja**”. Określenie „mikroinstalacja” zostało ugruntowane w Ustawie o odnawialnych źródłach energii z 2015 roku [7] w formie:

- **mikroinstalacja** – instalacja odnawialnego źródła energii o **łącznej mocy zainstalowanej elektrycznej nie większej niż 50 kW**, przyłączona do sieci elektroenergetycznej o napięciu znamionowym niższym niż 110 kV albo o mocy osiągalnej cieplnej w skojarzeniu nie większej niż 150 kW, w której łączna moc zainstalowana elektryczna jest nie większa niż 50 kW.

W grupie dokumentów legislacyjnych poświęconych modułom wytwarzania energii, w tym mikroinstalacjom, należy wymienić również dokumenty sformułowane przez operatorów sieci dystrybucyjnych. Jako przykład może posłużyć tu **zbiór wymagań dla modułów wytwarzania typu A, w tym mikroinstalacji, opracowany przez operatora sieci dystrybucyjnej** Tauron Dystrybucja z 31.12.2019 r. [9]. Można powiedzieć, że w pierwszej linii dokumenty te stanowią zbiorcze zestawienie wymagań utworzonych w oparciu o: kodeksy sieci NC RfG z Rozporządzenia Komisji 2016/631 [2], wymogi ogólnego stosowania kodeksów sieci przedstawione przez PSE i zatwierdzone przez URE [3], a także z odniesieniem do Instrukcji Ruchu i Eksploatacji Sieci Dystrybucyjnej [10]. Operator Tauron Dystrybucja w preambule do dokumentu zbioru

wymagań wskazuje, iż dokument ten stanowi zbiorcze zestawienie wymagań dla modułów wytwarzania energii typu A (tj. o mocy od 0,8 kW do 200 kW), w tym mikroinstalacji.

Przechodząc do przypadku popularnej konfiguracji pojedynczego systemu fotowoltaicznego do 10 kWp przeznaczonego do równoległego przyłączania do publicznych sieci dystrybucyjnych za pomocą dedykowanego pojedynczego falownika fotowoltaicznego można powiedzieć, że powyżej omówione terminy stają się tożsame i zamienne. Pojedynczy system fotowoltaiczny do 10 kWp wyposażony w jeden dedykowany falownik (urządzenie energoelektroniczne) w rozumieniu kodeksów sieci jest modułem wytwarzania energii typu A. Natomiast w świetle terminów wprowadzonych przez normę PN-EN 50549 jest instalacją wytwórczą, która zawiera jeden moduł generacji asynchronicznej wykorzystujący jedną jednostkę wytwórczą w technologii asynchronicznej. I wreszcie w odniesieniu do ustawy o odnawialnych źródłach energii tego typu instalacja odnawialnego źródła energii jest mikroinstalacją. Powyższe podsumowanie zobrazowano na rys. 6.1.



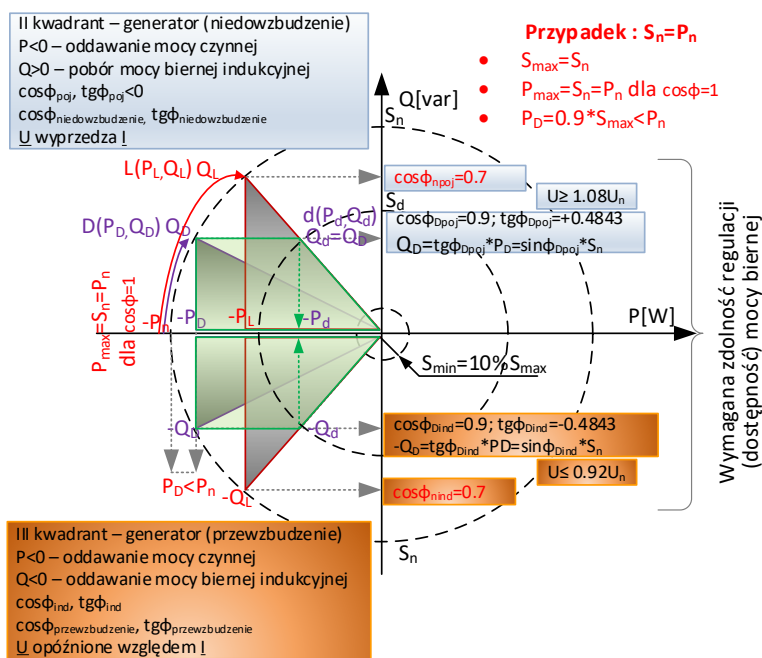
Rys. 6.1. Zestawienie terminów, które w równoważny sposób można stosować dla przypadku pojedynczego systemu fotowoltaicznego do 10 kWp w kontekście wymagań dla równoległego przyłączania do publicznych sieci dystrybucyjnych

6.2.2. OKREŚLENIE ZDOLNOŚCI REGULACYJNYCH MOCY BIERNEJ ŹRÓDEŁ ROZPROSZONYCH WSPÓŁPRACUJĄCYCH Z SYSTEMEM PRZEZ PRZEKSZTAŁNIKI MOCY

W strategiach regulacji mocy biernej wykorzystuje się maksymalny wolumen regulacyjnej mocy biernej Q_D zarówno w kierunku poboru mocy biernej indukcyjnej z systemu elektroenergetycznego (oznaczenie $Q_{D\text{poj}}$, odpowiednik niedowzbudzenie genera-

tora synchronicznego) jak i oddawania mocy bierniej indukcyjnej z systemu elektroenergetycznego. (oznaczenie Q_{Dind} odpowiednik przewzbudzenia klasycznego generatora synchronicznego). W kodeksach sieciowych NCRfG podawane są wymagania dla źródeł rozproszonych dotyczące wymaganego współczynnika mocy np. na poziomie $\cos\varphi_D = 0,9$ (projektowany, zadany współczynnik mocy przez OSD).

Dla danego falownika można wyznaczyć jego punkt pracy na płaszczyźnie cztero-kwadrantowej mocy, co zaprezentowano na rys. 6.2. Punkt pracy sformułowany przez współrzędne $\{P_D, Q_D\}$ odpowiada maksymalnym zdolnościom obciążenia falownika tj. przy osiągalnej mocy znamionowej S_n oraz zadanemu przez OSD współczynnikowi mocy np. $\cos\varphi_D = 0,9$ (punkt „D” na rys. 6.2). Parametr P_D oznaczać będzie maksymalną moc czynną projektowaną, a parametr Q_D moc bierną projektowaną lub inaczej zasób lub wolumen regulacyjny mocy bierniej falownika dostępny dla zadanej wartości współczynnika mocy $\cos\varphi_D$.



Rys. 6.2. Wymagane zdolności regulacyjne mocy bierniej dla według PN-EN 50549-1 kodeksów sieciowych ($\cos\varphi_D$) oraz ograniczenia wynikające z parametrów znamionowych ($\cos\varphi_n$)

Przy tej okazji warto podkreślić, że dla falowników fotowoltaicznych dla których znamionowe parametry mocy pozornej oraz czynnej podaje się równe sobie, spełnienie wymagań pracy z mocą bierną oznaczać będzie w praktyce ograniczenie mocy czynnej uzyskiwanej z instalacji, bowiem punkt pracy $S_n = P_n$ występuje tylko dla współczynnika mocy $\cos\varphi = 1$. Dla $\cos\varphi_D = 0,9$ jeśli znamionowa moc pozorna jest osiągalna, to udział

składowej biernej prądów od wolumenu Q_D wymusi w sposób naturalny organicznie składowej czynnej prądu z poziomu odpowiadającego P_n do poziomu P_D .

Ponadto warto wskazać na maksymalne zdolności regulacji mocy biernej wynikające ze znamionowych wartości współczynnika mocy $\cos\varphi_n$. Zwykle mamy do czynienia z sytuacją, w której $\cos\varphi_n$ jest mniejszy od wymaganego przez operatora $\cos\varphi_D$, np. $\cos\varphi_n = 0,7$. Dla znamionowego współczynnika mocy oraz przy osiągalnej mocy znamionowej S_n maksymalny osiągalny wolumen mocy biernej Q_L będzie większy niż wymagany przez operatora Q_D , ale zostanie osiągnięty przy odpowiednio większym ograniczeniu mocy czynnej. Sformułuje to współrzędne $\{P_L, Q_L\}$ przy mocy znamionowej S_n (punkt „L” na rys. 6.2).

Do dyskusji należy również włączyć pytanie do jakiego poziomu mocy generowanej czynnej wymagany przez OSD wolumen energii biernej Q_D będzie dostępny. Odpowiedź na to pytanie wiąże się z ograniczeniami sprzętowymi, a w szczególności zależy od znamionowego współczynnika mocy $\cos\varphi_n$. Należy stwierdzić, że w praktyce to, od jakiego poziomu mocy czynnej generowanej P_M dostępny jest wolumen Q_D zależy tego, dla jakiej wartości P_M współczynnik mocy wynikający z aktualnej mocy czynnej generowanej P_M przy stałym Q_D osiągnie granicę sprzętową urządzenia, tj. osiągnie wartość znamionowego $\cos\varphi_n$. Punkt ten oznaczono małą literą „d” na rys. 2.

Sposób, w jaki zdefiniowany zasób mocy biernej Q_D zostanie wykorzystany w procesie regulacji napięcia zależy od przyjętej strategii regulacji. W przypadku sterowania lokalnego określają to odpowiednie charakterystyki regulacyjne. Wyróżniamy w zasadzie trzy rekomendowane tryby regulacji mocy biernej:

- **praca ze stałym współczynnikiem mocy**, w której udział mocy biernej Q_M w stosunku do mocy czynnej P_M jest stały, zależny od aktualnej mocy czynnej P_M wytwarzanej przez instalację,
- **praca ze zmiennym współczynnikiem mocy** zależnym od aktualnej mocy czynnej P_M , zgodnie z zadaną charakterystyką oznaczaną jako $\cos\varphi(P)$,
- **praca z uruchamianiem zasobów regulacyjnych mocy biernej w zależności od poziomu napięcia**, zgodnie z zadaną charakterystyką oznaczaną jako $Q(U)$, niezależną od aktualnej mocy czynnej P_M w granicach możliwości sprzętowych urządzenia, tj. dla wartości współczynnika mocy większego niż znamionowy $\cos\varphi_m > \cos\varphi_n$.

O tym jaka aktualna wartość mocy biernej Q_M jest faktycznie wykorzystywana w procesie regulacji decyduje charakterystyka realizująca konkretny tryb regulacji. Na rysunku 6.3 przedstawiono obowiązującą w kodeksach sieciowych NCRfG charakterystykę regulacji $Q(U)$.

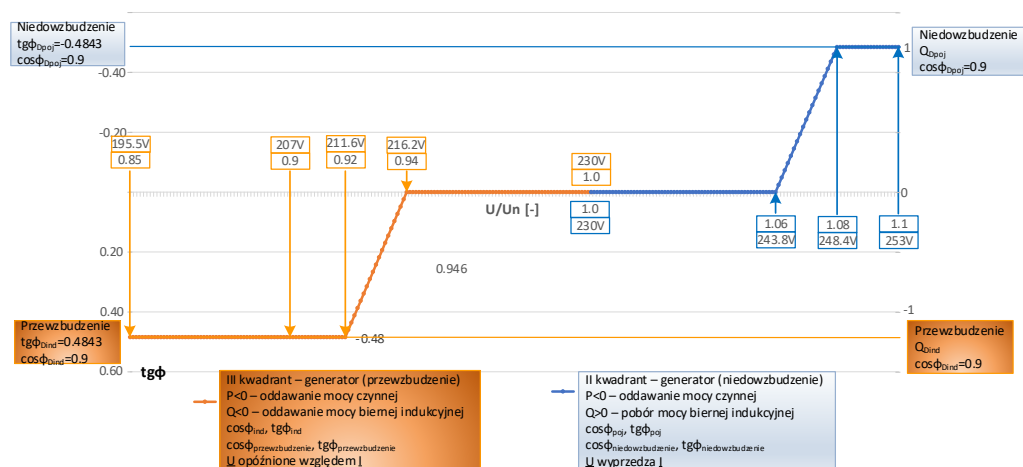
Na prawej osi podano wartości mocy biernej wymagane do udostępnienia przez falownik w zależności od poziomu napięcia, na lewej osi odpowiadające im wartości współczynnika mocy $\tan\varphi$:

- $Q_{D_{poj}}$, pobór mocy biernej indukcyjnej, odpowiednik niedowzbudzenie generatora synchronicznego,

- Q_{Dind} , oddawanie mocy bierniej indukcyjnej, odpowiednik przewzbudzenia generatora synchronicznego,

Na lewej osi pionowej podano wartości wymaganego współczynnika $\tan\varphi$. W granicznym punkcie wartości $\tan\varphi$ odpowiadają wymaganiom $\cos\varphi_D$ w obu kierunkach:

- $\cos\varphi_{Dpoj} = 0,9$, $\tan\varphi_{Dpoj} = -0,4843$, pobór mocy bierniej indukcyjnej, odpowiednik niedowzbudzenie generatora synchronicznego,
- $\cos\varphi_{Dind} = 0,9$, $\tan\varphi_{Dind} = +0,4843$, oddawanie mocy bierniej indukcyjnej, odpowiednik przewzbudzenia generatora synchronicznego.



Rys. 6.3. Charakterystyka regulacji mocy bierniej $Q(U)$ według kodeksów sieciowych

6.3. METODYKA BADAŃ

Celem badań jest zweryfikowanie w warunkach laboratoryjnych zasobów regulacji mocy bierniej wybranego falownika fotowoltaicznego oraz baterijnego magazynu energii. W tym celu w pierwszym kroku wyznaczono kluczowe parametry urządzeń pod względem zdolności do regulacji mocy bierniej. W nawiązaniu do rys. 6.2 poniżej przedstawiono podstawowe równania pozwalające wyznaczyć charakterystyczne punkty pracy (P , Q) oznaczone rysunku literami „n” (nominal) – znamionowe, „D” (desinged) projektowane, wymagane przez OSD, „L” (limits) maksymalne oraz „d” graniczne przy zachowaniu wymaganego zakresu Q_D . Falownik fotowoltaiczny o parametrach znamionowych $S_n = P_n$, $\cos\varphi_n$ opisany jest przez następujące punkty na płaszczyźnie (P , Q):

- ($P_{\max}$, $Q = 0$), gdzie $P_{\max} = S_n = P_n$ maksymalna moc czynna wyjściowa osiągalna przez falownik równa mocy czynnej znamionowej, osiągalna przy braku regulacji mocy bierniej, tj. wyłącznie dla $\cos\varphi = 1$,

- (P_D, Q_D) – projektowana moc czynna i bierna, tj. osiągalna dla znamionowych warunków mocy pozornej S_n i dla $\cos\varphi_D = 0,9$,
- (P_L, Q_L) – maksymalna moc czynna i bierna, tj. osiągalna dla znamionowych warunków mocy pozornej S_n i dla $\cos\varphi_n$,
- (P_d, Q_D) – maksymalna moc czynna, która pozwala na utrzymanie wymaganego wolumenu Q_D , określonego dla S_n i $\cos\varphi_D = 0,9$. Przy dalszym zmniejszaniu mocy falownik nie jest już zdolny utrzymać zadany poziom Q_D i zaczyna ograniczać moc bierną wraz ze spadkiem mocy czynnej według znamionowego współczynnika mocy $\cos\varphi_n$.

Zależności między parametrami znamionowymi falownika fotowoltaicznego $S_n = P_n$, $\cos\varphi_n$, a oznaczonymi na rys. 6.2 charakterystycznymi punktami na płaszczyźnie (P, Q) , są następujące:

$$P_{\max} = 1 \cdot S_n \quad (6.1)$$

$$P_D = \cos\varphi_D \cdot S_n \quad (6.2)$$

$$Q_D = \sin\varphi_D \cdot S_n \quad (6.3)$$

$$P_L = \cos\varphi_n \cdot S_n \quad (6.4)$$

$$Q_L = \sin\varphi_n \cdot S_n \quad (6.5)$$

$$P_d = \operatorname{tg}\varphi_n \cdot Q_D \quad (6.6)$$

$$Q_d = Q_D \quad (6.7)$$

W badaniach wykorzystano falownik fotowoltaiczny o następujących parametrach znamionowych: $S_n = 10$ kVA, $P_n = 10$ kW, $\cos\varphi_n = 0.7$. Dla badanego falownika wartości omawianych charakterystycznych punktów pracy zestawiono w tabelach 6.1 i 6.2.

Tabela 6.1. Znamionowe parametry badanego falownika fotowoltaicznego 10 kW/10 kVA

S_n	P_n	$\cos\varphi_n$	$\sin\varphi_n$	$\operatorname{tg}\varphi_n$	P_L	Q_L
[kVA]	[kW]	[-]	[-]	[-]	[kW]	[kvar]
10	10 dla $\cos\varphi = 1$	0,7	0,77141	1,0202	7,0 kW	7,1414

Tabela 6.2. Parametry charakterystycznych punktów pracy (P, Q) badanego falownika pod względem dostępność mocy biernej

$\cos\varphi_D$	$\sin\varphi_D$	$\operatorname{tg}\varphi_D$	P_D	Q_D	P_d	S_d
[-]	[-]	[-]	[kW]	[kvar]	[kW]	[kV]
0,9	0,4359	0,4843	9,0	4,3589	4,7226 $\cos\varphi_n, Q_D$	6,1037 $\cos\varphi_n, Q_D$

W badaniach poświęconych zdolności regulacyjnych bateryjnego magazynu energii wykorzystano niskonapięciowy baterijny magazyn energii o następujących parametrach:

- baterijny magazyn energii litowo-jonowo-fosforanowy LiFePo4:
 - pojemność 2,4 kWh,
 - napięcie znamionowe 48 V,
 - znamionowy prąd ładowania i rozładowania $I_{n \text{ charge/discharge}} = 25 \text{ A}$,
 - napięcie rozładowania w zakresie $U_{\text{discharge}} = (44,5\text{--}53,5) \text{ V}$,
 - napięcie ładowania w zakresie $U_{\text{charge}} = (52,5\text{--}53,5) \text{ V}$;
- ładowarka-inwerter o parametrach:
 - znamionowa moc 2,4 kW/3 kVA,
 - znamionowy współczynnik mocy $\cos\varphi_n = 0,8$,
 - prąd wejściowy strony AC $I_{\text{inAC}} = 32 \text{ A}$,
 - napięcie strony DC $U_{\text{DC}} = (38\text{--}66) \text{ V}$,
 - prąd strony DC $I_{\text{nDC}} = 35 \text{ A}$.

Podstawą określenia dostępnego zasobu mocy biernej po stronie wyjściowej falownika bateryjnego magazynu energii podczas rozładowania jest dostępna moc wyjściowej czynna, która bezpośrednio zależy od dostępnej mocy czynnej na wejściu falownika po stronie DC, z uwzględnieniem sprawności konwersji DC/AC. Strona DC kontrolowana jest przez BMS baterii. Na podstawie dokumentacji technicznej zastosowanej baterii należy odnotować następujące ograniczenia, które mogą mieć wpływ na dostępność mocy czynnej na wejściu falownika po stronie DC:

- rekomendowany prąd ładowania/ rozładowania $I_{n \text{ charge/discharge}} = 25 \text{ A}$,
- ograniczenie prądu rozładowania w zależności od stopnia naładowania baterii SOC odpowiednio: (0–80)% – 25 A, (80–90)% – 20 A, (90–95)% – (10–12) A, >95% (5–8) A,
- napięcie rozładowania w zakresie $U_{\text{discharge}} = (44,5\text{--}53,5) \text{ V}$,
- napięcie ładowania w zakresie $U_{\text{charge}} = (52,5\text{--}53,5) \text{ V}$,
- sprawność $\eta = 93\text{--}95\%$.

Na podstawie powyższych danych można oszacować zakres dostępnej mocy czynnej po stronie wyjściowej falownika dla trybu rozładowania korzystając z poniższych wyrażeń.

$$P_{\text{dischargeAC}} = P_{\text{dischargeDC}} \cdot \eta \quad (6.8)$$

$$Q_D = \tan\varphi_D \cdot P_{\text{dischargeAC}} \quad (6.9)$$

$$S_D = \sqrt{P_{\text{dischargeAC}}^2 + Q_D^2} \quad (6.10)$$

$$Q_L = \tan\varphi_n \cdot P_{\text{dischargeAC}} \quad (6.11)$$

$$S_L = \sqrt{P_{\text{dischargeAC}}^2 + Q_L^2} \quad (6.12)$$

Dla badanego bateryjnego magazynu energii spodziewany punkt pracy (P_D , Q_D) związany z wymaganiami operatora dla dostępności mocy biernej z zadaniem współczynnikiem mocy $\cos\varphi_D = 0,9$ opisano w tabeli 6.3.

Tabela 6.3. Parametry znamionowe baterii oraz zdolności regulacji mocy biernej w badanym bateryjnym magazynie energii 48 V, 25 A dla wymagań kodeksów sieciowych $\cos\varphi_D = 0,9$

$I_{n \text{ discharge}}$	$U_{\text{discharge}}$	$P_{\text{discharge DC}}$	η	$P_{\text{discharge AC}} = P_D$	$\cos\varphi_D$	$\text{tg}\varphi_D$	Q_D	S_D
[A]	[V]	[kW]	[%]	[kW]	[-]	[-]	[kvar]	[kVA]
25	44,5÷53,5	1,12÷1,3	93	1,035÷1,244	0,9	0,4843	0,501÷0,602	1,15÷1,38
			95	1,057÷1,271			0,512÷0,615	1,174÷1,412

Dla porównania w tabeli 6.4 zebrano wyniki obliczeń maksymalnych zdolności regulacji mocy biernej badanego magazynu energii w trybie rozładowania wynikające z parametrów DC baterii, sprawności konwersji DC/AC oraz ze znamionowego współczynnika mocy $\cos\varphi_n = 0,8$. Wartości te opisują spodziewane położenie charakterystycznego punktu oznaczonego na płaszczyźnie (P , Q) jako $L(P_L, Q_L)$.

Tabela 6.4. Parametry znamionowe baterii oraz maksymalne zdolności regulacji mocy biernej w badanym bateryjnym magazynie energii 48 V, 25 A osiągalne dla znamionowego współczynnika mocy

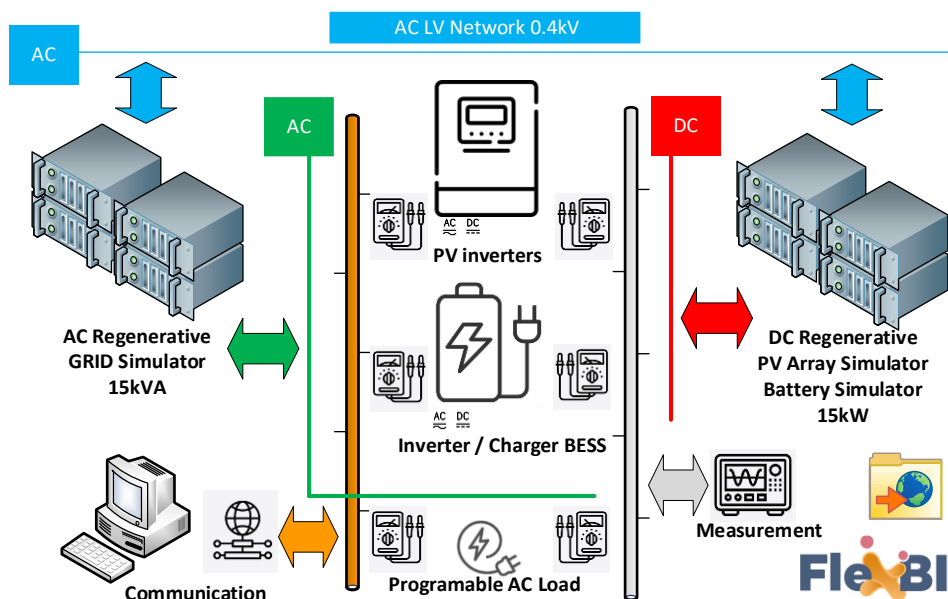
$I_{n \text{ discharge}}$	$U_{\text{discharge}}$	$P_{\text{discharge DC}}$	η	$P_{\text{discharge AC}} = P_L$	$\cos\varphi_n$	$\text{tg}\varphi_n$	Q_L	S_L
[A]	[V]	[kW]	[%]	[kW]	[-]	[-]	[kvar]	[kVA]
25	44,5÷53,5	1,12÷1,3	93	1,035÷1,244	0,8	0,75	0,776÷0,933	1,293÷1,555
			95	1,057÷1,271			0,793÷0,0953	1,321÷1,588

Wyznaczone wartości liczbowe dla charakterystycznych punktów pracy falownika fotowoltaicznego oraz bateryjnego magazynu energii zostały następnie zweryfikowane na podstawie pomiarów laboratoryjnych.

6.4. LABORATORYJNE BADANIA DOSTĘPNOŚCI ZASOBÓW REGULACJI MOCY BIERNEJ FALOWNIKA FOTOWOLTAICZNEGO ORAZ BATERYJNEGO MAGAZYNU ENERGII

Do testów wykorzystano stanowisko laboratoryjne do badania elastyczności elementów mikrosieci rozwijanego w ramach projektu FlexBIT finansowanego przez NCBR z inicjatywy CETPartnership. Stanowisko składa się z zasilacza prądu stałego DC

pracującego jako symulator paneli fotowoltaicznych, symulatora sieci zasilającej prądu przemiennego AC z możliwością oddawania energii do sieci publicznej, analizatora parametrów jakości energii elektrycznej rejestrujące sygnały po stronie DC i AC badanych urządzeń. Pomiary zapisywane są z rozdzielczością 200 ms z jakością podaną w normie PN-EN 61000-4-30 bez agregacji. Badaniom poddano omówione w poprzednim podrozdziale elementy mikrosieci pozwalające sterować zasobami energii biernej, tj. falownik fotowoltaiczny oraz inwerter bateryjnego magazynu energii. Schemat ideowy stanowiska laboratoryjnego przedstawiono na rys. 6.4.



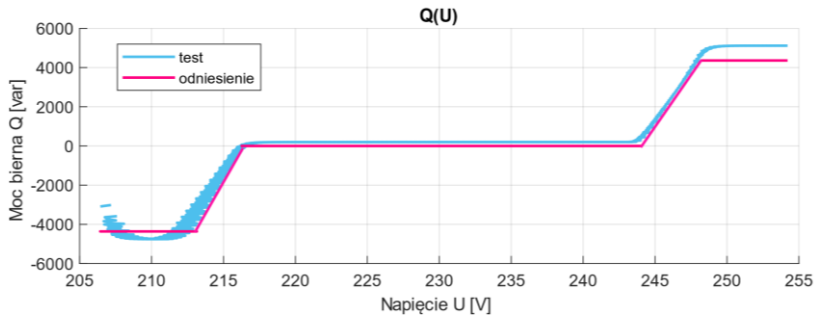
Rys. 6.4. Stanowisko laboratoryjne do badań zasobów elastyczności elementów mikrosieci

6.4.1. BADANIA DOSTĘPNOŚCI REGULACJI MOCY BIERNEJ FALOWNIKA FOTOWOLTAICZNEGO

Przeprowadzono testy falownika fotowoltaicznego w trybie regulacji mocy biernej wymuszanej przez charakterystykę $Q(U)$. Jako odpowiedź referencyjną przyjęto krzywą $Q(U)$ zadaną w normie PN-EN 50549-1 oraz kodeksach sieciowych NCRfG. Wyniki pomiaru mocy biernej i napięcia zestawione z zadaną charakterystyką $Q(U)$ przedstawiono na rys. 6.5.

Badany falownik spełnia wymagania kodeksów sieciowych. Punktami granicznymi krzywej regulacji są od 195,5 V do 211,6 V dostępny pełny zakres mocy biernej indukcyjnej, od 211,6 V do 216,2 V – liniowa redukcja dostępności mocy, od 216,2 V do 243,8 V – brak dostępnej mocy biernej. Od 243,8 V wartość dostępnej mocy biernej

o charakterze pojemnościowym liniowo zwiększa się, by od 248,4 V do 253 V pozostawać na stałym poziomie maksymalnej wartości Q_D .



Rys. 6.5. Falownik fotowoltaiczny 10 kW / 10 kVA w trybie regulacji mocy biernej od napięcia $Q(U)$ dla zakresu napięć zgodnym z charakterystyką $U(207 \div 253)$ V

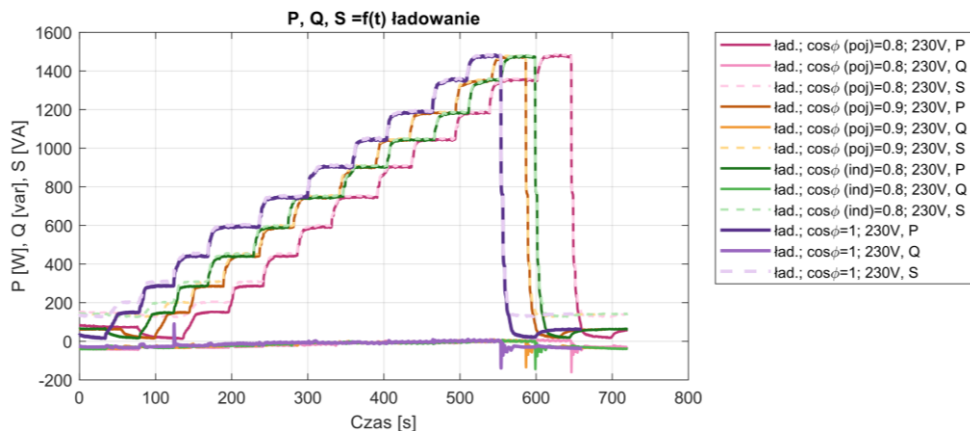
Aktywowana regulacja $Q(U)$ pozwala uzyskać wymaganą przez OSD moc bierną $Q_D = 4,359$ kvar w obu kierunkach dla wymaganego $\cos\varphi_D = 0,9$ ($\cos\varphi_{poj}$, $\cos\varphi_{ind}$). Moc Q_D jest stale dostępna kiedy moc czynna na wyjściu falownika jest nie mniejsza niż $P_d = 4,72$ kW tj. dla $\cos\varphi_n = 0,7$ ($S_d = 6,1$ kVA).

6.4.2. BADANIA DOSTĘPNOŚCI MOCY BIERNEJ INWERTERA – ŁADOWARKI BATERYJNEGO MAGAZYNU ENERGII

W celu zbadania dostępności mocy biernej wykorzystano możliwość zadawania przez operatora stałego współczynnika mocy z uwzględnieniem kierunku przepływu energii biernej. Zmieniało się zadany współczynnik mocy $\cos\varphi = 1$, $\cos\varphi_{poj} = 0,8$; $0,9$, $\cos\varphi_{ind} = 0,8$ i zmierzono moc czynną, bierną na wyjściu ładowarki podczas sekwencji krokowego zwiększania mocy ładowania i rozładowania. Bateria magazynu energii ustawiono w stan naładowania SoC (State of Charge) na poziomie 79%. W tym przypadku symulator sieci AC służył jako kondycjoner napięcia na poziomie znamionowym 230 V. Badania przeprowadzono odrębnie dla trybu ładowania i rozładowania.

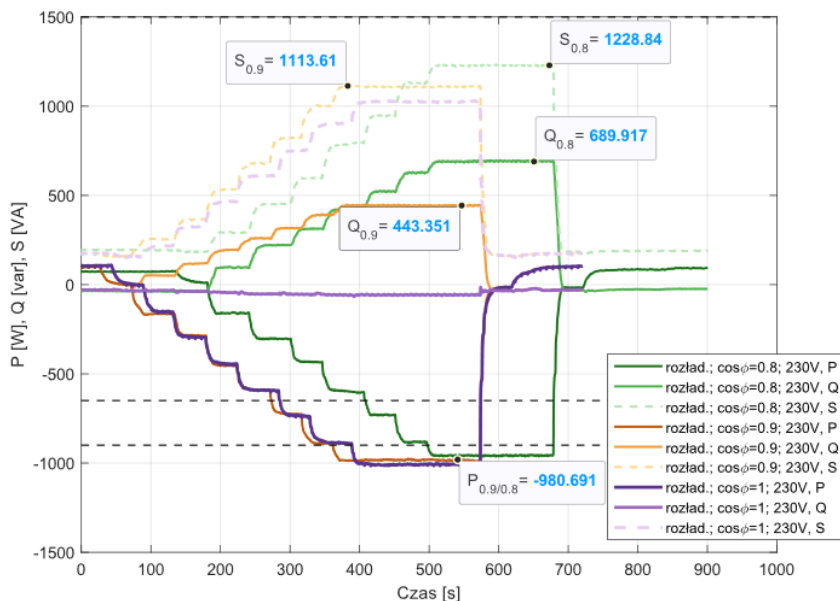
Na rysunku 6 przedstawiono pobieraną moc czynną i bierną podczas krokowego ładowania baterijnego magazynu energii z odpowiednimi wpisami w rejestrze współczynnika mocy: $\cos\varphi = 1$, $\cos\varphi_{poj} = 0,8$; $0,9$, $\cos\varphi_{ind} = 0,8$. Intencjonalnie przesunięto uzyskane charakterystyki pomiarowe w czasie tak, aby wyniki były bardziej czytelne.

Podczas ładowania magazynu energii poziom pobieranej mocy biernej jest bliski zeru. W stanie ładowania baterijnego magazynu energii pracuje jak odbiornik mocy czynnej pomimo zadanej wartości współczynnika mocy. Osiągalna zmierzona moc czynna ładowania magazynu wynosi $P_{charge\ AC} = 1,428$ kW. W badanym rozwiązaniu baterijnego magazynu energii, podczas trybu ładowania, nie ma możliwości uruchomienia regulacji mocy biernej.



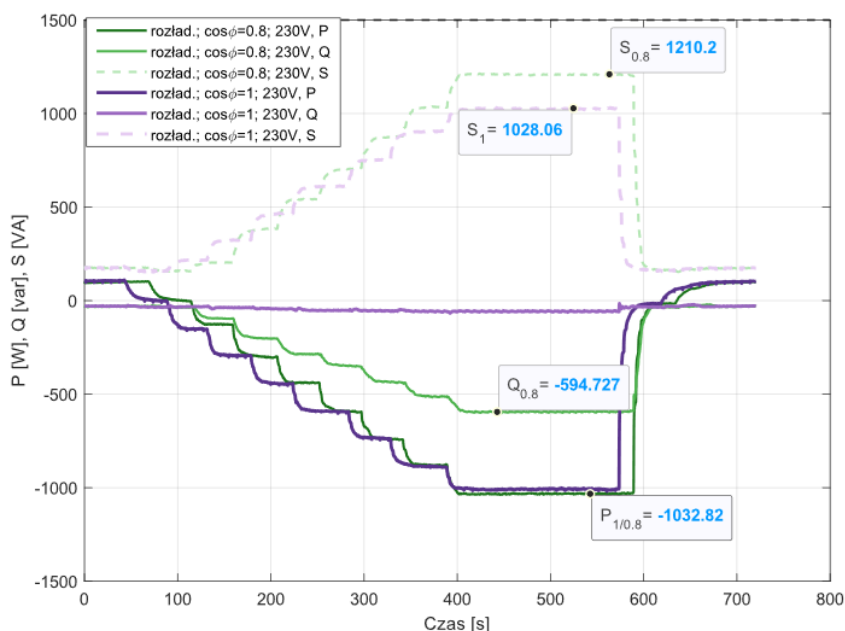
Rys. 6.6. Stopniowe ładowanie baterii z zadaniem $\cos\varphi = 1$, $\cos\varphi_{poj} = 0,8$; $0,9$, $\cos\varphi_{ind} = 0,8$

Tryby rozładowania jest traktowany jako generacja rozproszona i podlega wymaganiom zdolności regulacji mocy biernej w obu kierunkach. Wykreślono przebieg oddawanej mocy czynnej i biernej w stanie rozładowania baterijnego magazynu energii dla różnych zadanych współczynników mocy $\cos\varphi = 1$, $\cos\varphi_{poj} = 0,8$; $0,9$ (pobór mocy biernej indukcyjnej z systemu zasilającego, rys. 6.7), a także $\cos\varphi_{ind} = 0,8$ (oddawanie mocy biernej indukcyjnej do systemu zasilającego, rys. 6.8). Warto zauważyć, że falownik



Rys. 6.7. Stopniowe rozładowywanie baterii z zadaniem $\cos\varphi = 1$ oraz $\cos\varphi_{poj} = 0,8$; $0,9$ (pobór mocy biernej indukcyjnej z sieci elektroenergetycznej) dla SOC z przedziału 0–80%

baterijnego magazynu energii pozytywnie reaguje na żądanie mocy biernej dla zadanego współczynnika mocy. Moc bierna dostępna przy znamionowym współczynniku mocy jest większa niż dla współczynnika wymaganego przez operatora. Jednocześnie moc pozorna na wyjściu falownika nie przekracza mocy 1,3–1,4 kVA. Osiągnięte wartości zmierzone są nieco mniejsze niż spodziewane z obliczeń analitycznych zestawionych w tabelach 6.3 i 6.4. Wynika to z nieco mniejszej mocy czynnej osiągalnej na wyjściu podczas rozładowania.



Rys. 6.8. Stopniowe rozładowywanie baterii z zadaniem $\cos\varphi = 1$ oraz $\cos\varphi_{\text{ind}} = 0,8$ (oddawanie mocy biernej indukcyjnej do sieci elektroenergetycznej) dla SOC z przedziału 0–80%

6.5. DYSKUSJA I WNIOSKI

Celem pracy było przedstawienie obliczeń analitycznych i wyników pomiarowych zdolności regulacji mocy biernej współczesnych elementów mikrosieci takich falowniki fotowoltaiczne oraz bateryjne magazyny energii. Wybrane urządzenia należą do grupy tzw. „elastycznych” elementów mikrosieci, posiadających potencjał regulacyjny wykorzystywany w strategiach rozproszonych systemów kontroli i sterowania.

W pracy usystematyzowano znaczenie charakterystycznych punktów pracy źródeł rozproszonych przedstawianych na czterokwadrantowej płaszczyźnie mocy czynnej i biernej (P , Q). Dla badanych urządzeń w oparciu o dane znamionowe oraz wymaga-

nia kodeksów sieciowych dokonano obliczeń analitycznych, których celem było analityczne wyznaczenie wolumenów mocy biernej wymaganej przez operatora sieci dystrybucyjnej, a także maksymalnej dostępnej z uwzględnieniem ograniczeń sprzętowych urządzeń.

W przypadku falownika fotowoltaicznego wyznaczono wolumen regulacyjny mocy biernej wynikający z wymaganego przez OSD współczynnika mocy. Potwierdzenie wymaganych zdolności regulacji falownika fotowoltaicznego uzyskano przez pomiarowe przetestowanie pełnego zakresu charakterystyki regulacji napięcia $Q(U)$. Falownik reaguje regulacją na zmianę napięcia w punkcie przyłączenia i spełnia warunki graniczne wymagane charakterystyką regulacji zadawaną przez OSD. Jednocześnie maksymalny zasób mocy biernej formułuje wartość znamionowego współczynnika mocy falownika. Ważnym wnioskiem praktycznym jest obserwacja, iż uzyskanie zdolności regulacji mocy biernej może wiązać się z koniecznością ograniczenia mocy generowanej. Taka sytuacja ma miejsce w przypadku generacji bliskiej warunkom znamionowym. Wynika to naturalnych ograniczeń prądowych wynikających z utrzymania znamionowej mocy pozornej. W takich warunkach bez regulacji mocy biernej można przyjąć, że moc czynna generowana jest bliska mocy pozornej znamionowej. W tych samych warunkach włączenie składowej biernej skutkuje ograniczeniem składowej czynnej. Jest to niekorzystny aspekt regulacji, ale z drugiej strony skutkuje przewencją utrzymania warunków napięciowych i przedłuża pracę instalacji fotowoltaicznej.

Wyniki osiągnięte dla testów baterijnego magazynu energii w stanie ładowania, wskazują na brak możliwości regulowania poziomu mocy biernej pobieranej bądź generowanej do sieci. W badanym rozwiązaniu, które reprezentuje przydomowy baterijny magazyn energii, trybie ładowania traktowany jest jak praca odbiornika czynnego. Jest to zrozumiałe ze względu na ładowanie baterii prądem stałym. Jednak należy podkreślić, że w rozwiązaniach przemysłowych magazynów energii istnieją obecnie rozwiązania pozwalające na regulację mocy biernej zarówno w trakcie ładowania i rozładowania, a niekiedy nawet na wykorzystanie specjalnych zasobów sprzętowych inwerterów i regulację mocy biernej na żądanie. W przypadku rozładowywania badanego magazynu energii, ładowarka reaguje na zadawany współczynnik mocy, a dostępność mocy biernej jest uzależniona od mocy czynnej rozładowania baterijnego magazynu energii. W stanie rozładowywania możliwe jest osiągnięcie regulacji mocy biernej w obu kierunkach, tj. zarówno pobór, jak i oddawanie mocy biernej indukcyjnej. Dyskusyjnym elementem jest oszacowanie rzeczywistej dostępnej mocy czynnej podczas rozładowania. Moc czynna wyjściowa inwertera baterijnego magazynu energii jest odwzorowaniem mocy czynnej wejściowej od strony baterii z uwzględnieniem sprawności. Jednak dostępna moc czynna baterii jest często ograniczana przez system zarządzania baterią. Wynika to z ograniczeń prądu rozładowania dla aktualnego stanu naładowania baterii, temperatury. Ponadto podczas rozładowania zmienia się napięcie strony DC baterii. W rezultacie moc czynna na wyjściu może ulegać zmianie w trakcie

rozładowania, a co za tym idzie przy zadanym współczynniku mocy, zmianom może ulegać również poziom mocy biernej.

W przyszłości planuje się testowanie kolejnych scenariuszy pracy BME, przy różnej konfiguracji parametrów zadawanych ładowarce magazynu i parametrów sieci zasilającej.

FINANSOWANIE

Badania przeprowadzono w ramach projektu FlexBIT, finansowanego przez CETPartnership, Clean Energy Transition Partnership, w ramach naboru wniosków badawczych w 2023 roku, współfinansowanego przez Komisję Europejską (GA nr 101069750) oraz agencje finansujące, których listę można znaleźć na stronie <https://cetpartnership.eu/funding-agencies-and-call-modules>. Agencją finansującą w Polsce jest Narodowe Centrum Badań i Rozwoju.

LITERATURA

- [1] „ENTOSO-E Network Code for Requirements for Grid Connection Applicable to all Generators”, 8 March 2013.
- [2] „Regulations Commission Regulation (EU) 2016/631 of 14 April 2016 establishing a network code on requirements for grid connection of generators”; *Wymagania dla instalacji wytwórczych przeznaczonych do równoległego przyłączania do publicznych sieci dystrybucyjnych*.
- [3] Propozycja OSD wymogów ogólnego stosowania wynikających 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), zatwierdzona decyzją Prezesa Urzędu Regulacji Energetyki dnia 9 listopada 2018 r.
- [4] PN-EN 50348. *Wymagania dotyczące równoległego przyłączania mikrogeneratorów do publicznych sieci rozdzielczych niskiego napięcia*, 2014 (zastąpiona przez PN-EN 50549:2019).
- [5] PN-EN 50549-1:2019. *Wymagania dla instalacji wytwórczych przeznaczonych do równoległego przyłączania do publicznych sieci dystrybucyjnych – Część 1: Przyłączanie do sieci dystrybucyjnej nN Instalacje wytwórcze aż do typu B włącznie*, 2019.
- [6] PN-EN 50549-2:2019. *Wymagania dla instalacji wytwórczych przeznaczonych do równoległego przyłączania do publicznych sieci dystrybucyjnych – Część 2: Przyłączanie do sieci dystrybucyjnej SN. Instalacje generacyjne aż do typu B i włącznie z nim*, 2019.
- [7] Ustawa z dnia 20 lutego 2015 r. o odnawialnych źródłach energii, Dz. U. 2015 poz. 478.
- [8] Dyrektywa Parlamentu Europejskiego i Rady (UE) 2018/2001 z dnia 11 grudnia 2018 r. w sprawie promowania stosowania energii ze źródeł odnawialnych (Dz. Urz. UE nr L 328, z 21.12.2018 r.) zwana dyrektywą RED II.
- [9] Zbiór wymagań dla modułów wytwarzania energii typu A, w tym mikroinstalacji. Tauron Dystrybucja, wersja 2 z dnia 31.12.2019 r.
- [10] Instrukcja Ruchu i Eksploatacji Sieci Dystrybucyjnej Tauron Dystrybucja, zatwierdzona przez Prezesa URE decyzją nr DRR-4321-60(5)/2013/KSm z dnia 17 grudnia 2013 r., tekst jednolity obowiązujący od dnia 24.05.2023 r. uwzględniający zmiany wprowadzone kartami aktualizacji włącznie do Karty Aktualizacji nr 25/2023 zatwierdzonej przez Prezesa URE decyzją nr DRR.WRE.4321.1.2023. AOr.JPa2 z dnia 16 maja 2023 r. <https://www.tauron-dystrybucja.pl/uslugi-dystrybucyjne/instrukcja-iriesd>
- [11] CHMIELOWIEC K., TOPOLSKI Ł., DUTKA M., PISZCZEK A., HANZELKA Z., RODZIEWICZ T., *Technical Requirements of Photovoltaic Inverters for Low Voltage Distribution Networks*, Inventions, 2024, 9, 4, DOI: 10.3390/inventions9040091.

- [12] GONZÁLEZ P., FREDERIKSEN K., SERA D., RODRIGUEZ P., TEODORESCU R., *Local Reactive Power Control Methods for Overvoltage Prevention of Distributed Solar Inverters in Low-Voltage Grids*, IEEE Journal of Photovoltaics, JPHOTOV, 2011, 1, 174–182. 10.1109/JPHOTOV.2011.2174821.
- [13] HASHEMI S., ØSTERGAARD J., *Methods and strategies for overvoltage prevention in low voltage distribution systems with PV*, IET Renewable Power Generation, 2017, 11, 2, 205–214, DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2016.0277>.
- [14] SHARMA V., HAQUE M.H., AZIZ S., KAUSCHKE T., *Reducing Overvoltage-Induced PV Curtailment Through Reactive Power Support of Battery and Smart PV Inverters*, IEEE Access. PP, 2024, 1–1. 10.1109/ACCESS.2024.3454313.
- [15] STANELYTĖ D., RADZIUKYNAS V., *Analysis of Voltage and Reactive Power Algorithms in Low Voltage Networks*, MDPI, 2022, DOI: 10.3390/en15051843.

AVAILABILITY OF REACTIVE POWER CONTROL RESOURCES IN PHOTOVOLTAIC AND BATTERY ENERGY STORAGE INVERTERS

The high concentration of prosumer generation units located in low-voltage distribution networks and the value of the installed capacity in these networks necessitates the economic management of the energy generated by PV. There is a need to optimise the cooperation of individual microgrid components. In microgrid control concepts, it is crucial to determine the so-called flexibility resources or the regulation capacity of microgrid components. The aim of this work is to conduct laboratory tests of the reactive power regulation capacity of a photovoltaic inverter and a battery energy storage inverter. Tests were carried out on a laboratory test bench for testing the flexibility of microgrids, examining the response of the $Q(U)$ regulation mode in a photovoltaic inverter and verifying it against legal requirements. A battery energy storage system was tested in charging and discharging modes for different power factor values. Similar analytical calculations and laboratory tests were performed on a battery energy storage system in charging and discharging modes for different power factor values. The results obtained allow the assumptions for reactive power availability requirements to be verified and the limitations resulting from the rated parameters of the tested devices to be identified.

Keywords: microgrid, PV inverter, BES inverter, flexible energy management, reactive power control, energy efficiency

STRESZCZENIA

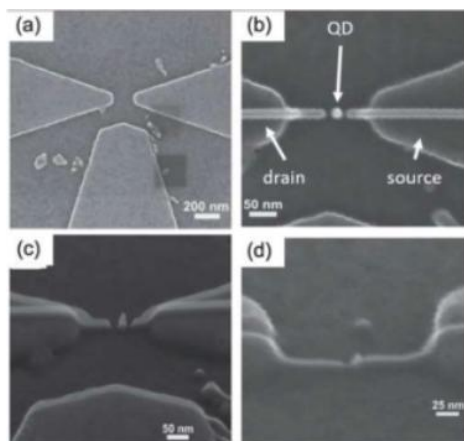
TRANSPORT I METROLOGIA POJEDYNCZYCH ELEKTRONÓW

WOJCIECH GODLEWSKI*, BARTOSZ PRUCHNIK, TOMASZ PIASECKI,
DOMINIK BADURA, JULIA PRUCHNIK, WŁADYSŁAW KOPCZYŃSKI,
PAWEŁ DARASZ-MÓL, TEODOR GOTSZALK

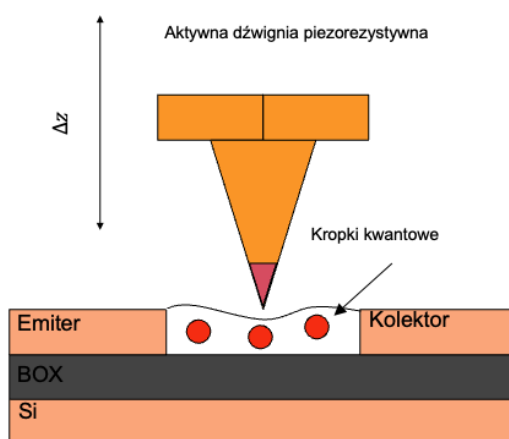
Politechnika Wrocławska, Wydział Elektroniki, Fotoniki i Mikrosystemów,
ul. Janiszewskiego 11/17, 50-372 Wrocław

* Autor korespondencyjny: wojciech.godlewski@pwr.edu.pl

Postępująca miniaturyzacja elementów elektronicznych prowadzi do sytuacji, w której przepływ prądu elektrycznego należy analizować w skali pojedynczych ładunków elementarnych. Wraz ze zmniejszaniem rozmiarów struktur półprzewodnikowych coraz większego znaczenia nabierają zjawiska kwantowe, które determinują zachowanie elektronów w nanoskali. Zdolność do precyzyjnego obrazowania i kontroli transportu pojedynczych elektronów odgrywa kluczową rolę nie tylko w rozwoju nanoelektroniki, ale również w dziedzinach, takich jak biologia molekularna czy fizyka ciała stałego. Mikroskopia bliskich oddziaływań (SPM) dostarczyła wielu istotnych informacji



Rys. 1. Układ podwójnego złącza tunelowego z wyspą ładunku w kształcie ostrza wytworzony techniką FEBID (Durrani et al., Nanotechnology, 2017)



Rys. 2. Schemat ideowy pomiaru urządzenia jednoelektronowego za pomocą SQT

o strukturach nanometrycznych, jednak jej możliwości zbliżają się do fizycznych granic rozdzielczości. Metrologia elektryczna wymaga nowych metod pomiarowych, które wykorzystują najbardziej fundamentalne zjawiska fizyczne.

Jednym z rozwiązań jest badanie i kontrola transportu pojedynczych elektronów. W celu zbadania transportu jednoelektronowego zakładamy opracowanie techniki pomiarowej w postaci skaningowej mikroskopii z tranzystorem jednoelektronowym w roli czujnika pola elektrycznego (ang. *scanning quantum transistor microscopy* – SQTm).

NAPEŁDY BEZWŁADNOŚCIOWE O NANOMETROLOGICZNEJ ROZDZIELCZOŚCI RUCHU

WŁADYSŁAW KOPCZYŃSKI*, DOMINIK BADURA, WOJCIECH GODLEWSKI,
PAWEŁ DARASZ-MÓŁ, TEODOR GOTSZALK

Politechnika Wrocławska, Wydział Elektroniki, Fotoniki i Mikrosystemów,
Katedra Nanometrologii, ul. Janiszewskiego 11/17, 50-370 Wrocław

* Autor korespondencyjny: wladyslaw.kopczynski@pwr.edu.pl

Postępująca miniaturyzacja urządzeń oraz dynamiczny rozwój nanotechnologii stawiają coraz większe wymagania przed precyzyjnymi układami pozycjonującymi i napędowymi. W licznych dziedzinach nauki i techniki, takich jak mikroskopia sił atomowych (ang. Atomic Force Microscopy, AFM), mikromanipulacja biologiczna, precyzyjna optyka czy litografia półprzewodnikowa, niezbędne jest sterowanie ruchem z dokładnością sięgającą rzędu nanometrów. Tradycyjne napędy mechaniczne, oparte na przekładniach śrubowych lub silnikach krokowych, nie zapewniają wymaganej rozdzielczości ani stabilności, dlatego coraz powszechniej stosuje się napędy bezwładnościowe z aktuatorami piezoelektrycznymi, które pozwalają na precyzyjne pozycjonowanie z nanometrową dokładnością.

Jednym z takich rozwiązań są napędy bezwładnościowe, które wykorzystują zjawiska fizyczne związane z bezwładnością masy, umożliwiając generowanie ruchu o ekstremalnie małych krokach. Zasada działania tych napędów opiera się na cyklicznym przyspieszaniu oraz hamowaniu elementu roboczego. Dzięki różnicy między fazą przyczepności (ang. *stick*) a poślizgu (ang. *slip*) możliwe jest uzyskanie przesunięć o nanometrowej rozdzielczości. Kluczową rolę odgrywają tutaj aktulatory piezoelektryczne, które pod wpływem impulsu elektrycznego zmieniają swoją długość w zakresie od nanometrów do mikrometrów. Precyzyjne sterowanie kształtem i częstotliwością impulsów pozwala na generowanie mikrokroków ruchu z bardzo wysoką powtarzalnością.

W praktyce stosuje się różne typy napędów bazujących na piezoaktuatorach, obejmujące zarówno rozwiązania liniowe, jak i obrotowe. Do tej grupy należą między innymi napędy ultradźwiękowe, wykorzystujące fale stojące lub biegnące w materiale piezoelektrycznym, oraz napędy krokowe, w których przemieszczenie uzyskuje się poprzez sekwencyjne sterowanie zespołem elementów piezoelektrycznych. Coraz częściej opracowuje się również mikro- i nanonapędy zintegrowane w strukturach MEMS/NEMS, które pozwalają na uzyskanie wysokiej precyzji i miniaturyzacji przy niskim poborze energii.

Szczególnie interesującą grupę stanowią napędy typu PFIA (ang. *Piezoelectric Friction-Inertia Actuators*), które wykorzystują zjawisko tarcia i bezwładności do generowania ruchu krokowego. W ich działaniu kluczowe jest sterowanie asymetrycznym cyklem przyspieszania i hamowania elementu piezoelektrycznego, co pozwala na uzyskanie przesunięcia w jednym kierunku. Układy PFIA charakteryzują się prostą konstrukcją, niskim zużyciem energii oraz możliwością pracy w szerokim zakresie prędkości i sił napędowych, co czyni je atrakcyjnym rozwiązaniem dla systemów precyzyjnego pozycjonowania w mikro i nanoskali.

W układach bezwładnościowych opartych na aktuatorach piezoelektrycznych, aby osiągnąć precyzję nanometrologiczną, konieczne jest wykorzystanie zaawansowanych systemów pomiarowych, takich jak czujniki pojemnościowe, układy tensometryczne czy interferometrię, w sterowaniu z pętlą sprzężenia zwrotnego. Takie rozwiązania pozwalają na kompensację nieliniowości i dryftu termicznego. Dzięki nim napędy bezwładnościowe osiągać mogą rozdzielczość nawet poniżej jednego nanometra, co sprawia, że stanowią kluczowy element współczesnych systemów pomiarowych i manipulacyjnych w mikro i nanoskali.

Obecne kierunki rozwoju tej technologii koncentrują się na zwiększeniu stabilności działania, szybkości reakcji, integracji z układami mikroelektronicznymi czy zastosowaniu nowych materiałów piezoelektrycznych o ograniczonej histerezie. W połączeniu z metodami kompensacji błędów i inteligentnym sterowaniem, napędy bezwładnościowe – w tym układy PFIA – stają się nie tylko elementem wspierającym precyzyjną metrologię, lecz także ważnym krokiem w kierunku bardziej autonomicznych i zaawansowanych systemów nanomanipulacyjnych.

Projekt finansowany ze środków budżetu państwa, przyznanych przez Ministra Nauki i Szkolnictwa Wyższego w ramach Programu „Studenckie koła naukowe tworzą innowacje”.



Ministry of Science and Higher Education
Republic of Poland



Wydawnictwa Politechniki Wrocławskiej
są do nabycia w sprzedaży wysyłkowej:
zamawianie.ksiazek@pwr.edu.pl

ISBN 978-83-8134-015-1