

# WYBRANE PROBLEMY STEROWANIA, NAPĘDU ORAZ UKŁADÓW ZASILANIA



Praca zbiorowa  
pod redakcją

**Dariusza GRABOWSKIEGO**



GLIWICE 2024

**MONOGRAFIA**



**WYBRANE PROBLEMY  
STEROWANIA, NAPĘDU  
ORAZ UKŁADÓW ZASILANIA**

**Praca zbiorowa  
pod redakcją  
Dariusza GRABOWSKIEGO**

**WYDAWNICTWO POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ  
GLIWICE 2024  
UIW 48600**

***Opiniodawcy***

Prof. dr hab. inż. Bernard BARON  
Prof. dr hab. inż. Zygmunt PIĄTEK

***Kolegium redakcyjne***

REDAKTOR NACZELNY – Dr hab. inż. Barbara KULESZ, prof. PŚ  
REDAKTOR DZIAŁU – Prof. dr hab. inż. Adam GAŁUSZKA  
SEKRETARZ REDAKCJI – Mgr Monika MOSZCZYŃSKA-GŁOWACKA

**Wydano za zgodą  
Rektora Politechniki Śląskiej**

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

***Redakcja językowa***  
Joanna BULSKA

***Redakcja techniczna***  
Ewa TENEROWICZ

***Projekt okładki***  
Tomasz LAMORSKI

e-ISBN 978-83-7880-992-0

© Copyright by  
Wydawnictwo Politechniki Śląskiej  
Gliwice 2024

## SPIS TREŚCI

<b>WSTĘP.....</b>	<b>5</b>
<b>CIEKAWY WŁASNOŚCI UKŁADÓW METZLERA.....</b>	<b>7</b>
<i>Wojciech Mitkowski</i>	
<b>WYZNACZANIE PARAMETRÓW ELEKTROMECHANICZNYCH NAPĘDU WSPOMAGAJĄCEGO PRACĘ TELESKOPOWYCH WYSIĘGNIKÓW DO KAMER .....</b>	<b>18</b>
<i>Paweł Młotek, Piotr Warmuzek, Marian Łukaniszyn, Marcin Kowol, Janusz Kołodziej, Piotr Mynarek</i>	
<b>CHARAKTERYSTYKI ZEWNĘTRZNE PRZEKSZTAŁTNIKÓW DC-DC Z TRANSFORMATOREM.....</b>	<b>28</b>
<i>Dawid Makiela</i>	
<b>STEROWANIE DYSKRETYCH UKŁADÓW NIELINIOWYCH O ZNANEJ DYNAMICE WYKORZYSTUJĄCE SIECI NEURONOWE .....</b>	<b>39</b>
<i>Pavlo Tymoshchuk</i>	
<b>WYKORZYSTANIE MODELI MATEMATYCZNYCH W PROCESIE CERTYFIKACJI JEDNOSTEK KOGENERACYJNYCH.....</b>	<b>50</b>
<i>Adrian Nocoń, Andrzej Figiel, Stefan Paszek</i>	
<b>PARAMETRIZACJA PROFILI ZAPOTRZEBOWANIA NA ENERGIĘ ELEKTRYCZNĄ RÓŻNEGO TYPU OBIEKTÓW .....</b>	<b>68</b>
<i>Marcin Fice, Krzysztof Sztymelski, Adam Piłśniak</i>	
<b>LINIE DŁUGIE JAKO UKŁADY REZERWUJĄCE ZASILANIE ENERGIĄ ELEKTRYCZNĄ.....</b>	<b>86</b>
<i>Sebastian Różowicz, Maciej Włodarczyk, Andrzej Zawadzki, Marcin Leško, Krzysztof Baran</i>	
<b>REALIZACJA MODELI ROZDZIELNIC W PROJEKCIE REALIZOWANYM W RAMACH PROGRAMU INICJATYWA DOSKONAŁOŚCI – UCZELNIA BADAWCZA.....</b>	<b>93</b>
<i>Piotr Holajn</i>	
<b>STRESZCZENIE .....</b>	<b>101</b>

## CONTENTS

<b>FOREWORD.....</b>	<b>5</b>
<b>INTERESTING PROPERTIES OF METZLER SYSTEMS.....</b>	<b>7</b>
<i>Wojciech Mitkowski</i>	
<b>DETERMINATION OF THE ELECTROMECHANICAL PARAMETERS OF THE DRIVE TO SUPPORT THE OPERATION OF A TELESCOPIC CAMERA CRANES .....</b>	<b>18</b>
<i>Paweł Młotek, Piotr Warmuzek, Marian Łukaniszyn, Marcin Kowol, Janusz Kołodziej, Piotr Mynarek</i>	
<b>LOAD CHARACTERISTICS OF DC-DC CONVERTERS WITH A TRANSFORMER .....</b>	<b>28</b>
<i>Dawid Makiela</i>	
<b>A TRACKING CONTROL NEURAL NETWORK FOR THE KNOWN AFFINE IN THE INPUTS DISCRETE-TIME NONLINEAR SYSTEMS .....</b>	<b>39</b>
<i>Pavlo Tymoshchuk</i>	
<b>THE USE OF MATHEMATICAL MODELS IN THE CERTIFICATION PROCESS OF COGENERATION UNITS.....</b>	<b>50</b>
<i>Adrian Nocoń, Andrzej Figiel, Stefan Paszek</i>	
<b>PARAMETRIZATION OF ELECTRICAL ENERGY DEMAND PROFILES FOR VARIOUS TYPES OF FACILITIES .....</b>	<b>68</b>
<i>Marcin Fice, Krzysztof Sztymelski, Adam Piłśniak</i>	
<b>TRANSMISSION LINES AS BACKUP SYSTEMS FOR ELECTRICITY SUPPLY .....</b>	<b>93</b>
<i>Sebastian Różowicz, Maciej Włodarczyk, Andrzej Zawadzki, Marcin Leśko, Krzysztof Baran</i>	
<b>IMPLEMENTATION OF SWITCHGEAR MODELS IN A PROJECT IMPLEMENTED AS A PART OF THE EXCELLENCE INITIATIVE - RESEARCH UNIVERSITY PROGRAM.....</b>	<b>93</b>
<i>Piotr Holajn</i>	
<b>ABSTRACT.....</b>	<b>102</b>

## WSTĘP

Monografia składa się z ośmiu artykułów przedstawiających najnowsze wyniki badań realizowanych przez zespoły badawcze z Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie, Politechniki Opolskiej, Politechniki Poznańskiej, Politechniki Rzeszowskiej, Politechniki Świętokrzyskiej oraz Politechniki Śląskiej. Badania były częściowo realizowane przy współpracy z partnerami z przemysłu (CH4 Moto Śląsk, Instytut Techniki Górniczej KOMAG).

Pierwsze cztery artykuły zamieszczone w monografii dotyczą sterowania i napędu. Pierwszy z nich stanowi teoretyczne wprowadzenie do tej tematyki i zawiera propozycję kilku twierdzeń związanych z własnościami dynamicznymi układów Metzlera, w tym kryteriami stabilności układu. Drugi artykuł dotyczy wyznaczania parametrów elektromechanicznych napędu w układzie wysięgnika dużych rozmiarów. Względy bezpieczeństwa i wysoka bezwładność układu wykluczają zastosowanie przekładni samohamownych, dlatego przeanalizowano możliwość zastosowania napędu elektrycznego z bezstykową i odporną na przeciążenia przekładnią magnetyczną. W kolejnym artykule zamieszczono charakterystyki obciążenia przekształtników DC-DC z transformatorem. Przekształtniki DC-DC są dosyć szeroko opisane w literaturze, jednak brak jest charakterystyk obciążenia, w których prąd odniesienia jest niezależny od warunków obciążenia. W ostatnim artykule w tej części monografii opisano nowy sposób sterowania dyskretnymi układami nieliniowymi o znanej dynamice, wykorzystujący sieci neuronowe.

Druga grupa artykułów poświęcona jest problemom związanym z układami zasilania, w tym odnawialnymi źródłami energii. Pierwszy z nich zawiera opis wymagań technicznych wynikający z przepisów kodeksu sieci, a dotyczący wymogów w zakresie przyłączenia jednostek wytwórczych energii do systemu elektroenergetycznego w odniesieniu do jednostek kogeneracyjnych. W artykule opisano ponadto analityczną metodę oceny zdolności jednostek kogeneracyjnych do pozostania w pracy w sieci elektroenergetycznej. Zarządzanie energią elektryczną staje się obecnie niezwykle istotnym zagadnieniem ze względu na konieczność

dopasowywania zapotrzebowania do generacji energii elektrycznej w odnawialnych źródłach energii (OZE) oraz wprowadzanej taryfy dynamicznej przez sprzedawców energii. Stanowiło to motywację do podjęcia badań, których wyniki przedstawiono w kolejnym artykule, dotyczącym metod opisu parametrycznego profili energetycznych różnego typu obiektów, pozwalających na odtwarzanie profili w celach predykcji zapotrzebowania i dopasowania profilu poboru energii do generacji źródła OZE oraz lepszego wykorzystania magazynu energii. Następny artykuł zawiera analizę linii długich pracujących w warunkach jednoczesnego zasilania od strony wejścia i wyjścia oraz układów w konfiguracji: zasilanie – linia długa – odbiornik – rezerwowa linia długa. Monografię zamyka artykuł poświęcony praktycznym aspektom modelowania i realizacji rozdzielnic w instalacjach automatyki budynkowej.

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

Dariusz Grabowski

Wojciech MITKOWSKI<sup>1</sup>

## CIEKAWY WŁASNOŚCI UKŁADÓW METZLERA

### 1. Wstęp

Swoje przemyślenia dotyczące własności i sterowania układami dynamicznymi autor niniejszego artykułu zamieścił w monografii *Zarys teorii sterowania* [20]. Algorytmy teorii sterowania i algebry liniowej tworzą obecnie trzon tak zwanego uczenia maszynowego. Teoria macierzy [3, 22] stanowi podstawy metod numerycznych i obliczeń komputerowych.

W układach liniowych własności dynamiczne są dobrze określone przez widmo odpowiedniego operatora liniowego, ogólnie działającego np. w odpowiedniej przestrzeni Hilberta. W przypadku skończonego wymiarowego operatora liniowego można utożsamić z macierzą  $\mathbf{A}$  tego operatora.

**UWAGA 1.** Widmo (spektrum) macierzy  $\mathbf{A}$  tworzą wartości własne tej macierzy. Innymi słowy zbiór  $\lambda(\mathbf{A}) = \{s - \text{zespolone} : \det[s\mathbf{I} - \mathbf{A}] = 0\}$  tworzy widmo macierzy  $\mathbf{A}$ . Symbolem  $\lambda_i(\mathbf{A})$  oznacza się  $i$ -tą wartość własną macierzy  $\mathbf{A}$ . Symbolem  $\rho(\mathbf{A}) = \max_i |\lambda_i(\mathbf{A})|$  oznacza się promień spektralny macierzy  $\mathbf{A}$ . Wartości własne macierzy  $\mathbf{A}$  leżą na płaszczyźnie zespolonej w kole o środku w zerze i promieniu równym promieniowi spektralnemu  $\rho(\mathbf{A}) = \max_i |\lambda_i(\mathbf{A})|$ .

W przypadku ogólnym sprawa jest bardziej złożona, zob. np. [20, s. 201; rodzaje widma operacji liniowej  $A$ ]. W zastosowaniach operacje liniowe można często skutecznie aproksymować odpowiednimi macierzami. W konsekwencji do syntezy sterowania można wykorzystywać techniki skończonego wymiarowe.

---

<sup>1</sup> Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie, KAiR, Wydział EAIiIB, al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków  
e-mail: [wojciech.mitkowski@agh.edu.pl](mailto:wojciech.mitkowski@agh.edu.pl)



W tej pracy uwaga zostanie zwrócona na kilka własności widma macierzy nieujemnej  $\mathbf{A} \geq 0$  i macierzy Metzlera; zob. np. [20, s. 446 i dalej]. Następnie zostaną omówione kryteria odpowiedniej stabilności układu z macierzą stanu Metzlera. Na zakończenie zostanie rozważony przykład elektrycznego obwodu oscylacyjnego z cykliczną macierzą Metzlera.

## 2. Macierze nieujemne i macierze Metzlera

Macierze nieujemne (również dodatnie) i macierze Metzlera są szczególnymi macierzami kwadratowymi rzeczywistymi [2, 3, 4, 5, 7, 8, 10-20] i generują układy dynamiczne opisywane odpowiednimi równaniami różniczkowymi (równaniami stanów).

Macierz rzeczywista  $\mathbf{A}$  jest nazywana macierzą nieujemną wtedy i tylko wtedy, gdy  $a_{ij} \geq 0$ ,  $\mathbf{A} = [a_{ij}] \in R^{n \times n}$ . Jeżeli  $\mathbf{A}$  jest nieujemna, to pisze się  $\mathbf{A} \geq 0$ . Podobnie wektor  $\mathbf{x} \geq 0$  oznacza wektor o współrzędnych nieujemnych.

**UWAGA 2.** Dla każdej macierzy  $\mathbf{A} \geq 0$  istnieje liczba rzeczywista  $\lambda_{\max} \in \lambda(\mathbf{A})$  taka, że  $\lambda_{\max} = \rho(\mathbf{A})$ . Zobacz rys. 2 oraz [3, s. 334, 344].

**UWAGA 3.** Niech  $\eta \in R$  i  $\mathbf{A} = [a_{ij}] \geq 0$ . Zachodzi nierówność  $\lambda_{\max}(\mathbf{A}) = \rho(\mathbf{A}) < \eta$  wtedy i tylko wtedy, gdy wszystkie minory wiodące macierzy  $\eta\mathbf{I} - \mathbf{A}$  są większe od zera, czyli  $M_i[\eta\mathbf{I} - \mathbf{A}] > 0$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$ , gdzie (zob. np. [3, s. 349], [12]):

$$M_1[\eta\mathbf{I} - \mathbf{A}] = \eta - a_{11}, \quad M_2[\eta\mathbf{I} - \mathbf{A}] = \det \begin{bmatrix} \eta - a_{11} & -a_{12} \\ -a_{21} & \eta - a_{22} \end{bmatrix}, \dots, \quad M_n[\eta\mathbf{I} - \mathbf{A}] = \det[\eta\mathbf{I} - \mathbf{A}].$$

Dalej macierz nieujemna będzie oznaczana symbolem  $\mathbf{N}$ . Dla macierzy nieujemnych zachodzi następująca nierówność:

$$\mathbf{e}^{\mathbf{N}t} = \mathbf{I} + \mathbf{N}t + \frac{1}{2!} \mathbf{N}^2 t^2 + \frac{1}{3!} \mathbf{N}^3 t^3 + \dots \geq 0, \quad \text{gdy } \mathbf{N} \geq 0, t \geq 0 \quad (1)$$

Macierz rzeczywista  $\mathbf{M}$  jest nazywana macierzą Metzlera wtedy, gdy  $m_{ij} \geq 0$ ,  $i \neq j$ ,  $\mathbf{M} = [m_{ij}] \in R^{n \times n}$ . Innymi słowy elementy macierzy Metzlera są nieujemne z wyjątkiem elementów leżących na głównej przekątnej. Na głównej przekątnej mogą leżeć dowolne liczby rzeczywiste, np. liczby ujemne.

Z każdą macierzą Metzlera  $\mathbf{M}$  jest związana pewna macierz nieujemna  $\mathbf{N}$ . Wynika to z faktu, że dla każdej macierzy Metzlera  $\mathbf{M}$  istnieje rzeczywista liczba  $\eta \geq 0$  taka, że:

$$\eta \mathbf{I} + \mathbf{M} = \mathbf{N} \geq 0 \quad (2)$$

jest macierzą nieujemną. Macierz  $\mathbf{I}$  jest macierzą jednostkową. Z równości (2) można zauważyć, że pomiędzy wartościami własnymi macierzy  $\mathbf{N}$  i  $\mathbf{M}$  zachodzi następująca relacja:

$$\lambda_i(\mathbf{N}) = \eta + \lambda_i(\mathbf{M}) \quad (3)$$

### 3. Nieujemność macierzy fundamentalnej $e^{\mathbf{M}t}$

Ciekawą własnością macierzy  $e^{\mathbf{M}t}$  jest jej nieujemność przy każdej macierzy Metzlera  $\mathbf{M}$ . Własność ta jest konsekwencją równości (2). Z równości (2) mamy  $\mathbf{M} = \mathbf{N} - \eta \mathbf{I}$ , zatem:

$$e^{\mathbf{M}t} = e^{-\eta t} e^{\mathbf{N}t} \geq 0 \quad (4)$$

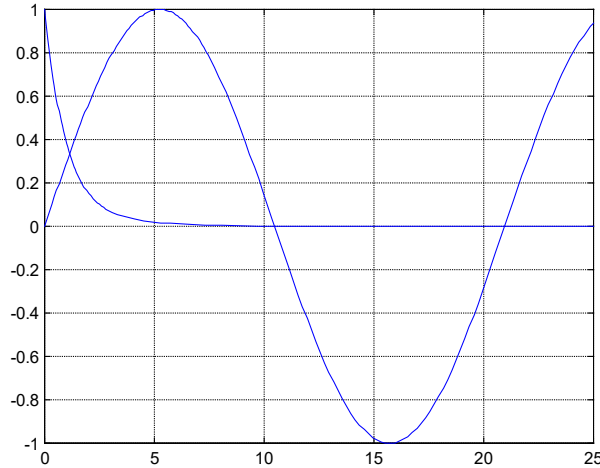
Nierówność (4) jest ciekawa, bo macierz Metzlera  $\mathbf{M}$  może mieć zespolone wartości własne i w związku z tym elementy macierzy  $e^{\mathbf{M}t}$  mogą zawierać funkcje  $\sin(\omega t)$  oraz  $\cos(\omega t)$ , które zmieniają znak, przy czym  $\omega = \text{Im } \lambda_i(\mathbf{M})$ .

#### PRZYKŁAD 1. Macierz

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1/16 & 1/16 & -7/8 \end{bmatrix} \quad (5)$$

jest macierzą Metzlera i ma następujące wartości własne stanowiące widmo macierzy  $\mathbf{M}$ :

$$\lambda(\mathbf{M}) = \{ -1,1875 + j0,2997, -1,1875 - j0,2997, -0,5000 \} \quad (6)$$



Rys. 1. Funkcje  $e_{11}(t)$  i  $s(t)$

Niech  $\mathbf{e}^{Mt} = [e_{ij}(t)]$ . Elementy  $e_{ij}(t) \geq 0$ . Dla przykładu mamy

$$e_{11}(t) = \frac{2}{9}e^{-\frac{t}{2}} + e^{-\frac{19t}{16}} \left[ \frac{5\sqrt{23}}{207} \sin(\sqrt{23}t/16) + \frac{7}{9} \cos(\sqrt{23}t/16) \right] \quad (7)$$

Niech  $s(t) = \sin(\sqrt{23}t/16)$ . Na rys. 1 pokazano funkcje  $s(t)$  i  $e_{11}(t)$ , co ułatwia zrozumienie, dlaczego  $e_{11}(t)$  określone w (7) jest nieujemne dla nieujemnych  $t$ .

W teorii półgrupowej równań różniczkowych (zob. np. [20, s. 199]) macierz  $\mathbf{e}^{Mt}$  stanowi operator liniowy półgrupy sparametryzowany zmienną  $t$ . Półgrupa  $\mathbf{e}^{Mt}$  jest generowana przez macierz  $\mathbf{M}$ . Inaczej  $\mathbf{M}$  jest generatorem półgrupy  $\mathbf{e}^{Mt}$ . W teorii równań różniczkowych  $\mathbf{e}^{Mt}$  jest macierzą fundamentalną rozwiązań równania różniczkowego  $\dot{\mathbf{z}}(t) = \mathbf{M}\mathbf{z}(t)$ , czyli mamy  $\mathbf{z}(t) = \mathbf{e}^{Mt}\mathbf{z}(0)$ .

Rozważania z tego rozdziału można podsumować w następującym twierdzeniu 1.

**TWIERDZENIE 1.** Rozważmy równanie różniczkowe  $\dot{\mathbf{z}}(t) = \mathbf{M}\mathbf{z}(t)$  z dowolną macierzą Metzlera  $\mathbf{M}$  i jego rozwiązanie  $\mathbf{z}(t) = \mathbf{e}^{Mt}\mathbf{z}(0)$ . Wtedy mamy

$$\forall \mathbf{M}, \forall \mathbf{z}(0) \geq 0, \quad \mathbf{z}(t) = \mathbf{e}^{Mt}\mathbf{z}(0) \geq 0, t \geq 0.$$

W tym miejscu warto zwrócić uwagę na układy dyskretne w czasie opisane formułą rekurencyjną  $\mathbf{z}(k+1) = \mathbf{N}\mathbf{z}(k)$ ,  $k = 0, 1, K$ .

**TWIERDZENIE 2.** Rozważmy równanie rekurencyjne  $\mathbf{z}(k+1) = \mathbf{N}\mathbf{z}(k)$ ,  $k = 0, 1, K$  z dowolną macierzą nieujemną  $\mathbf{N}$  i jego rozwiązanie  $\mathbf{z}(k) = \mathbf{N}^k\mathbf{z}(0)$ . Wtedy mamy

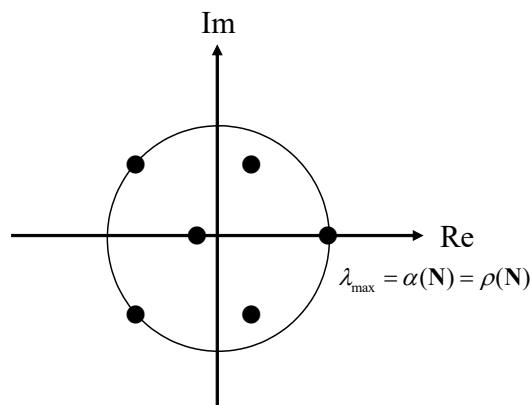
$$\forall \mathbf{N} \geq 0, \forall \mathbf{z}(0) \geq 0, \quad \mathbf{z}(k) = \mathbf{N}^k\mathbf{z}(0) \geq 0, k \geq 0.$$

#### 4. Widmo macierzy Metzlera

Podstawowe pojęcia przedstawiono w UWADZE 1. Widmo macierzy Metzlera (krótko widmo Metzlera) spełnia następujący warunek:

$$\operatorname{Re} \lambda_1(\mathbf{M}) \leq \operatorname{Re} \lambda_2(\mathbf{M}) \leq \dots \leq \operatorname{Re} \lambda_n(\mathbf{M}) = \alpha(\mathbf{M}) \quad (8)$$

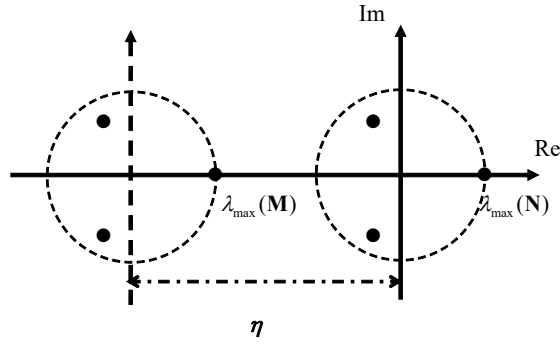
gdzie  $\alpha(\mathbf{M}) = \max_i \operatorname{Re} \lambda_i(\mathbf{M}), i = 1, 2, \dots, n$ , jest współczynnikiem wykładniczego wzrostu macierzy fundamentalnej (półgrupy)  $e^{\mathbf{M}t}$ . Z każdą macierzą Metzlera  $\mathbf{M}$  można związać macierz nieujemną  $\mathbf{N}$  (zob. (2)), której wartości własne macierzy leżą w kole domkniętym o środku w zerze i promieniu równym promieniowi spektralnemu  $\rho(\mathbf{N})$  (zob. rys. 2). Przykładowe widmo nieujemnej macierzy  $\mathbf{N}$  dla  $n=6$  pokazano na rys. 2.



Rys. 2. Wartości własne macierzy nieujemnej  $\mathbf{N}$  o wymiarze  $n = 6$

Wartość własna  $\lambda_n(\mathbf{N}) = \lambda_{\max}(\mathbf{N})$  o największej części rzeczywistej jest liczbą rzeczywistą i jest równa promieniowi spektralnemu  $\rho(\mathbf{N})$ . Ta własność dowolnej rzeczywistej macierzy nieujemnej jest określona w twierdzeniu Perrona [3, s. 334].

Z równości (2) i (3) można zauważyć, że widma macierzy Metzlera  $\mathbf{M}$  i macierzy nieujemnej  $\mathbf{N}$  związanej z  $\mathbf{M}$  przez (2) są na płaszczyźnie zespolonej odpowiednio przesunięte. Odpowiednią sytuację dla macierzy  $\mathbf{M}$  i  $\mathbf{N}$  o wymiarze  $n=3$  pokazano na rys. 3.



Rys. 3. Przesunięcie widma macierzy  $\mathbf{M}$  i  $\mathbf{N}$  dla  $n = 3$

Dotychczasowe rozważania, wykorzystując relację (2), (3) pomiędzy macierzą Metzlera i macierzą nieujemną oraz twierdzenie Perrona [3, s. 334], można podsumować w następującym lemacie 1 (np. [12]):

**TWIERDZENIE 3.** Dla każdej macierzy Metzlera  $\mathbf{M}$  istnieje liczba rzeczywista  $\lambda_{\max} \in \lambda(\mathbf{M})$  taka, że  $\lambda_{\max} = \alpha(\mathbf{M})$ , gdzie  $\alpha(\mathbf{M}) = \max_i \operatorname{Re} \lambda_i(\mathbf{M})$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$ , jest współczynnikiem wzrostu półgrupy  $\mathbf{e}^{\mathbf{M}t}$  (zob. rys. 3).

Rozważmy nierówność macierzową.  $\mathbf{G} = [g_{ij}] \leq \mathbf{H} = [h_{ij}]$  wtedy i tylko wtedy, gdy  $g_{ij} \leq h_{ij}$ . Jeżeli  $\mathbf{G} \geq 0$ ,  $\mathbf{H} \geq 0$  oraz  $\mathbf{G} \leq \mathbf{H}$  ( $\mathbf{G} \neq \mathbf{H}$ ), wtedy  $\rho(\mathbf{G}) \leq \rho(\mathbf{H})$ . Zobacz np. [3, s. 335 i 350], [12]. Zatem mamy:

**TWIERDZENIE 4.** Niech  $\mathbf{M}$ ,  $\mathbf{M}_{\min}$ ,  $\mathbf{M}_{\max}$  będą macierzami Metzlera. Jeżeli  $\mathbf{M}_{\min} \leq \mathbf{M} \leq \mathbf{M}_{\max}$ , to  $\alpha(\mathbf{M}_{\min}) \leq \alpha(\mathbf{M}) \leq \alpha(\mathbf{M}_{\max})$ .

## 5. Asymptotyczna stabilność macierzy Metzlera

Układ opisany równaniem różniczkowym  $\dot{\mathbf{z}}(t) = \mathbf{M}\mathbf{z}(t)$  z macierzą Metzlera  $\mathbf{M}$  nazywa się układem Metzlera. Układ Metzlera jest układem asymptotycznie stabilnym wtedy i tylko wtedy, gdy  $\forall \mathbf{z}(0) \geq 0$ ,  $\mathbf{z}(t) = \mathbf{e}^{\mathbf{M}t} \mathbf{z}(0) \rightarrow 0$ , gdy  $t \rightarrow +\infty$ . Zatem układ Metzlera jest asymptotycznie stabilny (Macierz Metzlera jest asymptotycznie stabilna) wtedy i tylko wtedy, gdy:

$$\operatorname{Re} \lambda_i(\mathbf{M}) < 0, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (9)$$

W przypadku z czasem dyskretnym układ  $\mathbf{z}(k+1) = \mathbf{Nz}(k)$ ,  $k = 0, 1, \dots, K$  jest asymptotycznie stabilny (w sensie Schura) wtedy i tylko wtedy, gdy:

$$|\lambda_i(\mathbf{N})| < 1, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (10)$$

Z UWAGI 3 dla  $\mathbf{A} = \mathbf{N}$ ,  $\eta = 1$ , zob. również (2) i rys. 3, mamy następujące twierdzenie:

**TWIERDZENIE 5.** Warunek (10) zachodzi wtedy i tylko wtedy, gdy minory wiodące (narożne)  $M_i[\mathbf{I} - \mathbf{N}] > 0$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$ .

**TWIERDZENIE 6.** Warunek (9) zachodzi wtedy i tylko wtedy, gdy minory wiodące (narożne)  $M_i[-\mathbf{M}] > 0$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$  (zob. UWAGA 3 dla  $\mathbf{A} = \mathbf{M}$ ,  $\eta = 0$ ).

Zauważmy, że  $M_i[-\mathbf{M}] > 0$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$  wtedy i tylko wtedy, gdy zachodzą nierówności  $M_1[\mathbf{M}] < 0$ ,  $M_2[\mathbf{M}] > 0$ , ...,  $(-1)^n M_n[\mathbf{M}] > 0$  (zob. np. [22, s. 195]). Również należy zauważyć, że  $\text{Re } \lambda_i(\mathbf{M}) < 0$ , jeżeli  $\alpha(\mathbf{M}) < 0$ .

Niech  $\mathbf{M} = [m_{ij}]$  będzie macierzą Metzlera, czyli  $m_{ij} \geq 0$ ,  $i \neq j$ . Niech:

$$\det[\lambda \mathbf{I} - \mathbf{M}] = \lambda^n + a_{n-1} \lambda^{n-1} + \dots + a_1 \lambda + a_0 \quad (11)$$

gdzie  $a_i = (-1)^{n-i} S_{n-i}$ ,  $i = 0, 1, \dots, n-1$ ,  $S_k$  jest sumą wszystkich minorów głównych stopnia  $k$  macierzy  $\mathbf{M}$ . Warto zwrócić uwagę na fakt, że współczynniki wielomianu charakterystycznego (11) można obliczać tak samo, gdy w miejsce  $\mathbf{M}$  podstawimy dowolną macierz  $\mathbf{A}$  [3, s. 78], [22, s. 117, 131].

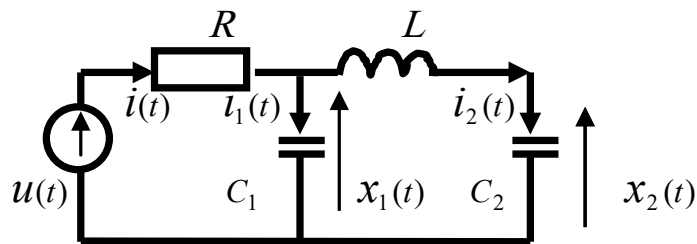
**TWIERDZENIE 7.** Pierwiastki wielomianu charakterystycznego (11) dla macierzy Metzlera  $\mathbf{M}$  mają części rzeczywiste ujemne (macierz Metzlera  $\mathbf{M}$  jest asymptotycznie stabilna) wtedy i tylko wtedy, gdy  $a_i > 0$ ,  $i = 0, 1, 2, 3, \dots, n-1$ .

W przypadku dowolnej macierzy  $\mathbf{A}$  warunek  $a_i > 0$ ,  $i = 0, 1, 2, 3, \dots, n-1$  jest warunkiem koniecznym na to, by  $\text{Re } \lambda_i(\mathbf{A}) < 0$ ,  $i = 1, 2, 3, \dots, n$ . Z kolei dla macierzy Metzlera  $\mathbf{M}$  dodatniość współczynników  $a_i > 0$ ,  $i = 0, 1, 2, 3, \dots, n-1$  jest warunkiem koniecznym i dostatecznym na to,  $\text{Re } \lambda_i(\mathbf{M}) < 0$ ,  $i = 1, 2, 3, \dots, n$  (zob. [3, s. 347], [7], inny dowód zob. [14], [16], [17]). Również dodatniość minorów wiodących dla odpowiednich macierzy implikuje dodatniość minorów głównych (Koteljański [3, s. 347]).

## 6. Przykład oscylacyjnego obwodu z widmem Metzlera

Rozważania teoretyczne o układach Metzlera są interesujące poznawczo ze względu na własności widma macierzy Metzlera. Powstaje pytanie: czy można zbudować oscylacyjny (czyli mający sprzężone zespolone wartości własne) obwód elektryczny rzędu  $n = 3$ , którego macierz stanu będzie (cykliczną) macierzą Metzlera  $\mathbf{M}$ ?

Zbudowanie takiego układu elektrycznego jest ciekawe poznawczo. Układ dynamiczny  $\dot{\mathbf{z}}(t) = \mathbf{M}\mathbf{z}(t)$  z macierzą Metzlera  $\mathbf{M}$  ma bowiem następującą własność: trajektorie układu  $\dot{\mathbf{z}}(t) = \mathbf{M}\mathbf{z}(t)$  mają postać:  $\forall \mathbf{M}, \forall \mathbf{z}(0) \geq 0, \mathbf{z}(t) = e^{\mathbf{M}t}\mathbf{z}(0) \geq 0, t \geq 0$ , i to nawet w przypadku, gdy  $\mathbf{M}$  ma zespolone wartości własne. Odpowiedź na postawione pytanie jest pozytywna. Przykład takiego obwodu elektrycznego jest pokazany na rys. 4. Sposób zbudowania takiego układu rozważono dokładnie w pracy [18].



Rys. 4. Obwód elektryczny z widmem Metzlera rzędu  $n = 3$

W pracy [18] podano algorytm wyznaczenia zmiennych stanu układu z rys. 4 w taki sposób, by macierz stanu układu miała postać cyklicznej macierzy Metzlera:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ \frac{1}{16} & \frac{1}{16} & \frac{-7}{8} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1,0000 & 1,0000 & 0,0000 \\ 0,0000 & -1,0000 & 1,0000 \\ 0,0625 & 0,0625 & -0,8750 \end{bmatrix} \quad (12)$$

W tym przypadku parametry obwodu elektrycznego z rys. 4 mają następującą postać:

$$L = 1 \quad R = 0,3478/0,4121 = 0,8440 \quad C_2 = 3,8333 \quad C_1 = 0,4121 \quad (13)$$

Wielomian charakterystyczny macierzy (12) jest postaci:

$$\det[s\mathbf{I} - \mathbf{M}] = s^3 + 2,8750s^2 + 2,6875s + 0,7500 \quad (14)$$

zatem macierz Metzlera (12) ma wartości własne pokazane poniżej:

$$s_1 = -0,5 \quad s_{2,3} = -1,1875 \pm j0,2997 \quad j^2 = -1 \quad (15)$$

Obwód elektryczny z rys. 4 można opisać następującym równaniem stanów:

$$\begin{bmatrix} \frac{dx_1(t)}{dt} \\ \frac{dx_2(t)}{dt} \\ \frac{di_2(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{RC_1} & 0 & \frac{-1}{C_1} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} \\ \frac{1}{L} & \frac{-1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ i_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{RC_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u(t) \quad (16)$$

w którym macierz stanu  $\mathbf{A}$  i macierz sterowania  $\mathbf{B}$  mają postać:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{RC_1} & 0 & \frac{-1}{C_1} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} \\ \frac{1}{L} & \frac{-1}{L} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{RC_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (17)$$

Przez odpowiedni wybór zmiennych stanu układ (16) z  $u = 0$  (dla uproszczenia dalszych rozważań) można przekształcić przez podobieństwo do układu  $\dot{\mathbf{z}}(t) = \mathbf{Mz}(t)$  z cykliczną macierzą Metzlera (12), która jest również macierzą Frobeniusa.

Dla przypomnienia: macierze podobne do siebie mają takie same wielomiany charakterystyczne, ale macierze o jednakowych wielomianach charakterystycznych nie muszą być podobne do siebie. Macierze o jednakowych wielomianach charakterystycznych są podobne do siebie, gdy są macierzami cyklicznymi. Warunkiem koniecznym i wystarczającym podobieństwa macierzy cyklicznych jest równość ich wielomianów charakterystycznych. Macierz jest cykliczna wtedy i tylko wtedy, gdy wielomian charakterystyczny jest równy wielomianowi minimalnemu. Macierz cykliczna jest podobna do macierzy Frobeniusa. Czynniki niezmiennicze macierzy



cyklicznej są równe tożsamościowo 1 z wyjątkiem jednego czynnika, który jest wielomianem minimalnym. Wielomian charakterystyczny macierzy cyklicznej jest równy wielomianowi minimalnemu, który jednoznacznie określa dzielniki elementarne i zatem postać kanoniczną Jordana.

Macierze  $\mathbf{M}$  i  $\mathbf{A}$  mają takie same wielomiany charakterystyczne (14) i zatem takie same wartości własne (15). Wielomian (14) jest również wielomianem minimalnym dla  $\mathbf{M}$  i  $\mathbf{A}$ . Macierz  $\mathbf{M}$  ma taką samą postać kanoniczną Jordana  $\mathbf{J}$  jak macierz  $\mathbf{A}$ . W pracy [18] podano algorytm wyznaczenia macierzy przekształcenia  $\mathbf{Q}$  takiej, że  $\mathbf{Q}^{-1}\mathbf{A}\mathbf{Q} = \mathbf{M}$ .

## 7. Zakończenie

W pracy przedstawiono własności układów Metzlera, formułując odpowiednie twierdzenia 1-7. Ciekawe własności zilustrowano w przykładzie 1 oraz w rozdziale 5. Odpowiednie warunki asymptotycznej stabilności przedstawiono w rozdziale 4.

Inne przykłady elektrycznych układów Metzlera można znaleźć np. w [2, 5, 12, 16, 19].

## Bibliografia

1. Domka M., Mitkowski W.: *On spectrum of Metzler matrices* (O widmie macierzy Metzlera). Przegląd Elektrotechniczny, 2022, R. 98, nr 12, s. 121-123, <http://pe.org.pl/articles/2022/12/30.pdf>.
2. Farina L., Rinaldi S.: *Positive linear systems; Theory and applications*. J. Wiley, New York 2000.
3. Gantmacher F.R.: *Theory of matrix* [in Russian], 4 ed., Nauka, Moskwa 1988.
4. Kaczorek T.: *Positive 1D and 2D systems*. Springer-Verlag, London 2002.
5. Kaczorek T.: *Positive linear systems and their relationship with electrical circuits*. Mat. Konf. XX SPETO, Gliwice, t. 2, 1997, s. 33-41.
6. Kaczorek T.: *Selected problems in fractional systems theory*. Springer-Verlag, 2011.
7. Kaczorek T.: *Wybrane aktualne problemy badawcze teorii dodatnich układów jedno i dwuwymiarowych*. Mat. Konf. XIII KKA, t. 1, Wyd. Politechniki Opolskiej, Opole 1999, s. 13-22.
8. Kaczorek T.: *Characteristic polynomials of positive and minimal-phase electrical circuits*. Mat. Konf. XXXIX IC-SPETO, Politechnika Śląska, Gliwice-Ustroń, 18-21.05.2016, s. 7-8.

9. Kaczorek T., Rogowski K.: *Fractional linear systems and electrical circuits*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Białostockiej, Białystok 2014.
10. Minc H.: *Nonnegative matrices*. J. Wiley, New York 1988.
11. Mitkowski S.: *Dodatnie obwody elektryczne*. Mat. Konf. XXI SPETO, Gliwice 1998, s. 299-302.
12. Mitkowski W.: *Asymptotic stability of positive linear systems* (Asymptotyczne stabilność liniowych systemów dodatnich). Proceedings of Seminar on Electrical Engineering Beskidy'2000, Istebna-Pietraszonka 25-29.09.2000; ed. by K. Kluszczyński, Conference Archives PTETiS, vol. 11, 2000, p. 15-20.
13. Mitkowski W.: *Układy podobne do układów dodatnich* (Similar systems to the positive systems). Prace XXIII IC-SPETO-2000, Gliwice-Ustroń, 24-27.05.2000, s. 214-218.
14. Mitkowski W.: *Remarks on stability of positive linear systems*. Control and Cybernetics, 2000, vol. 29, No. 1, p. 295-304.
15. Mitkowski W.: *Systemy dodatnie i ich zastosowania*. Mat. Konf. KomPlasTech 2000, Krynica – Czarny Potok, Akapit, Kraków 2000, s. 7-14.
16. Mitkowski W.: *Dynamical properties of Metzler systems*. Bulletin of the Polish Academy of Sciences, Technical Sciences, 2008, vol. 56, no. 4, p. 309-312.
17. Mitkowski W.: *Remarks about fractional Metzler systems*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Białostockiej, Białystok 2012, s. 171-180.
18. Mitkowski W.: *Metzler cyclic electric systems* (Cykliczne obwody elektryczne Metzlera). Zeszyty Naukowe Akademii Marynarki Wojennej, 2017, R. 58, nr 2, s. 109-118.
19. Mitkowski W.: *Uwagi o dodatnich obwodach elektrycznych* (Remarks about positive electrical circuits). Mat. Konf. XL IC-SPETO, Gliwice-Ustroń, 17-20.05.2017.
20. Mitkowski W.: *Zarys teorii sterowania*. Wydawnictwa AGH, Kraków 2019.
21. Turowicz A.: *Geometria zer wielomianów*. PWN, Warszawa 1967.
22. Turowicz A.: *Teoria macierzy*. AGH, Kraków 1995.

Paweł MŁOTEK, Piotr WARMUZEK, Marian ŁUKANISZYN, Marcin KOWOL,  
Janusz KOŁODZIEJ, Piotr MYNAREK<sup>2</sup>

## **WYZNACZANIE PARAMETRÓW ELEKTROMECHANICZNYCH NAPĘDU WSPOMAGAJĄCEGO PRACĘ TELESKOPOWYCH WYSIĘGNIKÓW DO KAMER**

### **1. Wstęp**

Wysięgniki teleskopowe do kamer stanowią bardzo niszowy segment rynku związanego z przemysłem filmowym i telewizyjnym. Dlatego też zagadnieniom związanym z tymi produktami nie poświęca się szczególnej uwagi w literaturze naukowej. Są to urządzenia o stosunkowo dużych gabarytach, masie i bezwładności, które poruszane są za pomocą siły ludzkich mięśni. Operowanie największymi z dostępnych modeli wymaga dużej wprawy i tężyzny fizycznej, a w nieodpowiednich rękach oraz przy braku wiedzy i doświadczenia urządzenia te mogą być wręcz niebezpieczne ze względu na swoją dużą inercję. Wobec powyższego konieczne jest zatem podjęcie prac badawczych, których celem jest opracowanie dwuosowego układu wspomaganie ramienia wysięgnika teleskopowego kamery filmowej w celu ułatwienia pracy operatorowi i podniesienia poziomu bezpieczeństwa na planie filmowym. Głównym celem niniejszej pracy jest określenie założeń wstępnych dla opracowania projektu elektrycznego układu wspomaganie ruchu wysięgnika. Ze względu na charakterystykę pracy wysięgnika teleskopowego i wysokie wymagania dotyczące płynności pracy, niskiego poziomu hałasu i wibracji konieczne jest zastosowanie dedykowanego przetwornika elektromechanicznego spełniającego wszystkie te warunki. Dodatkowe wyzwanie stanowi również ograniczona przestrzeń montażowa oraz wymagana stosunkowo niewielka moc z uwagi na jednofazowe źródło zasilania.

---

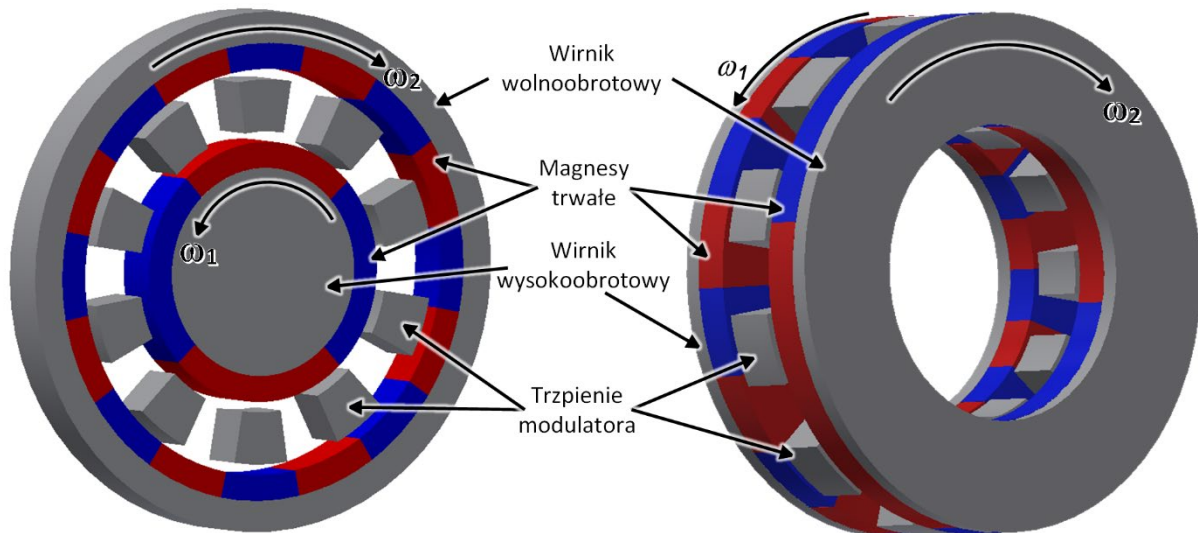
<sup>2</sup> Politechnika Opolska, Wydział Elektrotechniki, Automatyki i Informatyki, Katedra Automatykacji Napędów i Robotyki, ul. Prószkowska 76, 45-758 Opole

e-mail: [m.lukaniszyn@po.edu.pl](mailto:m.lukaniszyn@po.edu.pl), [m.kowol@po.edu.pl](mailto:m.kowol@po.edu.pl), [ja.kolodziej@po.edu.pl](mailto:ja.kolodziej@po.edu.pl), [p.mynarek@po.edu.pl](mailto:p.mynarek@po.edu.pl),  
[piotr.warmuzek@student.po.edu.pl](mailto:piotr.warmuzek@student.po.edu.pl), [pawel.mlotek@student.po.edu.pl](mailto:pawel.mlotek@student.po.edu.pl)

Stosowane w kinematografii wysięgniki teleskopowe są zazwyczaj urządzeniami o dużej masie i momencie bezwładności, ale poruszającymi się z relatywnie z niskimi prędkościami obrotowymi ( $n_{max} \approx 10$  obr/min). Każda zmiana położenia ramienia takiego urządzenia wymaga jednak dużego momentu obrotowego o wartościach rzędu 1-2 kN·m. W kontekście wymagań napędowych wysięgników kamer bardzo istotne jest zapewnienie możliwie niskiej samohamowności proponowanego rozwiązania układu napędowego. Związane jest to między innymi z warunkami bezpieczeństwa: nagłe odcięcie zasilania, spowodowane awarią lub błędem operatora, skutkowałoby gwałtownym zatrzymaniem ramienia. Znajdująca się w ruchu duża masa podczas gwałtownego hamowania mogłaby doprowadzić do wywrócenia i zniszczenia wysięgnika, stwarzając jednocześnie potencjalne zagrożenie życia operatora i ludzi na planie filmowym. Kryterium bezpieczeństwa w przypadku awarii jest jednym z najważniejszych zagadnień. Wykluczone jest zatem zastosowanie prostego, popularnego rozwiązania w postaci napędu elektrycznego i przekładni zębatej ze względu na możliwość zablokowania. Potencjalnie atrakcyjnym rozwiązaniem w tym kontekście jest przekładnia magnetyczna, która wydaje się spełniać wszystkie wymienione kryteria i wymagania dla analizowanego napędu. Dodatkowym atutem tego typu rozwiązania jest zachowanie się przekładni przy przeciążeniu: zerwanie momentu i wypadnięcie z synchronizmu nie blokuje elementu napędzanego i nie niszczy całego układu.

Przekładnie magnetyczne to stosunkowo młoda grupa przetworników momentu i prędkości, podlegająca obecnie bardzo szeroko zakrojonym badaniom. Teoretycznie wszystkie znane konstrukcje przekładni mechanicznych mogą mieć swój odpowiednik magnetyczny za sprawą współczesnych wysokoenergetycznych magnesów trwałych. Nie wszystkie rozwiązania jednak nadają się do bezpośredniej aplikacji z uwagi na niską wartość przenoszonego momentu obrotowego, a tym samym również relatywnie niewielką gęstość mocy. Przetwornikiem w pełni wykorzystującym energię wszystkich magnesów trwałych, a tym samym spełniającym również wymagania dotyczące gęstości momentu jest koncentryczna przekładnia magnetyczna CMG (ang. coaxial magnetic gear) [1]. W jej przypadku zastosowano trzpienie ferromagnetyczne (rys. 1) modulujące pole magnetyczne pomiędzy wolno- a wysokoobrotowym wirnikiem, maksymalizując roboczą powierzchnię oddziaływań magnetycznych, co znacząco podniosło wartość gęstości momentu. Taki przetwornik umożliwia również uzyskanie dwóch przełożeń w jednej konstrukcji, zależnych od kombinacji liczby par biegunów wirników i trzpieni modulatora, wynikających z wyboru elementów ruchomych i blokowanego [2]. Pomimo dużego potencjału i istotnych zalet wynikających

z zastosowania CMG przekładnia ta jako element układu napędowego wspomagającego ruch ramienia wysięgnika kamerowego, jak każdy przetwornik elektromechaniczny, podlega również pewnym ograniczeniom fizycznym. Celem niniejszej pracy jest wyznaczenie wymaganych do jej budowy parametrów wyjściowych pozwalających na wstępne określenie wymaganego przełożenia, zakresu prędkości i momentu obrotowego oraz geometrii.



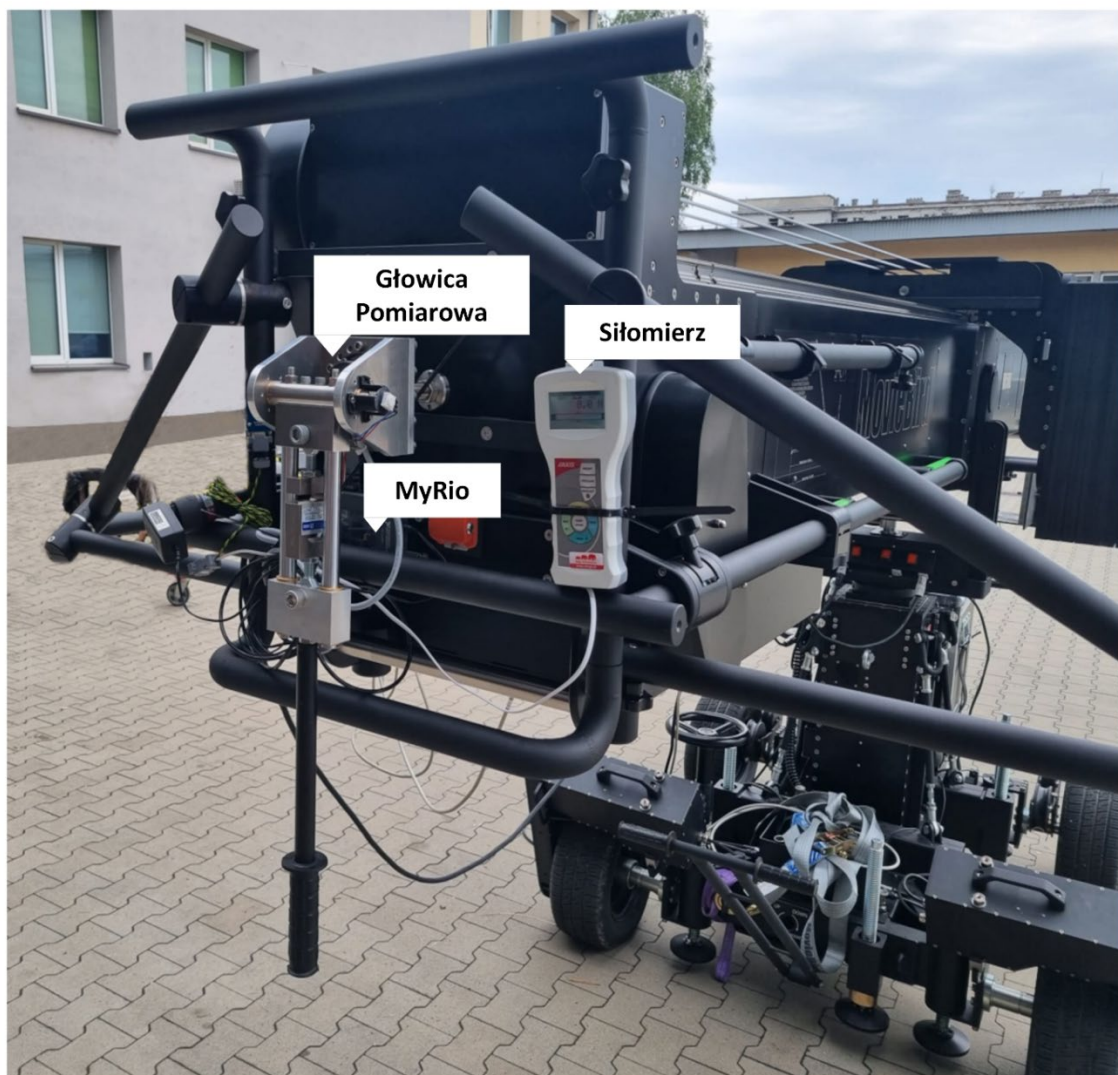
Rys. 1. Koncentryczna przekładnia magnetyczna [3]

W niniejszej pracy przedstawiono również stanowisko badawcze pozwalające na pomiar parametrów mechanicznych: sił, momentów i przyspieszeń dla wysięgnika teleskopowego do kamer. Opisano układ i aplikację do akwizycji danych oraz sposób przeprowadzenia pomiarów, na podstawie których określono podstawowe wymagania, które powinna spełniać przekładnia magnetyczna w układzie wspomagania wysięgnika. Wyniki pomiarów zaimplementowano również w modelu CAD w celu przeprowadzenia obliczeń numerycznych i symulacji w szerokim zakresie możliwych pozycji ramienia dźwigu.

## 2. Opis stanowiska badawczego

Zadanie postawione przez autorów we wstępie wymagało w pierwszej kolejności wyznaczenia parametrów mechanicznych potrzebnych do zaprojektowania układu napędowego. W tym celu przygotowano stanowisko przy wykorzystaniu wysięgnika teleskopowego do kamer o maksymalnym wysięgu 15 m oraz udźwigu 80 kg.

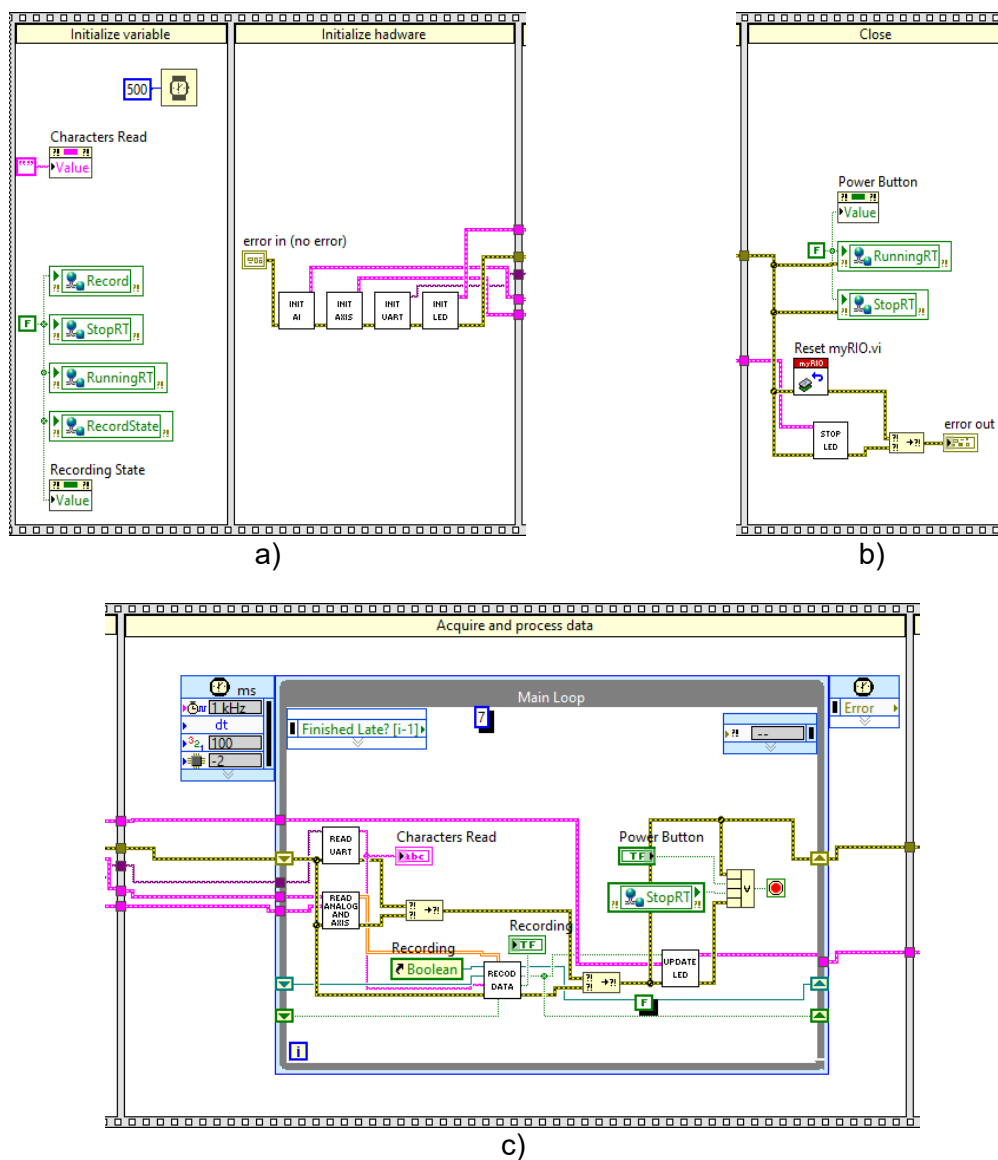
Stanowisko badawcze (rys. 2) wyposażono w głowicę pomiarową, w skład której wchodzi czujnik tensometryczny z interfejsem mającym port komunikacyjny RS232, umożliwiającym pomiar siły o wartości maksymalnej 2 kN, oraz dwuosiowy przegub krzyżakowy wraz z dwoma potencjometrami służącymi do pomiaru kąta nachylenia czujnika tensometrycznego (przyłożonej siły) względem ramienia. Do rejestracji wymienionych parametrów zastosowano platformę MyRIO, która wyposażona jest między innymi w interfejsy komunikacyjne, wejścia analogowe i cyfrowe oraz wbudowany akcelerometr, pozwalający na wyznaczenie przyspieszeń kątowych ramienia wysięgnika.



Rys. 2. Urządzenia pomiarowe zamontowane na wysięgniku teleskopowym

System akwizycji danych oparto na środowisku LabVIEW. Projekt podzielono na kilka części. W pierwszej części zaimplementowano system czasu rzeczywistego, który został wykorzystany do rejestracji i zapisu danych pomiarowych. Kod programu,

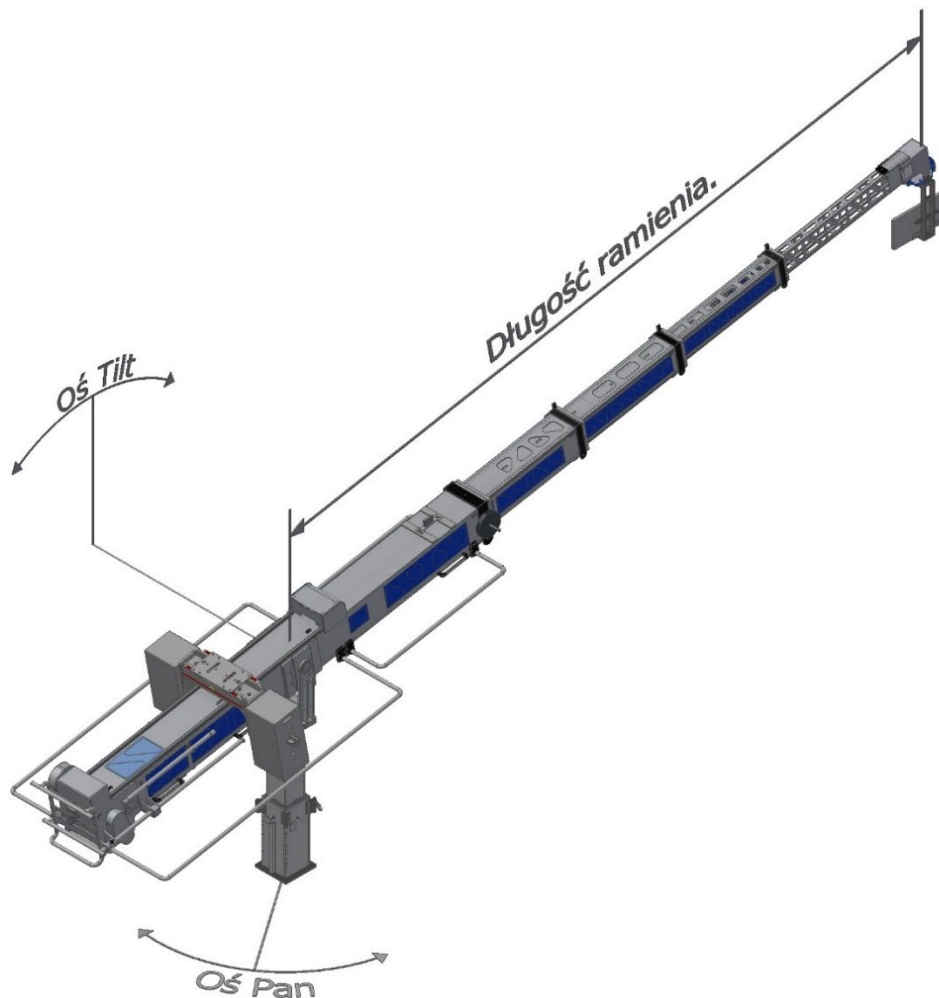
zilustrowany na rysunku 3, oparto na strukturze sekwencyjnej, którą podzielono na trzy segmenty: inicjalizacyjną, akwizycyjną oraz kończąca działanie programu. W programie następuje inicjalizacja zarówno wykorzystanych zmiennych współdzielonych, jak i urządzeń peryferyjnych. W ramce struktury sekwencyjnej wstawiono pętlę czasową, wewnątrz której znajdują się podprogramy odpowiedzialne za odczytanie danych pomiarowych, jak również za zapisanie ich w formie binarnej (TDMS, ang. Technical Data Management Streaming) na zewnętrznym nośniku. W ostatniej ramce zamieszczono kod programu kończący pracę na urządzeniu MyRIO. W procesie akwizycji danych wykorzystuje się także drugą aplikację, która umożliwia użytkownikowi w zdalny sposób uruchomić zapis danych pomiarowych oraz kontrolować platformę MyRIO.



Rys. 3. Fragmenty kodu programu do rejestracji danych pomiarowych: a) część inicjalizacyjna, b) zakończenie działania, c) część akwizycji danych

### 3. Analiza parametrów mechanicznych z otrzymanych eksperymentów

Opisane w rozdziale 1 stanowisko pomiarowe wyposażone w system akwizycji danych posłużyło do przeprowadzenia kilku eksperymentów. Badania polegały na rejestrowaniu siły przyłożonej do głowicy pomiarowej oraz jej położenia w trakcie operowania wysięgnikiem. Rejestrowano także dane z akcelerometru umieszczonego przy głowicy pomiarowej ortogonalnie do ramienia. Ruchy ramienia powtarzano w każdej z osi (PAN lub TILT), dla wybranych wysunięć (długości) ramienia oraz jego obciążenia (rys. 4).

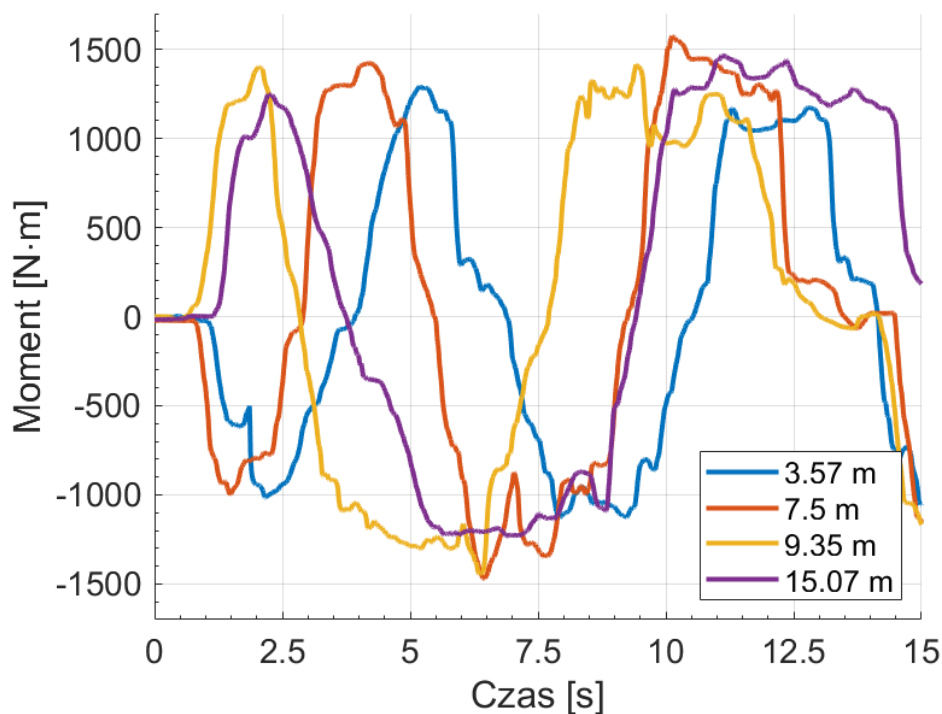


Rys. 4. Opis osi obrotu oraz długości ramienia

Na podstawie zarejestrowanego przebiegu czasowego siły przyłożonej do głowicy pomiarowej oraz wskazań potencjometrów rejestrujących kąt nachylenia siły w stosunku do ramienia możliwe jest wyznaczenie momentów działających na osie robocze wysięgnika (rys. 5). Z uwagi na charakter pracy układu wartość maksymalna momentu w obydwu osiach zależała głównie od siły fizycznej operatora wysięgnika.



W pracy ograniczono się jedynie do typowych, najczęściej spotykanych schematów ruchu ramienia. W celu wyznaczenia charakterystyk zmienności momentów oraz parametrów, które powinien zapewnić przyszły układ napędowy, przygotowano narzędzia umożliwiające przetworzenie oraz analizę zarejestrowanych danych pomiarowych. Na rysunku 5 pokazano przykładową zmienność momentu w osi PAN dla różnych wartości wysunięcia ramienia wysięgnika i jego obciążenia wynoszącego 46 kg. Z analizy uzyskanych danych wynika, że maksymalne wartości momentu zarówno w osi PAN, jak i TILT wynosiły ok. 1,5 kN·m. Zdecydowano, że przetwornik elektromechaniczny wspomagający ruch w obydwóch osiach powinien zapewnić redukcję wymaganej siły co najmniej o połowę. Jako że badania prowadzono z udziałem czynnika ludzkiego (operator), nie było możliwe otrzymanie identycznych, powtarzających się charakterystyk zmienności momentu. Wartość maksymalną momentu obrotowego oszacowano na podstawie wykonanej serii doświadczeń.



Rys. 5. Zmienność momentu w osi PAN

Za pomocą akcelerometru umieszczonego przy głowicy pomiarowej zarejestrowano przebiegi czasowe przyspieszenia stycznego  $\alpha_T$  ramienia obracającego się w osi PAN, które następnie przekształcono na przyspieszenie kątowe [4]:

$$\varepsilon = \frac{\alpha T}{R} \quad (1)$$

gdzie:

$\varepsilon$  – przyspieszenie kątowe ramienia,

$R$  – promień przyspieszenia stycznego względem osi obrotu PAN.

Maksymalne przyspieszenie kątowe, uzyskane przy minimalnej długości wysięgnika, wyniosło  $30^\circ/\text{s}^2$ . Na podstawie wyznaczonych charakterystyk momentu oraz przyspieszenia kąowego (rys. 6) otrzymano kluczowy z punktu widzenia doboru napędu i sterowania moment bezwładności ramienia [5]:

$$I = \frac{T}{\varepsilon} \quad (2)$$

gdzie:

$I$  – moment bezwładności,

$T$  – moment przyłożony do ramienia w osi kolumny,

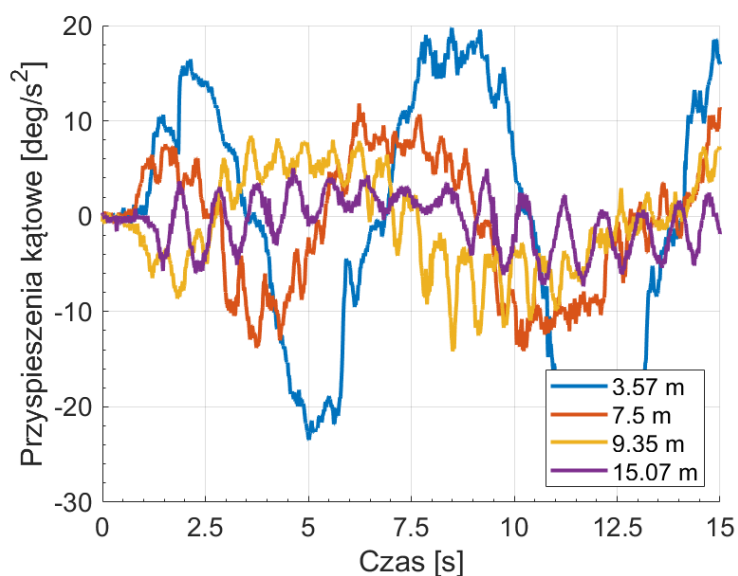
$\varepsilon$  – przyspieszenie kątowe.

Ze względu na urządzenie poziomujące platformę kamery (tzw. autohoryzont) utrudnione było wyznaczenie momentu bezwładności w osi TILT (autohoryzont podczas pracy zmienia położenie platformy poziomującej, zmieniając tym samym moment bezwładności ramienia). Z tego względu zdecydowano się na pomiary tylko w osi PAN. Analiza danych pomiarowych w osi PAN, a w szczególności tych dla wysięgu ramienia powyżej połowy maksymalnego zasięgu ( $>7,5$  m), wskazuje, że pomimo dużej sztywności ramię podlega ugięciu, co jest widoczne na wykresach w postaci oscylacji. Oscylacje te w dużej mierze zniekształcają rzeczywistą wartość momentu bezwładności, dlatego zdecydowano o implementacji modelu CAD ramienia w pełni sztywnego (rys. 7). Jako wymuszenie w symulacji zastosowano wyznaczony wcześniej przyłożony moment obrotowy. Dokonując walidacji modelu CAD na danych z zakresu poniżej połowy zasięgu ramienia, jednocześnie potwierdzono jego przydatność w odniesieniu do pozostałej części zasięgu roboczego. Wyniki pomiarów i symulacji zestawiono na rysunku 8. W tabeli 1 zebrano i zestawiono wyniki pomiarów i symulacji momentu bezwładności ramienia wysięgnika.

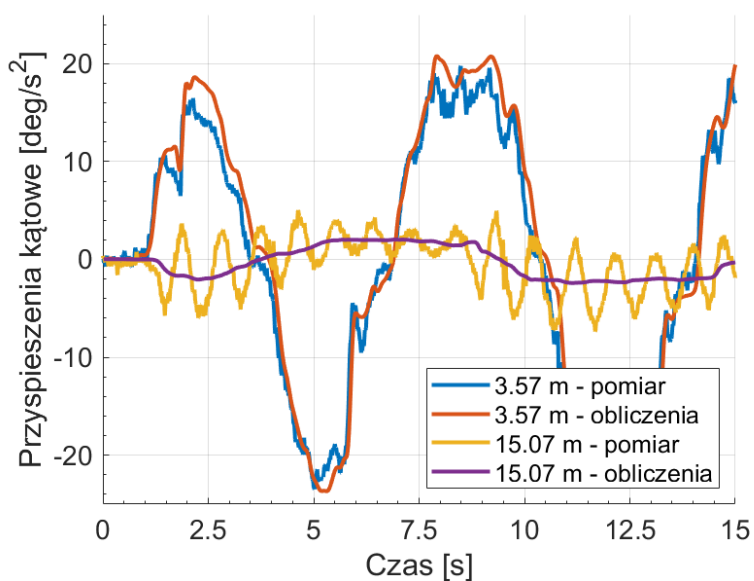
Tabela 1

## Moment bezwładności ramienia wysięgnika

Długość ramienia [m]	3,57	7,5	9,35	15,07
Moment bezwładności z symulacji CAD [ $\text{m}^2 \cdot \text{kg}$ ]	3124	8501	13018	34962
Zmierzony moment bezwładności [ $\text{m}^2 \cdot \text{kg}$ ]	3162	7807	12391	32717
Rozbieżność wskazań [%]	+1,2%	-8,8%	-5%	-6,8%



Rys. 6. Przyspieszenie kątowe ramienia wysięgnika w osi PAN



Rys. 7. Porównanie obliczeń z pomiarami

## 4. Podsumowanie

Pomiary przeprowadzone na wykonanym stanowisku badawczym potwierdziły relatywnie dużą wartość momentu wymaganą do obsługi wysięgnika. Dodatkowo wyznaczono również przyspieszenia kątowe i moment bezwładności ramienia dla różnych wartości wysięgu. Wyniki otrzymane ze zbudowanego modelu 3D w środowisku CAD są zbieżne z pomiarami i w przyszłości model ten może posłużyć do symulacji oraz doboru charakterystyki pracy napędu i układu sterowania.

Przy założeniu bezpiecznej i komfortowej dla obsługi wartości wspomagania na poziomie połowy zmierzonej wartości maksymalnej momentu konieczne jest zastosowanie napędu o wyjściowym momencie maksymalnym ok. 0,75 kN·m. Z uwagi na impulsowy charakter pracy wysięgnika oraz ograniczoną moc źródła zasilania i przestrzeń montażową założono zastosowanie silnika o mocy 4 kW i maksymalnym momencie szczytowym 91 N·m. Przy uwzględnieniu tych parametrów wymagane jest zastosowanie przekładni magnetycznej o przełożeniu ok. 10:1 i momencie zerwania wyższym od wymaganego, co zapewnia stosowny margines bezpieczeństwa. Przekładnia powinna również charakteryzować się niskim współczynnikiem pulsacji momentu i drgań, co gwarantuje płynną i cichą pracę wysięgnika. Wyznaczone parametry posłużą do zaprojektowania przekładni magnetycznej zdolnej przenieść moment obrotowy wymagany do efektywnego wspomagania pracy ramienia wysięgnika teleskopowego.

## Bibliografia

1. Atallah K., Howe D.: *A novel high-performance magnetic gear*. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 37, no. 4, 2001.
2. Ruiz-Ponce G., Arjona MA., Hernandez C., Escarela-Perez R.: *A review of magnetic gear technologies used in mechanical power transmission*. Energies, vol. 16, no. 4, 2023, DOI: 10.3390/en16041721.
3. Kołodziej J., Kowol M., Mynarek P., Łukaniszyn M.: *Przegląd konstrukcji przekładni magnetycznych*. Przegląd Elektrotechniczny, R. 99, nr 1, s. 249-255, 2023, DOI: 10.15199/48.2023.01.51.
4. Misiak J.: *Mechanika ogólna. Tom 1*. Warszawa: Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1989.
5. Halliday D., Resnick R., Walker J.: *Fundamentals of physics*. J. Wiley, 2021.

Dawid MAKIEŁA<sup>3</sup>

## LOAD CHARACTERISTICS OF DC-DC CONVERTERS WITH A TRANSFORMER

### 1. Introduction

In drive systems with high-speed BLDC motors, where speeds significantly exceed 50,000 rpm, the use of the PWM method for speed control is undesirable. Therefore, in such drive systems, cascade power supply with an additional DC-DC converter connected to the inverter input should be used. The converter is intended to control the input voltage (or the input current) of the inverter. For this reason, the load characteristics of DC-DC converters should be known in order to proper control of such drive systems.

DC-DC converters are widely described in literature [1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10]. However, the load characteristics are presented in a form, where the reference current  $I_{\text{ref}}$  is related to the output voltage  $U_d$  (1) - Fig. 1 and Fig. 2. Such a form makes the characteristics unusable for a design process of the drive systems dedicated for high-speed BLDC motors.

$$I_{\text{ref}} = U_d / 2 f_s L \quad (1)$$

It is easier to use the characteristics, where the reference current  $I_{\text{ref}}$  is related to the input voltage  $U_{\text{DC}}$  (2) instead of the output voltage  $U_d$ , because the input voltage  $U_{\text{DC}}$  is independent of the load conditions.

---

<sup>3</sup> Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny, Katedra Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki,  
ul. Krzywoustego 2, 44-100 Gliwice  
E-mail: [dawid.makiela@polsl.pl](mailto:dawid.makiela@polsl.pl)

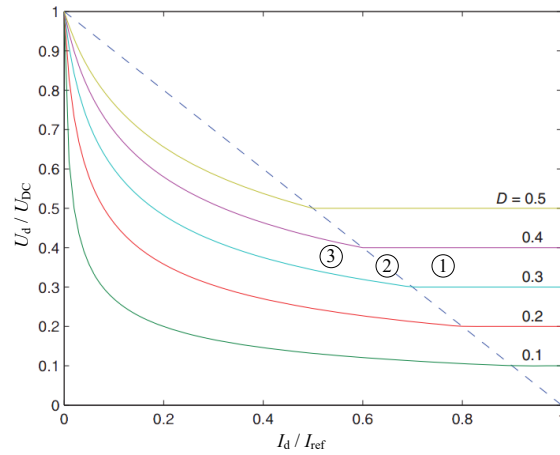


Fig. 1. Load characteristics of a forward converter [11] where the reference current  $I_{ref}$  is related to the output voltage  $U_d$ . 1) continuous conduction mode, 2) boundary between the continuous and discontinuous conduction modes, 3) discontinuous conduction mode

$$I_{ref} = U_{DC} / 2 f_s L \quad (2)$$

The equations (1) and (2) also refer to a flyback converter without an additional choke coil. In this case, the symbol  $L$  refers to the self-inductance of the secondary side of a transformer.

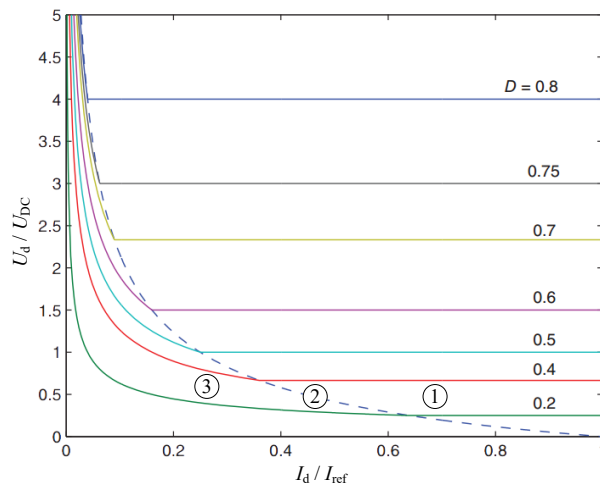


Fig. 2. Load characteristics of a flyback converter [11] where the reference current  $I_{ref}$  is related to the output voltage  $U_d$ : 1) continuous conduction mode, 2) boundary between continuous and discontinuous conduction mode, 3) discontinuous conduction mode

In turn, load characteristics of a push-pull converter are described in [12]. In this case, the characteristics (Fig. 3) refer to the case of a high value of the magnetizing current in relation to the load current.

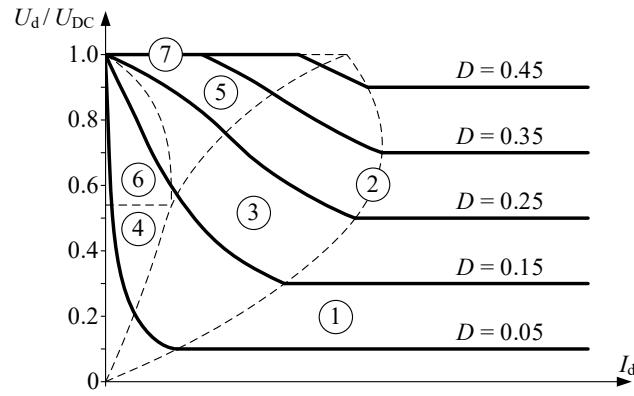


Fig. 3. Load characteristics of the push-pull converter for the case of a high value of the magnetizing current in relation to the load current [12]. 1) continuous conduction mode, 2) boundary between the continuous and discontinuous conduction modes, 3) refraction mode, 4) refracting discontinuous conduction mode, 5) top shift mode, 6) top shifting discontinuous conduction mode, 7) nonripple mode

In addition, load characteristics of the forward and flyback converters are provided also in [13] (Fig. 4 and Fig. 5), but these characteristics are incomplete. Due to the foregoing drawbacks, in order to fill the gap in the literature, load characteristics of forward, push-pull and flyback converters are examined and presented in this study.

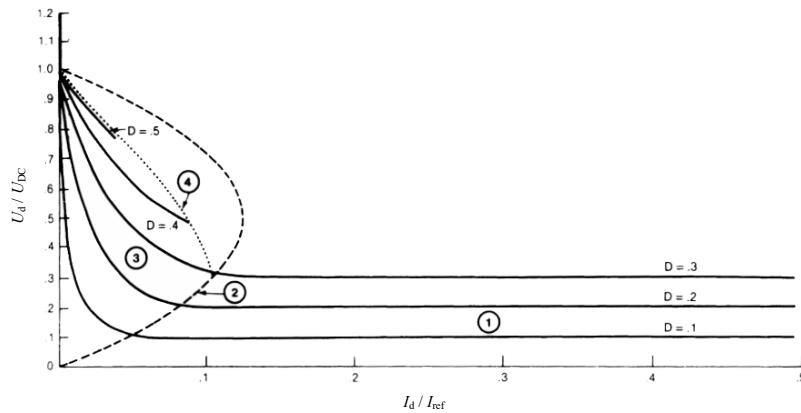


Fig. 4. Incomplete load characteristics of a forward converter presented in [13]

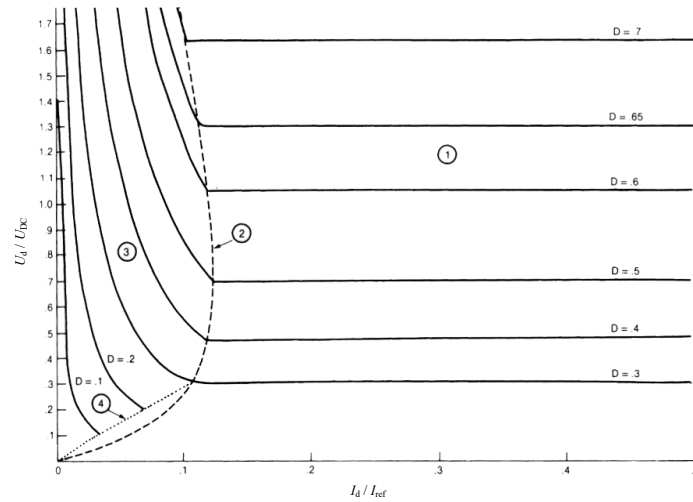


Fig. 5. Incomplete load characteristics of a flyback converter presented in [13]

## 2. Forward

The schematic diagram of a forward converter is shown in Fig. 6.

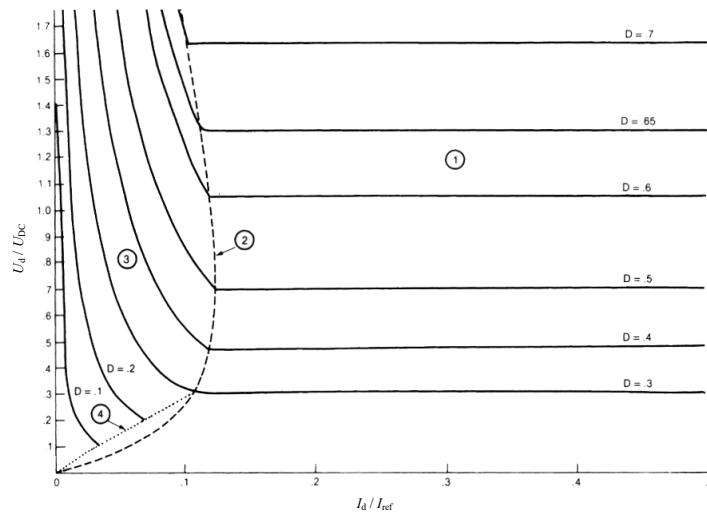


Fig. 6. Forward converter

The forward converter was investigated for the case  $N_s = N_p$ . The duty cycle  $D$  does not exceed 0.5 due to demagnetization of a transformer core during each cycle [11]. The simulation model is shown in Figure 7. The model is based on a library model. In order to obtain load characteristics a script in MATLAB that controls the model was also written (Script 1). The script changes the model parameters and runs the Simulink model. After a certain number of iterations, the load characteristics of the forward converter were obtained (Fig. 8a). The reference current  $I_{ref}$  in Fig. 8 is referred to the



supply voltage  $U_{DC}$  and expressed by (2). It should be mentioned that the highest value of a current for the discontinuous conduction mode is  $I_d = 0.25 I_{ref}$ .

After transforming the equation (3) from [11], the equation (4) can be obtained. This equation describes the boundary between the continuous and discontinuous conduction modes (marked as 2 in Fig. 8b).

$$I_B / (U_d / 2 f_s L) = 1 - D \quad (3)$$

$$I_B / I_{ref} = D - D^2 \quad (4)$$

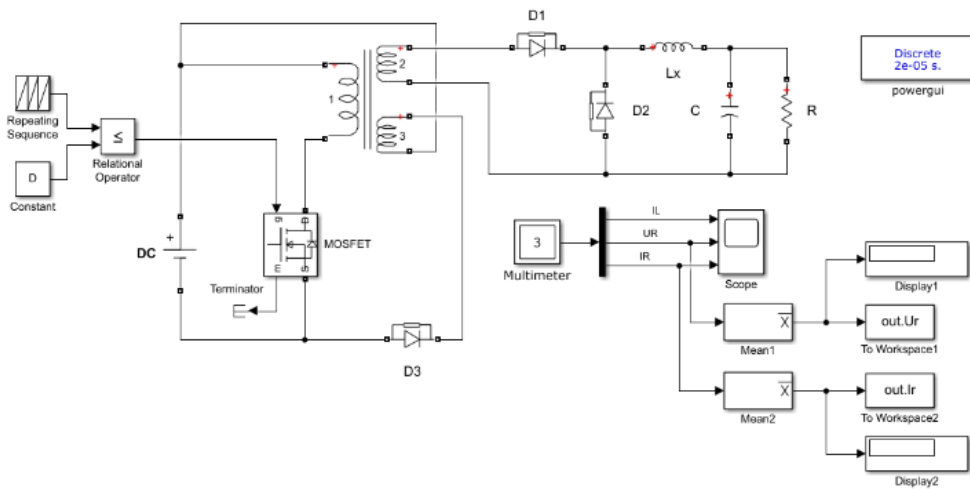


Fig. 7. Simulink model of a forward converter

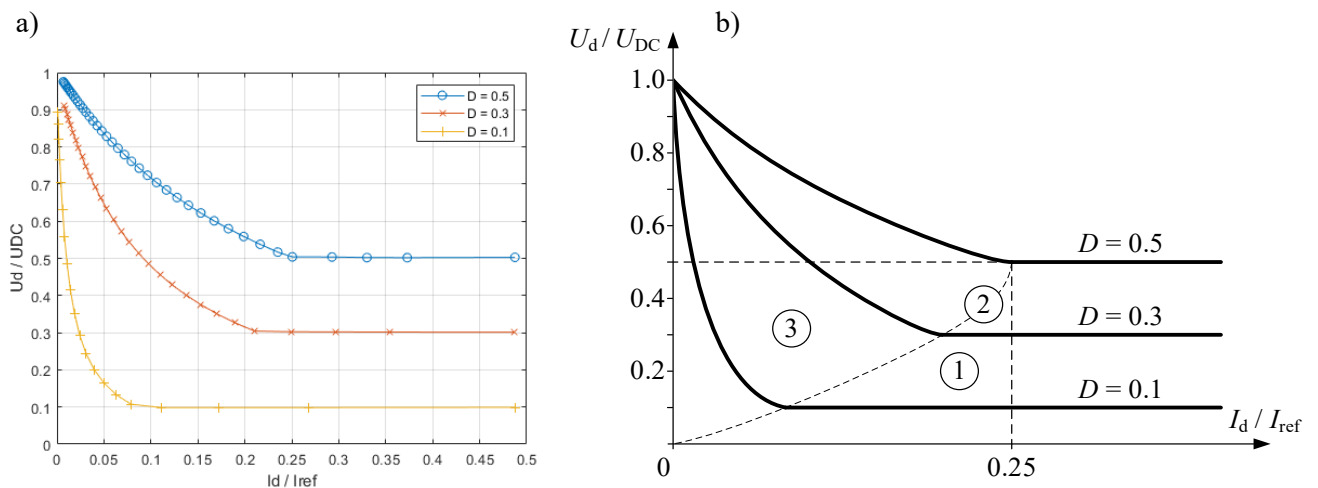


Fig. 8. Load characteristics of a forward converter: a) simulation results, b) theoretical characteristics. 1) continuous conduction mode, 2) boundary between the continuous and discontinuous conduction modes, 3) discontinuous conduction mode

### 3. Push-Pull

Fig. 9 shows the schematic diagram of a push-pull converter. The duty cycle  $D$  for a push-pull converter changes between 0 and 0.5 only, because transistors are driven in a different part of a period. Thus, the reference current  $I_{ref}$  is expressed by (5).

$$I_{ref} = U_{DC} / 4 f_s L \quad (5)$$

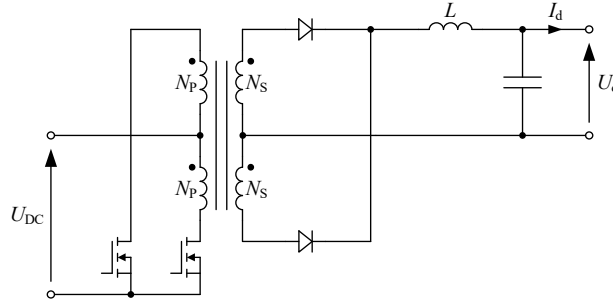


Fig. 9. Push-pull converter

The simulation model of a push-pull converter is shown in Fig. 10. This is a modified library model. It should be noted that the model is controlled by Script 2.

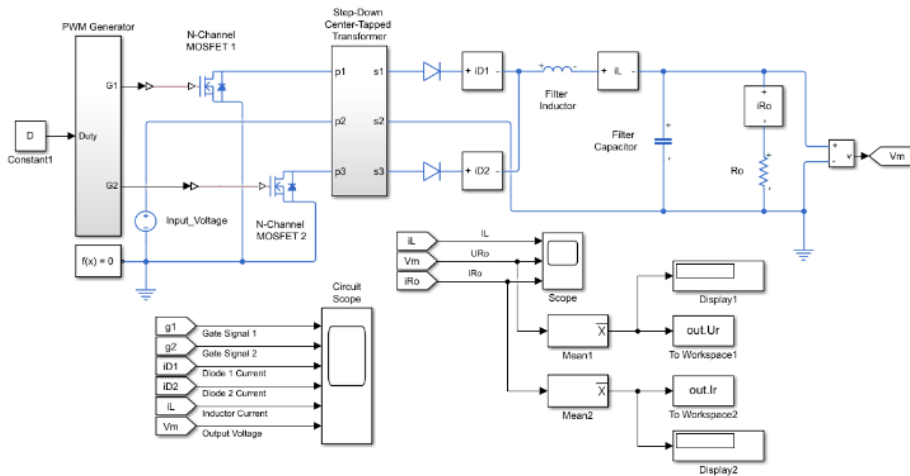


Fig. 10. Simulink model of a push-pull converter

Based on the model and Script 2, the load characteristics of the push-pull converter were obtained (Fig. 11). The highest current for the discontinuous conduction mode is  $I_d = 0.25I_{ref}$ . The boundary between the continuous and discontinuous conduction modes (shown in Fig. 11b) is described by (6).

$$I_B / I_{ref} = 4D (0.5D - D) \quad (6)$$

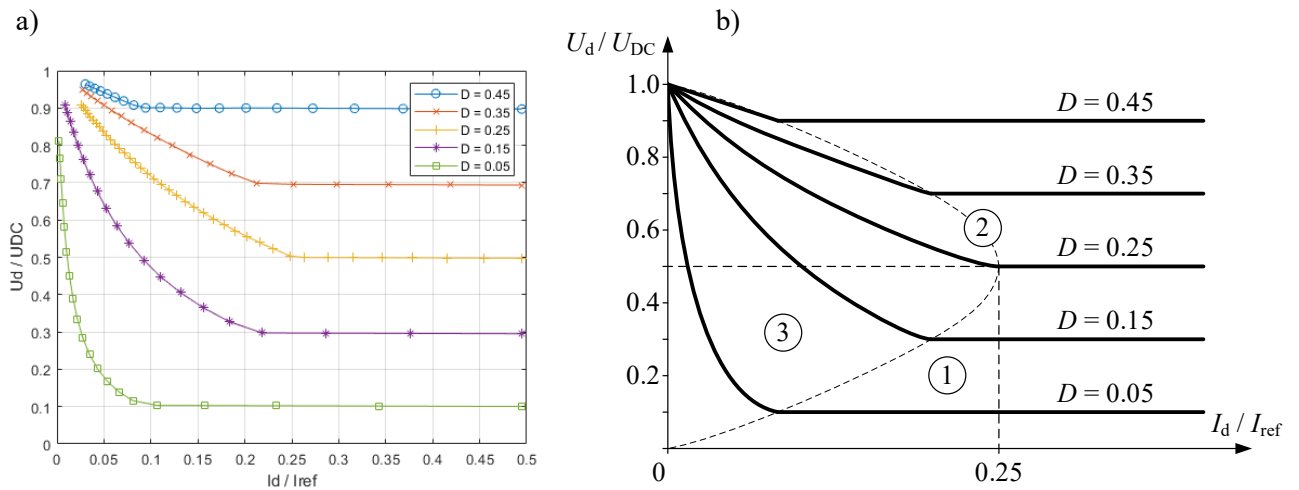


Fig. 11. Load characteristics of a push-pull converter: a) simulation results, b) theoretical characteristics. 1) continuous conduction mode, 2) boundary between the continuous and discontinuous conduction modes, 3) discontinuous conduction mode

#### 4. Flyback

The third type of a DC-DC-converter included into the scope of an investigation, is a flyback converter, depicted in Fig. 12.

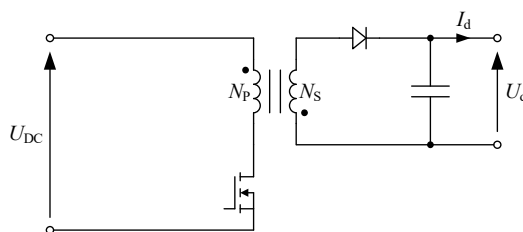


Fig. 12. Simulink model of a push-pull converter

Flyback converter stores energy in a transformer. The reference current  $I_{ref}$  for this type of converter is expressed by (2), but in this case, the  $L$  symbol refers to the self-inductance of the winding on the secondary side of the transformer.

The simulation model of a flyback converter is shown in Fig. 13. Like in the previous cases, the model is based on the library model, but in this case is controlled by Script 3.

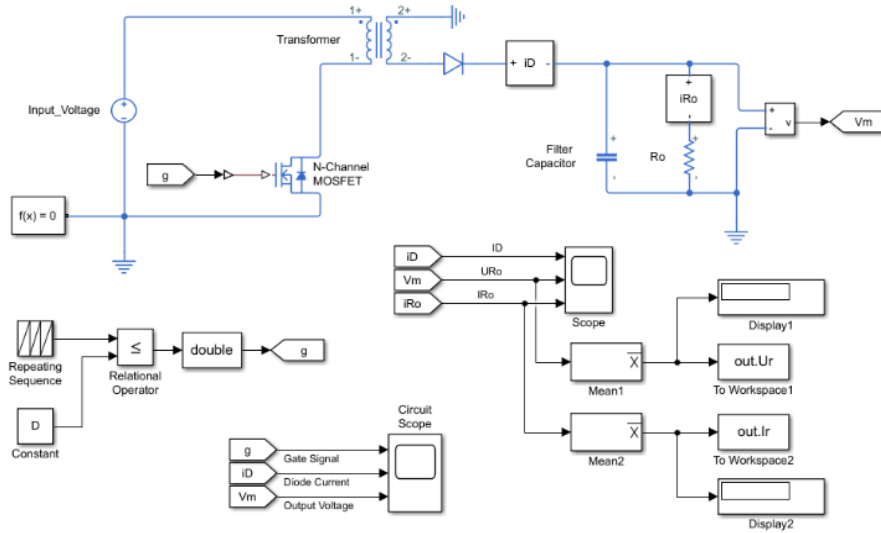


Fig. 13. Simulink model of a flyback converter

The load characteristics of a flyback converter are depicted in Fig. 14. The highest current for the discontinuous conduction mode is  $I_d = 0.25I_{ref}$ . It looks similar to the previous two cases (for forward and push-pull converters), but in this case, the current  $I_{ref}$  is given by (5).

The boundary between the continuous and discontinuous conduction modes in the form (7) was described in [11]. But this equation should be transformed to the form (8) to be usable in Fig. 14b. It is assumed that the numbers of turns on the primary and secondary sides of a transformer are equal, so  $n = 1$ , therefore  $n^2 = 1$ .

$$I_B / (n^2 U_d / 2 f_s L) = (1 - D)^2 \quad (7)$$

$$I_B / I_{ref} = D (1 - D) \quad (8)$$

In order to describe the boundary, the relation (9) between the input and output voltages for a flyback converter should also be kept in mind.

$$U_d / U_{DC} = D / (1 - D) \quad (9)$$

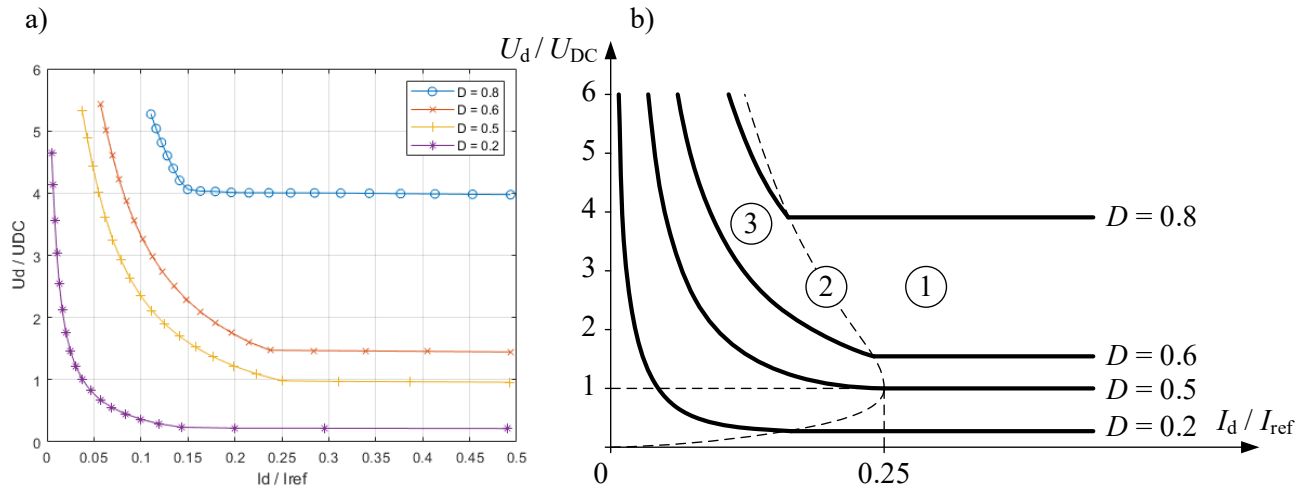


Fig. 14. Load characteristics of a flyback converter: a) simulation results, b) theoretical characteristics. 1) continuous conduction mode, 2) boundary between the continuous and discontinuous conduction modes, 3) discontinuous conduction mode

## 5. Summary

This paper presents load characteristics of DC-DC converters with a transformer. The reference current  $I_{ref}$  on the characteristics is dependent on the input voltage  $U_{DC}$ , which is constant and independent of the load conditions. What makes these characteristics useful during the design process of drive systems dedicated for the high-speed BLDC motors. This work also contains the dependencies that describe the boundary between the continuous and discontinuous conduction modes. The maximum current in the discontinuous conduction mode for each converter is  $0.25I_{ref}$ . This value was also confirmed by simulation (Fig. 8a, 11a, and 14a). This means that the value of the output voltage is constant and approximately independent of the load above a certain value of the load current, which is  $0.25I_{ref}$ . This is particularly important in drive systems with high-speed BLDC motors, because operation in the continuous conduction mode minimizes the fluctuations of a rotational speed.

## References

1. Erickson R.W., Maksimovic D.: *Fundamentals of Power Electronics*. Kluwer Academic Publishers, 2004.
2. Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P.: *Power Electronics, Converters, Applications and Design*. John Wiley & Sons Inc., 2003.

3. Rashid M.H.: *Power Electronics Handbook. Devices, Circuits and Applications*. Elsevier, 2011.
4. Tan F.D.: *The forward converter: from the classic to the contemporary*. Proc. of 17<sup>th</sup> Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002.
5. Kim E.-H., Kwon B.-H.: *High step-up resonant push–pull converter with high efficiency*. IET Power Electronics, 2009.
6. Ivanovic Z., Knezic M.: *Modeling Push–Pull Converter for Efficiency Improvement*. Electronics, 2022.
7. Kanthimathi R., Kamala J.: *Analysis of different flyback converter topologies*. Proc. of International Conference on Industrial Instrumentation and Control (ICIC), 2015.
8. Maksimovic D., Stankovic A., Thottuvelil V., Verghese G.: *Modeling and simulation of power electronic converters*. Proceedings of the IEEE, 2001.
9. Dhamodaran M., Jegadeesan S., Murugan A., Ramasubramanian B.: *Modeling and Simulation of the Flyback Converter using SPICE Model*. International Journal of Recent Technology and Engineering (IJRTE), 2019.
10. Wu H., Xing Y.: *Families of forward converters suitable for wide input voltage range applications*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014.
11. Kazimierczuk M.K.: *Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters*. Wiley, Chichester 2016.
12. Shoyama M., Harada K.: *Effects of Magnetizing Current of the Transformer on Load Characteristics in the Push-Pull DC-to-DC Converter*. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1983.
13. Park J.N., Zaloum T.R.: *A dual mode forward/flyback converter*. IEEE Power Electronics Specialists conference, 1982.

# Scripts

## Script 1 (Forward)

```
clc;
clear all;
close all;

global Ro maxI Iref plotNumber UDC;

UDC = 100;
L = 6e-3;
T = 1/700;
Iref = UDC*T/(2*L);
plotNumber=0;
maxI=5.8;

C = 1e-3; D=50;
V=logspace(log10(10), log10(1200), 40); go(D, V);
C = 0.4e-3; D=30;
V=logspace(log10(6), log10(1000), 30); go(D, V);
C = 0.05e-3; D=10;
V=logspace(log10(2), log10(8000), 20); go(D, V);

legend('D = 0.5', 'D = 0.3', 'D = 0.1');

function y = go(D, V)
global Ro maxI Iref plotNumber UDC;

first=1;
plotNumber=plotNumber+1;

Uvect=0;
Ivect=0;

i=0;
for Ro=V
i=i+1;

out=sim('FORWARDS.slx');

if first==1
first=0;
if maxI==0
maxI = round(out.Ir.Data);
if maxI==0
maxI = 1;
end
end
Ro = out.Ur.Data / maxI;
out=sim('FORWARDS.slx');
end

max=0.25;
deltaM=0.01;
deltaP=0.01;
if (D==50) &&
((out.Ir.Data/Iref)>(max-deltaM)) &&
((out.Ir.Data/Iref)<(max+deltaP))
disp(sprintf('(K) D=%d%%, Ro=%d Ohm',
D, Ro))
Ro = out.Ur.Data / (max*Iref)
out=sim('FORWARDS.slx');
end

disp(sprintf('D=%d%%, Ro=%d Ohm', D, Ro))
Uvect(i)=out.Ur.Data/UDC;
Ivect(i)=out.Ir.Data/Iref;
end

if (plotNumber==1) symbol='o-';
elseif (plotNumber==2) symbol='x-';
elseif (plotNumber==3) symbol='+-';
elseif (plotNumber==4) symbol='*-';
elseif (plotNumber==5) symbol='s-';
elseif (plotNumber==6) symbol='p-';
else symbol='h-'; end

plot(Ivect, Uvect, symbol)
xlabel('Id / Iref')
ylabel('Ud / UDC')
grid on
hold on;

xlim([0 0.5]);
ylim([0 1]);
end
```

## Script 2 (Push-pull)

```
clc;
clear all; close all;

global maxI Iref plotNumber;
global D Ro Input_Voltage fsw_Hz;

maxI = 17.67;
Input_Voltage = 100;
fsw_Hz = 700;
primary_winding = 100;
secondary_winding = 100;
Rw = 1e-5; % Winding resistance
Ll = 1e-5; % Leakage inductance
L2 = 1e-5; % Leakage inductance
Rc = 1e6; % Core loss resistance
Lm = 1e6; % Magnetization inductance
Ts = 1e-5; % Sampling time
L = 1e-3;
Iref = Input_Voltage/(4*L*fsw_Hz);
plotNumber=0;

C=0.5e-3; D=0.45;
V=logspace(log10(5.04), log10(90), 20); go(D,V);
C=0.5e-3; D=0.35;
V=logspace(log10(3.92), log10(100), 20); go(D,V);
C=0.5e-3; D=0.25;
V=logspace(log10(2.80), log10(100), 20); go(D,V);
C=0.5e-3; D=0.15;
V=logspace(log10(1.68), log10(300), 20); go(D,V);
C=0.1e-3; D=0.05;
V=logspace(log10(0.56), log10(1000), 20);go(D,V);

legend('D = 0.45', 'D = 0.35', 'D = 0.25', 'D = 0.15', 'D = 0.05');

function y = go(D, V)
global maxI Iref plotNumber;
global D Ro Input_Voltage fsw_Hz;

first=1;
plotNumber=plotNumber+1;

Uvect=0;
Ivect=0;

i=0;
for Ro=V
i=i+1;

out=sim('PUSHPULLS.slx');

if first==1
first=0;
if maxI==0
maxI = round(out.Ir.Data);
if maxI==0
maxI = 1;
end
end
Ro = out.Ur.Data / maxI;
out=sim('PUSHPULLS.slx');
end

max=0.25;
deltaM=0.01;
deltaP=0.01;
if (D==0.25) &&
((out.Ir.Data/Iref)>(max-deltaM)) &&
((out.Ir.Data/Iref)<(max+deltaP))
disp(sprintf('(K) D=%d%%, Ro=%d Ohm',
D, Ro))
Ro = out.Ur.Data / (max*Iref)
out=sim('PUSHPULLS.slx');
end

disp(sprintf('D=%d%%, Ro=%d Ohm', D, Ro))
Uvect(i)=out.Ur.Data/Input_Voltage;
Ivect(i)=out.Ir.Data/Iref;
end

if (plotNumber==1) symbol='o-';
elseif (plotNumber==2) symbol='x-';
elseif (plotNumber==3) symbol='+-';
elseif (plotNumber==4) symbol='*-';
elseif (plotNumber==5) symbol='s-';
elseif (plotNumber==6) symbol='p-';
else symbol='h-'; end

plot(Ivect, Uvect, symbol)
xlabel('Id / Iref')
ylabel('Ud / UDC')
grid on
hold on;

xlim([0 0.5]);
ylim([0 1]);
end
```

## Script 3 (Flyback)

```
clc;
clear all;
close all;

global maxI Iref plotNumber;
global D Ro Input_Voltage T fsw_Hz L2 C;

Input_Voltage = 100;
fsw_Hz = 700;
T = 1/fsw_Hz;
L1 = 1.5e-3;
L2 = 1.5e-3;
Ts = 2e-5;
Iref = Input_Voltage*T/(2*L2);

plotNumber=0;
maxI=23.5;

C=0.5e-3; D=80;
V=logspace(log10(16.8), log10(100), 20); go(D,V);
C=0.4e-3; D=60;
V=logspace(log10(6.3), log10(200), 20); go(D,V);
C=0.4e-3; D=50;
V=logspace(log10(4.2), log10(300), 20); go(D,V);
C=0.1e-3; D=20;
V=logspace(log10(1.05), log10(2000), 20);go(D,V);

legend('D = 0.8', 'D = 0.6', 'D = 0.5', 'D = 0.2');

function y = go(D, V)
global maxI Iref plotNumber;
global D Ro Input_Voltage T fsw_Hz L2 C;

first=1;
plotNumber=plotNumber+1;

Uvect=0;
Ivect=0;

i=0;
for Ro=V
i=i+1;

out=sim('FLYBACKS.slx');

if first==1
first=0;
if maxI==0
maxI = round(out.Ir.Data);
if maxI==0
maxI = 1;
end
end
Ro = out.Ur.Data / maxI;
out=sim('FLYBACKS.slx');
end

max=0.25;
deltaM=0.01;
deltaP=0.01;
if (D==50) &&
((out.Ir.Data/Iref)>(max-deltaM)) &&
((out.Ir.Data/Iref)<(max+deltaP))
disp(sprintf('(K) D=%d%%, Ro=%d Ohm',
D, Ro))
Ro = out.Ur.Data / (max*Iref)
out=sim('FLYBACKS.slx');
end

disp(sprintf('D=%d%%, Ro=%d Ohm', D, Ro))
Uvect(i)=out.Ur.Data/Input_Voltage;
Ivect(i)=out.Ir.Data/Iref;
end

if (plotNumber==1) symbol='o-';
elseif (plotNumber==2) symbol='x-';
elseif (plotNumber==3) symbol='+-';
elseif (plotNumber==4) symbol='*-';
elseif (plotNumber==5) symbol='s-';
elseif (plotNumber==6) symbol='p-';
else symbol='h-'; end

plot(Ivect, Uvect, symbol)
xlabel('Id / Iref')
ylabel('Ud / UDC')
grid on
hold on;

xlim([0 0.5]);
ylim([0 6]);
end
```

Pavlo TYMOSHCHUK<sup>4</sup>

## **A TRACKING CONTROL NEURAL NETWORK FOR THE KNOWN AFFINE IN THE INPUTS DISCRETE-TIME NONLINEAR SYSTEMS**

### **1. Introduction**

A tracking control problem can be formulated as designing such a system whose output approximately repeats a given time-varying reference trajectory that is assumed to be predefined. Tracking control systems are widely used in telecommunications, automobiles, ships, aircrafts, robotics, biomedical engineering, and in many other applications. For instance, problems such as the fulfilling ship movement along a required route, performing aircraft flight or carrying out manipulator arm movement are related to solving tracking control tasks [1].

Different approaches of tracking control for nonlinear systems were proposed [2-9]. For example, a neural network (NN) structure to solve the optimal tracking control problem of nonlinear discrete time-varying systems in online mode is presented in [5]. A multiple-model approach combined with adaptive self-organizing map NN is used to detect changes in the system dynamics. The number of sub-models is determined adaptively and grows once a mismatch between the stored sub-models and the new data is detected. Each sub-model contributes into the value function based on a responsibility signal obtained by the NN. Policy iteration and value iteration algorithms are suggested to find the optimal control for the partially unknown nonlinear discrete time-varying systems in online mode. In the majority of the existing methods, a convergence of tracking error to zero is theoretically guaranteed during an infinite range of time. Moreover, numerous modern approaches of tracking control need a training phase of

---

<sup>4</sup> University of North Texas, College of Engineering. Department of Computer Science and Engineering. 3940 N. Elm Street Ste. F201, Denton, TX 76207-7102, USA  
Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny. Katedra Elektrotechniki i Informatyki, ul. Akademicka 10, 44-100 Gliwice  
e-mail: [pautym@gmail.com](mailto:pautym@gmail.com)



cost function approximation. This leads to enormous rising complexity of the control system. Besides, the procedure of such training can be too time consuming. As a result, the time complexity and computational complexity of the tracking control problem solution are considerably increased.

A NN tracking control for continuous-time nonlinear systems with the known internal dynamics was presented in [8]. The control is described by the control equation based on tracking equation. Both these equations have variable structure. To minimize the tracking error, the control uses a difference between the system state trajectory and reference trajectory. A functional block-diagram of the controlled system is given. Principles of software and hardware implementation of the control are discussed. The control provides finite convergence time of the system state trajectories to steady states and decreasing tracking errors. The convergence time can be changed by varying the learning rate parameter. The control does not need an off-line learning phase and has architecture of moderate complexity. Computer simulations of the controller operation are presented.

This paper is related to extending the method presented in [8] in the case of designing a tracking control NN of discrete-time for affine in inputs nonlinear systems with the known internal dynamics. In this case, the designed network is described by control equation and tracking equation that have variable structure. The network employs a difference between the system state and reference for tracking error minimization. The network is accurate and has less computation and hardware implementation complexity comparatively to other competitors. Computer simulations confirming theoretical statements and illustrating the controller efficiency are given.

## **2. A discrete-time tracking control neural network**

Discrete-time NNs compared to their continuous-time analogs are capable of providing more accurate, robust and reliable processing data and signals, especially in the presence of noises and errors [10]. Such networks can be implemented in a digital hardware that has a high miniaturization level and energy efficiency. Using Euler approximation, the discrete-time tracking control problem of time-invariant, affine in the input nonlinear dynamic system can be given by [9]:

$$x(k+1) = x(k) + \tau(f(x(k)) + g(x(k))u(k)), \quad x(1) = x_1 \quad (1)$$

where  $x(k) \in \mathfrak{R}^n$  is the state variable,  $f(x(k)) \in \mathfrak{R}^n$  is the nonlinear function of system internal dynamics,  $g(x(k)) \in \mathfrak{R}^{n \times m}$  is the nonlinear function of system coupling dynamics,  $u(k) \in \mathfrak{R}^m$  is the control,  $\tau = t(k+1) - t(k)$  is the time step,  $k=1, 2, \dots$

We suppose that  $f(0)=0$  and the system is stabilizable on a set  $\Psi \in \mathfrak{R}^m$  that includes the origin, i.e., there exists such a function  $u(k) \in U$  of discrete-time control that the system is asymptotically stabilized on  $\Psi$ . The functions of system internal dynamics  $f(x(k))$  and  $g(x(k))$  are presumably known for any  $k \in [1, k_{max}]$ ,  $k_{max} < \infty$ . We also suppose that the system is observable and controllable, i.e.,  $g(x(k)) \neq 0$ . Otherwise if  $g(x(k)) = 0$ , the system is uncontrolled and can be given by

$$x(k+1) = x(k) + \tau f(x(k)) \quad x(1) = x_1 \quad (2)$$

The real-valued cost function associated with (1) can be presented as follows:

$$C(x) = \sum_{k=1}^{\infty} \Phi(e(k), u(k)) \quad (3)$$

where  $e(k) = x(k) - r(k)$  is the tracking error,  $r(k) \in \mathfrak{R}^n$  is the reference trajectory,  $\Phi(e, u) \in \mathfrak{R}^n$  is the positive definite function. The tracking control problem is to determine a control  $u(k)$  such that, starting from any finite initial state  $-\infty < x(1) < \infty$ , as  $k \rightarrow \infty$ , (3) is minimized, i. e., optimal value function

$$C^*(x) = \min_u \sum_{k=1}^{\infty} \Phi(e(k), u(k)) \quad (4)$$

while the state  $x(k)$  remains bounded. The equation (4) means that starting from any initial value, (3) should converge to its minimum, i. e., the system should be stable. In order to solve the tracking control problem of the known affine nonlinear system stated above, it is necessary to design a control such that  $x(k)$  tracks a given varied reference trajectory  $r(k)$ .

We design the cost function (3) as follows:

$$C(x) = |e| \quad (5)$$

Then, the optimal value function (4) is given by

$$C^*(x) = \min_u |e| \quad (6)$$

where control  $u$  is defined as indicated above while the state  $x$  remains bounded.

Since the cost function  $C$  in (5) is convex, this guarantees that it has a unique global minimum. Its minimizer  $C^* = 0$  can be found using a gradient descent method [10]. For this purpose,  $C$  can be minimized by the following gradient system:

$$\Delta e = -\nabla C(e) = \frac{\partial C(e)}{\partial e} = \left[ \frac{\partial C}{\partial e_1}, \dots, \frac{\partial C}{\partial e_n} \right]^T \quad (7)$$

where  $\Delta e = e(k+1) - e(k)$  and initial condition  $e(1) = e_1$ . Considering (5), the system (7) can be transformed to the following associated difference equation with the variable structure that describes the closed-loop tracking error dynamics:

$$e(k+1) = e(k) - \beta \operatorname{sgn}(e(k)) \quad (8)$$

where  $\beta = \operatorname{diag}(\beta_1, \dots, \beta_n)$  is the diagonal matrix of learning rate parameters,

$$\operatorname{sgn}(e) = \begin{cases} 1, & \text{if } e > 0; \\ 0, & \text{if } e = 0; \\ -1, & \text{if } e < 0 \end{cases} \quad (9)$$

is the signum activation function [11] of tracking error  $e = x - r$ .

The state equation (8) can be represented in the equivalent deployed form as follows:

$$x(k+1) = x(k) - \beta \operatorname{sgn}(x(k) - r(k)) + \Delta r(k) \quad (10)$$

where

$$\operatorname{sgn}(x(k) - r(k)) = \begin{cases} 1, & \text{if } x(k) > r(k); \\ 0, & \text{if } x(k) = r(k); \\ -1, & \text{if } x(k) < r(k), \end{cases} \quad (11)$$

$\Delta r(k) = r(k+1) - r(k)$ . The tracking equation (10) describes a discrete-time state variable trajectory of the designed system.

The control  $u(k)$  can be determined from (1) considering (10) by the following control equation:

$$\begin{aligned} u(k) = g^{-1}(x(k))(x(k+1) - x(k) - f(x(k))) = \\ g^{-1}(x(k))(-\beta \operatorname{sgn}(x(k) - r(k)) + \Delta r(k) - f(x(k))) \end{aligned} \quad (12)$$

In the case when  $g(x(k)) = 0$ , the control equation (12) can be given by

$$u(k) = \begin{cases} g^{-1}(x(k))(-\beta \operatorname{sgn}(x(k) - r(k)) + \Delta r(k) - f(x(k))) & \text{if } g(x(k)) \neq 0; \\ 0, & \text{if } g(x(k)) = 0. \end{cases} \quad (13)$$

The difference equation (1) and control equation (12) (or (13)) describe the full closed loop dynamics of the nonlinear system. Substitution  $u(k)$  (12) in (1) gives the tracking equation (10). As one can see in (10),  $x(k)$  and  $\Delta x(k) = x(k+1) - x(k)$  can be derived by solving the difference equation for each time step  $k$ ,  $k = 1, 2, \dots$ . Based on determined  $x(k)$  and  $\Delta x(k)$ ,  $u(k)$  can be obtained using (12) by solving the system of linear algebraic equations. A solution of such a system can be found in online mode by corresponding NN implemented in software or in digital hardware [11]. Then, the desired discrete-time state variable trajectory  $x(k)$  of the controlled system is found by numerical integration of the difference equation (1) using known values of  $x(1) = x_1$ ,  $f(x)$ ,  $g(x)$ , and  $u(k)$ .

The main steps of the algorithm of optimal tracking control for  $l = 1, \dots, n$  time-invariant, affine in the input nonlinear system with the known internal dynamics can be presented as follows:

- Step 1. Set values of  $\beta$ , control time range  $T$ ,  $\tau$ ,  $k = 1$ , and  $x(1)$ .
- Step 2. Set/obtain/measure  $r(k)$ ,  $r(k+1)$  and compute  $\Delta r(k) = r(k+1) - r(k)$ .
- Step 3. Compute  $f(x(k))$  and  $g(x(k))$ .
- Step 4. Compute  $u(k)$  by (12).
- Step 5. Compute  $x(k+1)$  using (1).
- Step 6. If  $k < T/\tau + 1$ , set  $k = k+1$ , go to step 2; otherwise end.

Notice that the difference equation (10) includes the signum activation function (11). Moreover, this equation describes supervised learning with learning rate parameter  $\beta$  that can be used for changing convergence rate of state variable trajectory  $x(k)$  to reference trajectory  $r(k)$ . In addition, the control  $u(k)$  is determined by (12) on each time step  $k, k=1,2,\dots$  by solving the system of linear algebraic equations that can be done in online mode using the corresponding NN. Since the activation function and supervised learning are the basic characteristics of artificial NNs [10, 11], we treat the discrete-time tracking controller described by the tracking equation (10) and control equation (12) as a tracking control NN.

### 3. Functional block-diagram of the controlled nonlinear system

A functional block-diagram of the controlled nonlinear system described by (1) and (12) is presented in Fig. 1. The diagram includes the blocks of discrete-time summation  $+$ , *sign* activation function  $S$ , amplification  $\beta$ , numerical differentiation  $\Delta$ , nonlinear functions  $f(x)$  and  $g(x)$ , NN solver of system of linear algebraic equations LAESS, reference  $r$ , state variable  $x(k)$  with initial value  $x(1)$ , and control input  $u(k)$ . As one can see in Fig. 1, the NN consists of  $3n$  adders,  $n$  controlled switches,  $n$  amplifiers,  $n$  digital differentiators,  $n$  blocks of nonlinear functions  $f(x)$ ,  $n \times m$  blocks of nonlinear functions  $g(x)$ , and  $n$  NN solvers of a systems of linear algebraic equations.

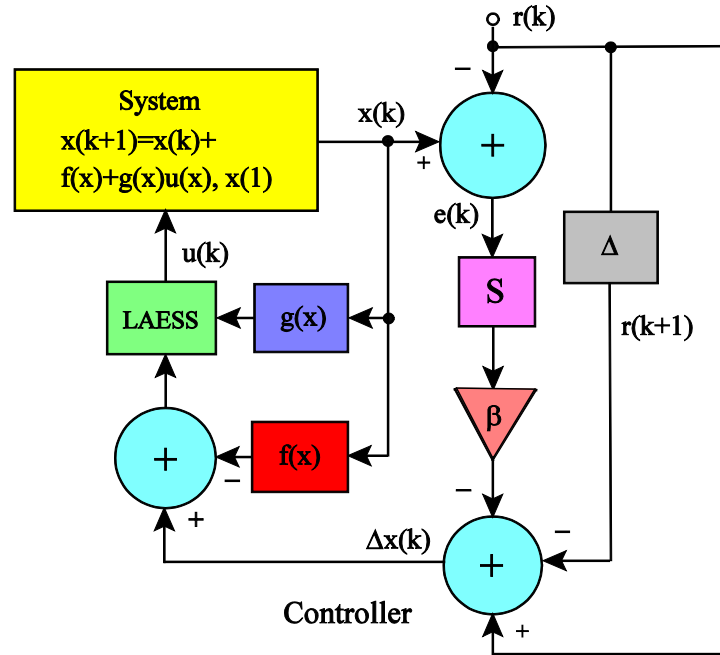


Fig. 1. The functional block-diagram of the discrete-time controlled system described by (1) and (12)

The network presented in Fig. 1 has the structure of moderate complexity compared to other competitors. For instance, actor NN and critic NN are required for optimal tracking control of nonlinear discrete-time systems described in [4].

The network shown in Fig. 1 can be implemented in software on a PC or workstation with no special hardware. Software implementation of the controller can be chosen if accurate, simple and flexible realization of changing the application is necessary. For this purpose, one can use, for instance, Compute Unified Device Architecture (CUDA) [12] or the parallel computing toolbox of Matlab. Moreover, using the power of modern Graphics Processing Units (GPU) makes it possible to implement the network by GPU code which significantly speeds up its operation.

In the case of software implementation of the network, its operation speed can be insufficient to satisfy the requirements of real-time. Moreover, in this case the level of miniaturization or/and energy efficiency of the network can be not sufficient to meet the requirements of practical applications. Therefore, the network can be implemented in a digital hardware suitable for parallel operation in real-time, if high operation speed, high integration density, and energy efficient realization are needed. Note that the hardware implementation of the network can be efficiently simulated using Cadence, LabVIEW or other appropriate software [13].

Notice that the network does not need resetting in the case if its state or reference is varied, a suitable digital control network, and does not require to spend extra processing time on this operation. This additionally reduces its complexity, speeds up the network operation and makes it possible to use it in real-time. Therefore, digital hardware implementation of the network is expected to have high speed, moderate complexity, compactness, and energy efficiency.

#### **4. Computer simulations of the network**

Let us demonstrate an operation of the discrete-time affine in the input controlled nonlinear system with the known internal dynamics described by the difference equation (1) and control equation (12). For this purpose, consider the following computer simulation example. We apply the approach described above to the optimal tracking control of nonlinear cooling continuous stirred tank reactor adopted from [2, 14, 15]. The dynamics of the reactor can be described in normalized form by the nonlinear difference equation (1), where

$$f = \begin{bmatrix} x_1(k) + \tau \left( -\alpha x_1(k) + D(1-x_1(k)) e^{\frac{x_2(k)}{1+x_2(k)}} e^{-\frac{x_2(k)}{\gamma}} \right) \\ x_2(k) + \tau \left( -\alpha x_2(k) + BD(1-x_1(k)) e^{\frac{x_2(k)}{1+x_2(k)}} e^{-\frac{x_2(k)}{\gamma}} - \lambda x_2(k) \right) \end{bmatrix}, \quad g = \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda \end{bmatrix},$$

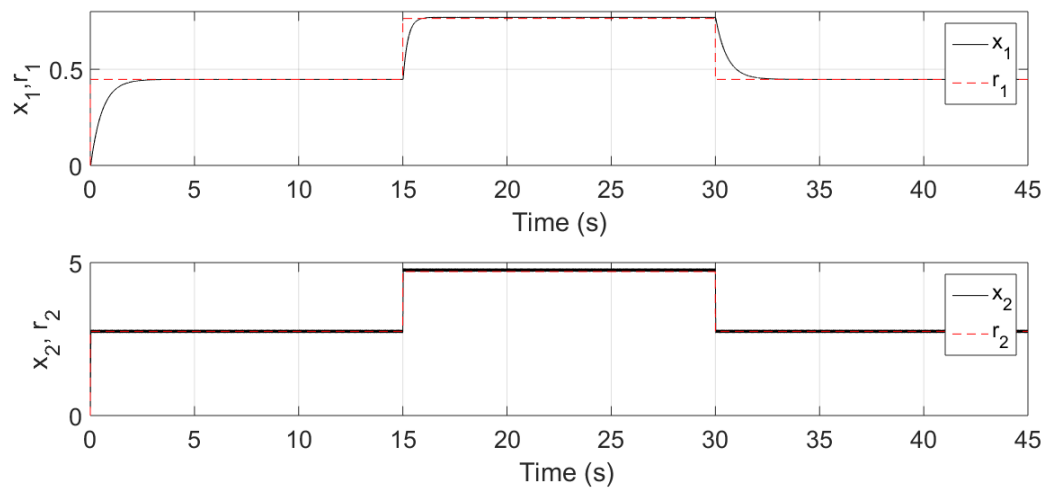
$$\alpha = 1.0, \lambda = 0.3, \gamma = 20.0, B = 1.0, D = 0.072, \beta = 100, \tau = 0.001s, x_1(1) = x_2(1) = 0.$$

The purpose is to track the reference trajectories

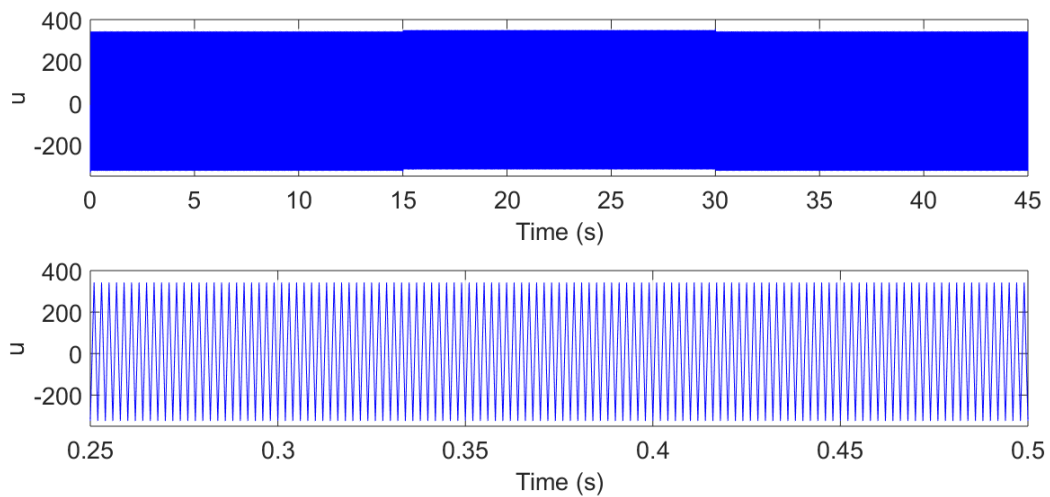
$$r_1(t) = \begin{cases} 0.4472, & \text{if } 0 \leq t \leq 15; \\ 0.7646, & \text{if } 15 < t < 30; \\ 0.4472, & \text{if } 30 \leq t < 45 \end{cases} \quad \text{and} \quad r_2(t) = \begin{cases} 2.7520, & \text{if } 0 \leq t \leq 15; \\ 4.7052, & \text{if } 15 < t < 30; \\ 2.7520, & \text{if } 30 \leq t < 45. \end{cases}$$

The trajectories of state variables  $x_1(t)$ ,  $x_2(t)$  obtained based on the difference equation (1) and control equation (12) and references  $r_1(t)$ ,  $r_2(t)$  are presented in Fig. 2 (a). Fig. 2 (b) shows the dynamics of control  $u(t)$ . Fig. 2 (c) demonstrates the trajectories of tracking errors  $e_1(t)$ ,  $e_2(t)$ . Fig. 2 (a) – Fig. 2 (c) show that the state variable trajectory  $x_1(t)$ , tracks the reference trajectory  $r_1(t)$ , with the accuracy close to that obtained in [2] and the state variable trajectory  $x_2(t)$  tracks the reference trajectory  $r_2(t)$  with higher accuracy comparatively to one indicated in [2]. The control  $u(t)$  and tracking errors  $e_1(t)$  and  $e_2(t)$  are varied in limited ranges. However, the method presented in [2] needs solving minimization problems at each iteration using recurrent general projection NN to obtain optimal control. For this purpose, ordinary nonlinear differential equation is solved. Our approach is related to obtaining optimal control by solving nonlinear algebraic control equation (12). This considerably reduces computational complexity and corresponding hardware implementation complexity of the optimal tracking control problem solution.

a)



b)



c)

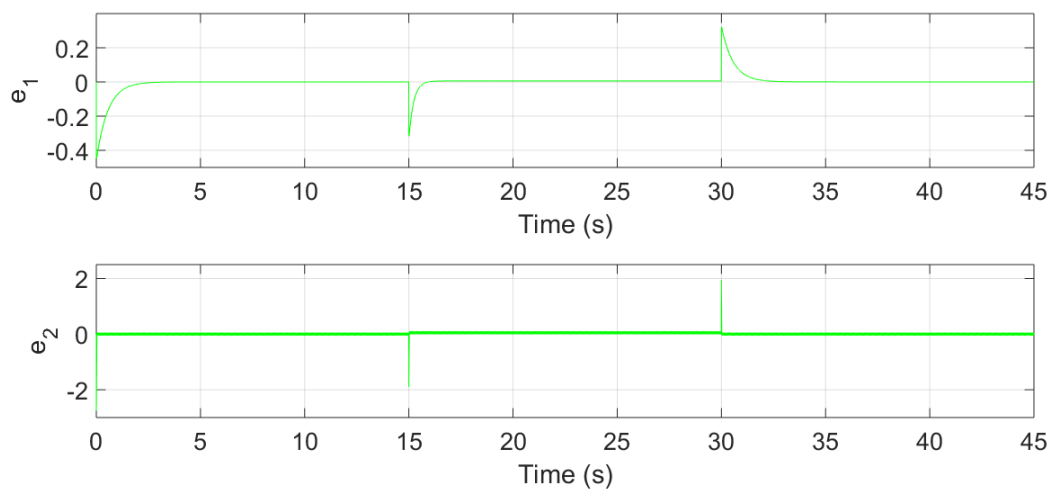


Fig. 2: a) trajectories of states  $x_1(t)$ ,  $x_2(t)$  and references  $r_1(t)$ ,  $r_2(t)$  b) trajectory of control  $u(t)$ ; c) trajectories of tracking errors  $e_1(t)$ ,  $e_2(t)$



## 5. Conclusions

A tracking control neural network for discrete-time nonlinear dynamic systems with known internal dynamics described by difference equation with variable structure and by output equation have been presented. The mathematical model and corresponding functional block-diagram of the network have been given. The network is accurate and simpler than other competitive analogs. The controller can be implemented in software if accurate, simple, and flexible realization of changing the application is necessary. The network can be also implemented in a digital hardware suitable for parallel operation in real-time, if high operation speed, high integration density, and energy efficient realization is needed. A performance of the network has been demonstrated by simulation of optimal tracking control of nonlinear cooling continuous stirred tank reactor. It has been shown that using the network considerably reduces computational complexity and corresponding hardware implementation complexity of optimal tracking control.

## References

1. Naidu D.S.: *Optimal Control Systems*. London, UK: CRC Press, 2003.  
<https://doi.org/10.1201/9781315214429>.
2. Yan Z., Wang J.: *Model predictive control of nonlinear affine systems based on the General Projection neural network and its application to a continuous stirred tank reactor*. Proc. of Intern. Conf. Information Science and Technology, 2011, pp. 1011-1015. <https://doi.org/10.1109/ICARCV50220.2020.9305440>.
3. Lewis F.L., Vrabie D.L., Syrmos V.L.: *Optimal Control*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2012. <https://doi.org/10.1002/9781118122631>.
4. Kiumarsi B., Lewis F.L.: *Actor-critic based optimal tracking for partially unknown nonlinear discrete-time systems*. IEEE Trans. Neural Networks Learn. Syst., vol. 26, no. 1, pp. 140-151, Jan. 2015.  
<https://doi.org/10.1109/TNNLS.2014.2358227> .
5. Kiumarsi B., Lewis F.L., Levine D.S.: *Optimal control of nonlinear discrete time-varying systems using a new neural network approximation structure*. Neurocomputing, vol. 156, pp. 157-165, May 2015.  
<https://doi.org/10.1016/j.neucom.2014.12.067>

6. Wang D., Liu D., Zhang Y., Li H.: *Neural network robust tracking control with adaptive critic framework for uncertain nonlinear systems*. Neural Networks, vol. 97, pp. 11-18, 2018. <https://doi.org/10.1016/j.neunet.2017.09.005>
7. Tymoshchuk P.: *A neural circuit model of adaptive robust tracking control for continuous-time nonlinear systems*. Proc. of 28th Int. Conf. ICANN, LNCS 11727, pp. 819-835, 2019. [https://doi.org/10.1007/978-3-030-30487-4\\_63](https://doi.org/10.1007/978-3-030-30487-4_63).
8. Tymoshchuk P.: *A neural network tracking control for the known affine continuous-time nonlinear system*. In: Analysis, Power Supply and Control of Electrical Systems, S. Paszek and D. Grabowski, Eds., Gliwice, Poland: Silesian University of Technology Publishing House, 2023, pp. 35-44.
9. Tymoshchuk P.: *Neural network optimal control for discrete-time nonlinear systems with known internal dynamics*. Neural Computing and Applications, vol. 36, pp. 4421-4434, 2024. <https://doi.org/10.1007/s00521-023-09244-y>.
10. Cichocki A., Unbehauen R.: *Neural networks for optimization and signal processing*. New York, USA: Wiley, 1993.
11. Haykin S.: *Neural networks and learning machines*. Ontario, Canada: Pearson, 2008.
12. Luo Z., Liu H., Wu X.: *Artificial neural network computation on graphic process unit*. Proc. of Int. Joint Conf. Neural Netw., Montreal, Canada, 2005, pp. 622-626, <https://doi.org/10.1109/IJCNN.2005.1555903>
13. Tymoshchuk P., Shatnyi S.: *Hardware implementation design of parallelized fuzzy adaptive resonance theory neural network*. Proc. of 15th Int. Conf. MEMSTECH, Polyana, Ukraine, 2019, pp. 61-66, <https://doi.org/10.1109/MEMSTECH.2019.8817406>
14. Soukkou A., Khellaf A., Leulmi S., Boudeghdegh K.: *Optimal control of a CSTR process*. Brazilian Journal of Chemical Engineering, vol. 25, no. 4, pp. 799-812, 2008, <https://doi.org/10.1590/S0104-66322008000400017>
15. Juang C.-F., Chung I.-F.: *Recurrent fuzzy network design using hybrid evolutionary learning algorithms*. Neurocomputing, vol. 70, no. 16-18, pp. 3001-3010, 2007, <https://doi.org/10.1016/j.neucom.2006.08.010>.

Adrian NOCON<sup>5</sup>, Andrzej FIGIEL<sup>6</sup>, Stefan PASZEK<sup>7</sup>

## WYKORZYSTANIE MODELI MATEMATYCZNYCH W PROCESIE CERTYFIKACJI JEDNOSTEK KOGENERACYJNYCH

### 1. Wstęp

W większości krajów rozwiniętych od wielu lat prowadzone są działania związane z ochroną środowiska. Jednym z kluczowych obszarów tych działań jest szeroko pojęta energetyka. W konsekwencji powstaje wiele regulacji prawnych, w tym przepisów dotyczących systemu elektroenergetycznego (SEE).

Kraje Unii Europejskiej, zgodnie z przyjętym w 2021 r. prawem o klimacie [1], podejmują liczne działania, których celem jest:

- ograniczenie emisji gazów cieplarnianych w Unii Europejskiej do roku 2030 o co najmniej 55% w porównaniu z emisją z roku 1990,
- zwiększenie poziomu pochłaniania dwutlenku węgla CO<sub>2</sub>, aby w 2050 r. osiągnąć neutralność emisyjną, nazywaną też neutralnością klimatyczną, która oznacza równowagę między emisjami a pochłanianiem CO<sub>2</sub> z atmosfery.

Uzupełnieniem powyższego jest Rozporządzenie UE 2018/1999 o zarządzaniu unią energetyczną [2], na podstawie którego Polska opracowała Krajowy Plan w dziedzinie Energii i Klimatu [3] (tj. dokument, przy wykorzystaniu którego można ocenić, czy państwo członkowskie Unii Europejskiej wywiązuje się ze swoich celów klimatyczno-energetycznych).

Unię energetyczną oparto na pięciu powiązanych i wzajemnie wzmacniających się wymiarach: bezpieczeństwo energetyczne, wewnętrzny rynek energii, efektywność energetyczna, obniżenie emisyjności (ze szczególną rolą odnawialnych źródeł energii – OZE) oraz badania naukowe, innowacyjność i konkurencyjność (por. rys. 1).

---

<sup>5</sup> CH4 Moto Śląsk sp. z o.o., ul. Górnicza 1B, 44-282 Czernica, e-mail: [anocon@ch4-moto.pl](mailto:anocon@ch4-moto.pl)

<sup>6</sup> Instytut Techniki Górniczej KOMAG, Zakład Badań Atestacyjnych, ul. Pszczyńska 37, 44-100 Gliwice, e-mail: [aniedworok@komag.eu](mailto:aniedworok@komag.eu), [lorzech@komag.eu](mailto:lorzech@komag.eu)

<sup>7</sup> Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny, Katedra Elektrotechniki i Informatyki, ul. Akademicka 10, 44-100 Gliwice, e-mail: [stefan.paszek@polsl.pl](mailto:stefan.paszek@polsl.pl)

Jednym z wielu działań podejmowanych w odniesieniu do zwiększenia efektywności energetycznej jest upowszechnienie stosowania jednostek kogeneracyjnych. Kogeneracja, tj. jednoczesne wytwarzanie ciepła i energii elektrycznej w trakcie tego samego procesu technologicznego, pozwala uzyskać sprawność przetwarzania energii przekraczającą 90%, podczas gdy sprawność wytwarzania wyłącznie energii elektrycznej nie przekracza zazwyczaj 40% [4].



Rys. 1. Podstawa prawna i obszary działań wg unii energetycznej UE

Jednostki kogeneracyjne, które przyłączone są do sieci elektroenergetycznej, podobnie jak inne jednostki wytwórcze, podlegają przepisom tzw. kodeksu sieci, często skrótowo nazywanego NC RfG (z ang. Network Codes Requirements for Generators).

Kodeks sieci NC RfG zawiera wymagania, w szczególności wymagania techniczne, mające zastosowanie do wszystkich jednostek wytwórczych o mocy znamionowej większej od 0,8 kW przyłączanych do sieci elektroenergetycznej.

W dalszej części artykułu krótko omówiono wymagania stawiane jednostkom kogeneracyjnym oraz opisano jeden ze sposobów oceny spełnienia wymogów zawartych w kodeksie sieci NC RfG.

## 2. Wymagania stawiane jednostkom wytwórczym

Jednostki wytwórcze, w tym jednostki kogeneracyjne, powinny spełniać wiele wymagań technicznych związanych z ich pracą w sieci elektroenergetycznej, a zawartych w kodeksie sieci NC RfG [5, 6, 7]. Spełnienie wymagań ma zapewnić

właściwą reakcją (lub brak reakcji) jednostek wytwórczych w przypadku licznych zakłóceń, w tym: odchylenia od napięcia referencyjnego (znamionowego) i częstotliwości znamionowej. Ponadto jednostka powinna wykazywać odpowiednią odporność na skutki zakłóceń występujących w SEE oraz wspierać przywrócenie prawidłowego działania systemu po poważnej awarii (w tym załamaniu SEE). Wszystkie te wymagania mają na celu przyłączanie tak skonstruowanych jednostek, które wspomagają pracę systemu elektroenergetycznego, łagodząc, w miarę swoich możliwości, niekorzystne skutki zakłóceń.

W zależności od mocy wytwórczej i napięcia w punkcie przyłączenia jednostki wytwórcze są zaliczane do jednego z czterech typów: A, B, C, D. W Polsce progi mocy stanowiące granice zakresów mocy jednostek wytwórczych dla poszczególnych typów, zatwierdzone przez Prezesa Urzędu Regulacji Energetyki (URE) [8], są następujące:

- typ A – napięcie w punkcie przyłączenia < 110 kV, moc od 0,8 kW,
- typ B – napięcie w punkcie przyłączenia < 110 kV, moc od 200 kW,
- typ C – napięcie w punkcie przyłączenia < 110 kV, moc od 10 MW,
- typ D – napięcie w punkcie przyłączenia < 110 kV, moc od 75 MW oraz napięcie  $\geq 110$  kV niezależnie od mocy.

Im wyższy jest typ jednostki wytwórczej, tym wyższe są wymagania techniczne dla przyłączenia do sieci elektroenergetycznej. Jednostki wyższego typu muszą spełniać wszystkie wymagania typu niższego (typów niższych) oraz wymagania dodatkowe stawiane dla tego typu.

Jednostki kogeneracyjne wytwarzające energię elektryczną oraz ciepło ze spalania paliwa gazowego (np. biogazu czy gazu ziemnego) lub ciekłego (biopłyny, olej napędowy) zazwyczaj produkowane są jako jednostki niewielkich mocy i przyłączane są do sieci dystrybucyjnej, czyli można je zaliczyć do modułów typu A (napięcie znamionowe niższe od 110 kV, moc nieprzekraczająca 200 kW) lub typu B (napięcie niższe od 110 kV, moc nieprzekraczająca 10 MW).

Jednostki kogeneracyjne typu A, zgodnie z kodeksem sieci NC RfG [5, 6, 7], muszą się charakteryzować:

- zdolnością do zachowania połączenia z siecią oraz pracy w zakresach częstotliwości i okresach określonych w art. 13 ust. 1 lit a pkt (i) kodeksu sieci NC RfG dla obszaru synchronicznego – Europa kontynentalna,
- odpornością na szybką zmianę częstotliwości (RoCoF – ang. Rate of Change of Frequency),

- zdolnością do aktywowania rezerwy mocy czynnej w odpowiedzi na wzrost częstotliwości w trybie LFSM-O (ang. Limited Frequency Sensitive Mode – Overfrequency) przy progu częstotliwości i ustawieniach statyzmu określonych przez właściwego operatora systemu przesyłowego,
- zdolnością do generacji mocy przy spadku częstotliwości,
- zaprzestaniem generacji mocy czynnej w ciągu maksymalnie pięciu sekund od przyjęcia polecenia w porcie wejściowym (interfejsie logicznym),
- zdolnością do automatycznego przyłączenia się do sieci w zakresie częstotliwości, w którym automatyczne przyłączenie jest dopuszczalne, z odpowiednią zwłoką czasową oraz nieprzekroczeniem maksymalnego dopuszczalnego gradientu wzrostu generowanej mocy czynnej.

Jednostki kogeneracyjne typu B, zgodnie z wymaganiami zawartymi w kodeksie sieci [5, 6, 7], oprócz wszystkich wyżej wymienionych właściwości muszą się charakteryzować:

- możliwością regulacji mocy czynnej przez operatora systemu za pomocą poleceń przekazywanych przez interfejs logiczny (port wejściowy),
- zdolnością do pozostania w pracy podczas zwarcia i utrzymania stabilnej pracy po jego eliminacji w założonym przez operatora czasie.

Należy podkreślić, że wymagania stawiane jednostkom wytwórczym mogą nie zostać spełnione, jeżeli technologia wykorzystana w tej jednostce na to nie pozwala. Przykładem może być jednostka wytwórcza z gazowym silnikiem spalinowym. W tym przypadku z uwagi na bezpieczeństwo pracy jednostki (zwłaszcza silnika) zazwyczaj nie jest dopuszczany w pełni automatyczny rozruch i przyłączenie do sieci (tj. procedura rozruchu w żaden sposób nienadzorowana przez obsługę).

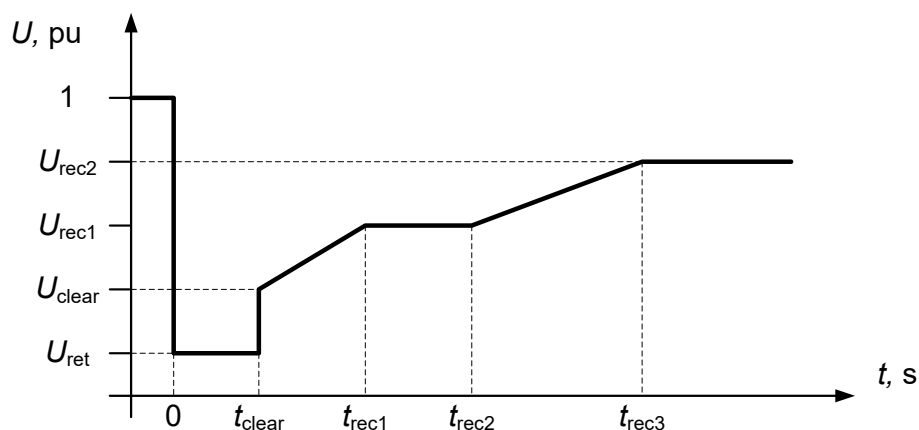
Do sieci elektroenergetycznej mogą być przyłączane jednostki kogeneracyjne, które spełniają stawiane im wymagania. Operatorzy systemu elektroenergetycznego przed przyłączeniem danej jednostki wytwórczej żądają potwierdzenia spełnienia tych wymagań, oczekując od producentów uzyskania dla swoich wyrobów certyfikatów zgodności (certyfikatów NC RfG), wydanych przez akredytowane jednostki certyfikujące. Taką akredytowaną jednostką jest Zakład Badań Atestacyjnych Jednostka Certyfikująca (certyfikat akredytacji AC 023), będący częścią Instytutu KOMAG. Certyfikaty zgodności NC RfG są wydawane przez Zakład Badań Atestacyjnych Jednostkę Certyfikującą na podstawie wyników rzeczywistych pomiarów wielkości fizycznych, związanych z weryfikowaną własnością badanej jednostki wytwórczej,

przeprowadzanych przez akredytowane Laboratorium Badań Stosowanych (certyfikat akredytacji AB 665), również znajdujące się w strukturze Instytutu KOMAG.

Przy braku możliwości technicznych przeprowadzenia badań obiektów rzeczywistych (zwykle ze względu na znaczną moc jednostki wytwórczej, a tym samym brak możliwości przeprowadzenia danego testu) potwierdzenie zdolności jednostki wytwórczej przeprowadza się w drodze ekwiwalentnej analizy z wykorzystaniem metod obliczeniowych, w tym metod symulacyjnych, na podstawie modeli matematycznych badanych jednostek, z uwzględnieniem parametrów obiektu rzeczywistego (tj. jednostki i sieci elektroenergetycznej). Przykładem takiego ograniczenia dla jednostek o większych mocach znamionowych z generatorami synchronicznymi mogą być badania zdolności jednostki do pozostania w pracy podczas zwarcia [5, 6, 7]. Trudność w tym przypadku wynika z faktu, że w stanach nieustalonych wywołanych bliskim zwarcie (por. zapisy [5, 6, 7]) w obwodzie z generatorem synchronicznym płyną znaczne prądy, a do przeprowadzenia testu wymagane jest odpowiednio skonstruowane urządzenie modelujące sieć rzeczywistą, pozwalające kształtować napięcie zgodnie z wymaganiami kodeksu sieci.

### **3. Zdolność do pozostania w pracy podczas zwarcia**

Zgodnie z wymaganiami kodeksu sieci jednostki wytwórcze typu B muszą mieć zdolność do zachowania połączenia z siecią (nie mogą być odłączone) i utrzymywania stabilnej pracy po zakłóceniu w systemie elektroenergetycznym [5, 6, 7]. Przebieg wartości skutecznej napięcia opisany w przepisach w czasie zakłócenia i po jego likwidacji w punkcie przyłączenia jednostki wytwórczej przedstawiono na rys. 2 (w [5, 6, 7] przebieg ten nazywany jest wymaganym profilem pozostawania podczas zwarcia). Parametry przebiegu dla synchronicznych jednostek wytwórczych [5, 6, 7] (tj. jednostek wytwórczych wyposażonych w maszyny synchroniczne stanowiące źródło mocy czynnej) podano w tabeli 1.



Rys. 2. Wymagany profil napięcia podczas zwarcia dla synchronicznego modułu wytwarzania energii [5, 6, 7],  $U$  – wartość napięcia,  $t$  – czas,  $U_{ret}$  – napięcie utrzymane w punkcie przyłączenia w trakcie zwarcia,  $U_{clear}$  – napięcie po eliminacji zwarcia,  $t_{clear}$  – chwila eliminacji zwarcia,  $U_{rec1}$ ,  $U_{rec2}$ ,  $t_{rec1}$ ,  $t_{rec2}$  i  $t_{rec3}$  – punkty wartości granicznych

Tabela 1

Parametry przebiegu skutecznej wartości napięcia związane z badaniem zdolności synchronicznych modułów wytwarzania energii do pozostania w pracy podczas zwarcia

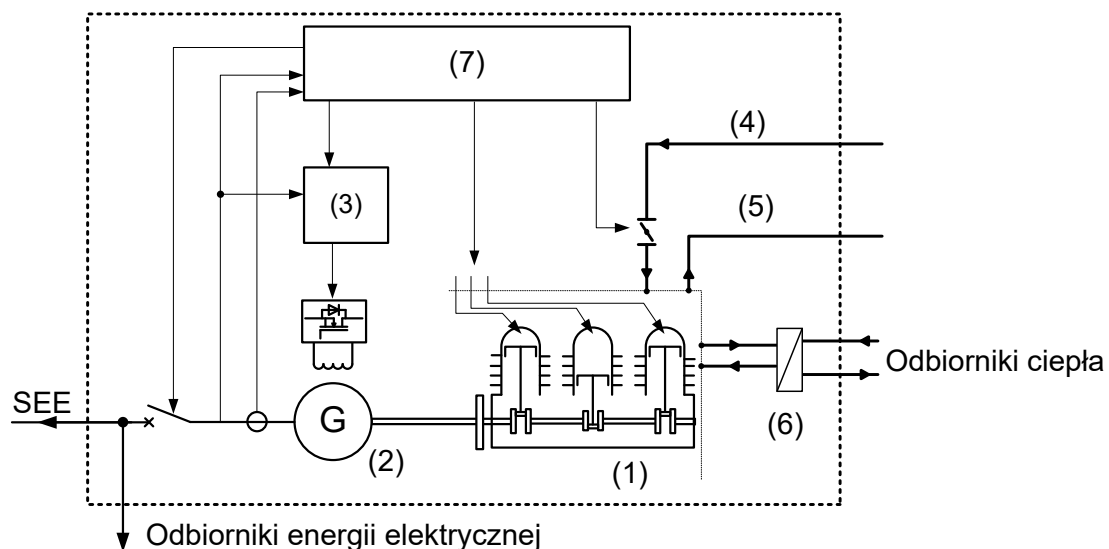
Parametry napięcia, pu		Parametry czasu, s	
$U_{ret}$	0,05 – 0,3	$t_{clear}$	0,14 – 0,15 (lub 0,14 – 0,25, jeżeli takie są wymagania systemu zabezpieczeń i bezpiecznego działania)
$U_{clear}$	0,7 – 0,9	$t_{rec1}$	$t_{clear}$
$U_{rec1}$	$U_{clear}$	$t_{rec2}$	$t_{rec1}$
$U_{rec2}$	0,85 – 0,9 i $\geq U_{clear}$	$t_{rec3}$	$t_{rec1}$

Zgodnie z zapisami [5, 6, 7] dana jednostka wytwórcza ma zdolność do pozostania w pracy podczas zwarcia (tzn. jest zdolna do zachowania połączenia z siecią oraz utrzymania stabilnej pracy), jeżeli rzeczywisty przebieg napięć międzyfazowych sieci w punkcie przyłączenia jednostki w trakcie zwarcia symetrycznego (z uwzględnieniem warunków przedzakłóceniovych i pozakłóceniovych) utrzymuje się powyżej dolnej wartości granicznej przedstawionej na rys. 2, a jednostka nie zostanie odłączona.



#### 4. Analiza zdolności jednostki kogeneracyjnej do pozostania w pracy podczas zwarcia

Jednostka kogeneracyjna jest zespołem urządzeń, którego zadaniem jest jednoczesne wytwarzanie energii elektrycznej i ciepłej, przy czym – w zależności od wykonania – energia elektryczna stanowi około 45% całej energii. Podstawowymi elementami zespołu są: tłokowy silnik spalinowy, układ dolotowy silnika spalinowego, układ wydechowy, generator synchroniczny lub asynchroniczny, układ wyprowadzenia mocy elektrycznej, układ wymienników ciepła oraz układ sterowania i zabezpieczeń. Uproszczony schemat zespołu kogeneracyjnego przedstawiono na rys. 3.



Rys. 3. Uproszczony schemat funkcjonalny zespołu kogeneracyjnego (1 – silnik spalinowy, 2 – generator synchroniczny, 3 – układ wzbudzenia, 4 – układ dolotowy silnika spalinowego, 5 – układ wydechowy, 6 – system chłodzenia i wymienników ciepła, 7 – układ sterowania

Biorąc pod uwagę strukturę i działanie jednostki kogeneracyjnej oraz czas, w jakim zachodzą zjawiska występujące podczas zwarcia, należy stwierdzić, że układ odbioru, dystrybucji i rozpraszania ciepła oraz układy pomocnicze nie mają wpływu na zdolność jednostki kogeneracyjnej do pozostania w pracy w trakcie zwarcia [9, 10, 11].

Silnik spalinowy wraz z układem zasilania w paliwo w czasie zwarcia jest poddawany znacznym obciążeniom mechanicznym, które w skrajnym przypadku mogą spowodować jego uszkodzenie. W związku z tym, z technologicznego punktu widzenia, zalecane jest możliwie szybkie eliminowanie zwarców. Niemniej jednak wymóg ten i sposób działania silnika spalinowego wraz z układem zasilania w paliwo nie mają bezpośredniego ani pośredniego wpływu na zdolność jednostki kogeneracyjnej do pozostania w pracy podczas zwarcia. Jest to związane z tym, że żadna wielkość

kryterialna kontrolowana przez układ zabezpieczeń silnika oraz żaden sygnał sterujący w układzie regulacji silnika w czasie zwarcia nie zmieniają się w odpowiednio dużym stopniu, aby mieć realny wpływ na zachowanie się całego układu, a w konsekwencji na zdolność jednostki kogeneracyjnej do pozostania w pracy podczas zwarcia.

W związku z powyższym w torze przetwarzania energii jednostki kogeneracyjnej do analiz związanych ze sprawdzeniem zdolności do pozostania w pracy podczas zwarcia uwzględniono układ sterowania nadrzędnego jednostki – sterownik główny (układ zarządzający pracą jednostki, wpływający na pracę wyłącznika i układu wzbudzenia), wyłącznik sprzęgający generator z systemem elektroenergetycznym oraz generator synchroniczny wraz z układem wzbudzenia i spalinowym silnikiem napędowym, czyli elementy mające bezpośredni wpływ na zdolność jednostki kogeneracyjnej do pozostania w pracy podczas zwarcia, rozumianą jako brak wyłączenia wyłącznika sprzęgającego przy jednoczesnym zachowaniu stabilności kątowej generatora synchronicznego.

Należy mieć na uwadze fakt, że pominięcie wpływu silnika spalinowego wraz z układem zasilania w paliwo oraz innych elementów (w tym układu wymiany ciepła) w czasie zwarcia jest słuszne tylko wówczas, jeżeli jednostka kogeneracyjna jest odpowiednio skonstruowana i odpowiednio sterowana (w szczególności w odniesieniu do regulatorów, w tym układu regulacji składu mieszanki paliwowo-powietrznej oraz układu zapłonowego). Błędy konstrukcyjne lub błędy w strojeniu układów regulacji mogą spowodować, że w czasie zwarcia zazwyczaj pomijane w analizie elementy jednostki będą oddziaływać na prace silnika, powodując awaryjne wyłączenia, a w konsekwencji brak spełnienia wymagań stawianych jednostce.

## **5. Analiza zdolności jednostki kogeneracyjnej do pozostania w pracy podczas zwarcia**

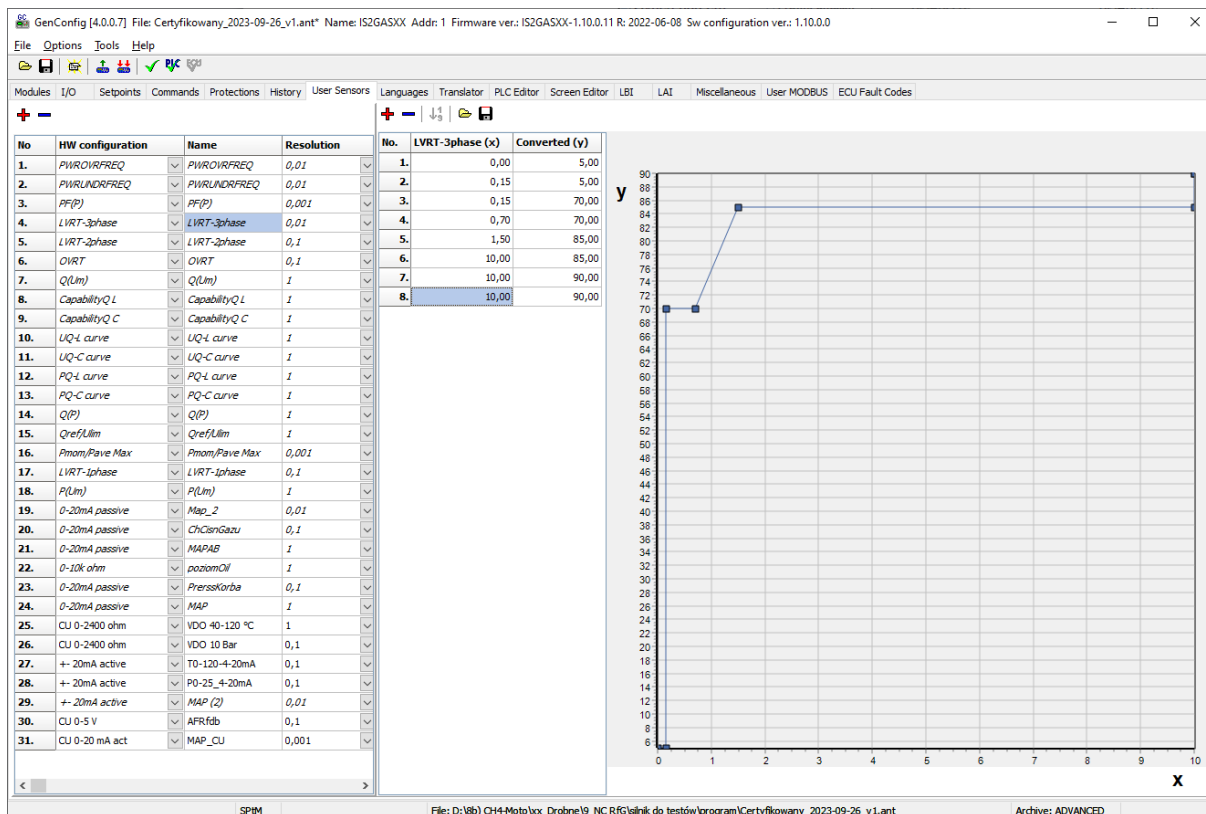
Sterownik główny jest elementem zarządzającym całym procesem przetwarzania energii chemicznej na energię elektryczną i ciepłą zachodzącym w jednostce kogeneracyjnej [12]. Zazwyczaj w algorytmie sterownika głównego zaimplementowane są procedury zabezpieczeń elektrycznych oddziałujących przez elementy wykonawcze (np. przekaźniki) na wyłącznik sprzęgający. Do zabezpieczeń działających w czasie zwarcia należy zaliczyć między innymi zabezpieczenie podnapięciowe i nadprądowe.

Zapewnienie zdolności jednostki kogeneracyjnej do pozostania w pracy podczas zwarcia wymaga, aby wszystkie zabezpieczenia elektryczne zaimplementowane

w sterowniku głównym, a działające na wyłączenie wyłącznika sprzęgającego w czasie zwarcia były blokowane na odpowiednio długi czas, wynikający z wymagań stawianych w NC RfG. Realizacja tego zadania możliwa jest przez odpowiednie nastawienia zabezpieczeń (np. wykorzystanie zabezpieczeń zwłocznych [13]) lub wprowadzanie dodatkowych procedur aktywowanych w chwili wystąpienia zakłócenia. Przykładem realizacji tego drugiego sposobu są procedury zaimplementowane w sterowniku firmy ComAp [14]. W sterowniku tym blokada działania zabezpieczeń realizowana jest przez funkcję aktywowaną odpowiednim parametrem: włącz/wyłącz.

Aktywowanie tej funkcji powoduje, że sterownik główny blokuje swoje zabezpieczenia elektryczne (w tym zabezpieczenia nadprądowe odpowiedzialne za otwarcie wyłącznika sprzęgającego po wykryciu nadmiernej wartości prądu, towarzyszącego między innymi zwarciu lub głębokiemu zapadowi napięcia) zgodnie z charakterystyką czasowo-napięciową definiowaną przez użytkownika. Funkcja blokady sprawdza w każdej chwili (zgodnie z czasem próbkowania), czy wartość napięcia znajduje się powyżej zdefiniowanej charakterystyki czasowo-napięciowej. Jeżeli warunek jest spełniony, to funkcja blokuje działanie zabezpieczeń odpowiedzialnych za wyłączenie wyłącznika sprzęgającego.

Należy podkreślić, że spełnienie wymagań NC RfG [5, 6, 7] w tym przypadku wymaga sprawdzenia, czy funkcja blokady jest aktywna oraz czy ma odpowiednio dobrane wartości na charakterystyce czasowo-napięciowej. Przykładową charakterystykę przedstawiono na rys. 4.



Rys. 4. Przykładowa charakterystyka czasowo-napięciowa stosowana do blokowania zabezpieczeń w czasie zwarcia w sterowniku firmy ComAp [14]

Kolejnym ważnym elementem z punktu widzenia zdolności jednostki kogeneracyjnej do pozostania w pracy podczas zwarcia jest wyłącznik sprzęgający. Jest on elementem łączącym generator synchroniczny z siecią elektroenergetyczną. Jego załączenie następuje po zsynchronizowaniu generatora z siecią, a wyłączenie po wydaniu komendy odstawienia jednostki, tj. w przypadku planowanego, zamierzonego wyłączenia (wywołanego poleceniem obsługi lub algorytmu sterowania) bądź awaryjnego wyłączenia (wywołanego zadziałaniem zabezpieczenia wewnętrznego wyłącznika lub zewnętrznego wyłącznika, zaimplementowanego w sterowniku głównym jednostki kogeneracyjnej).

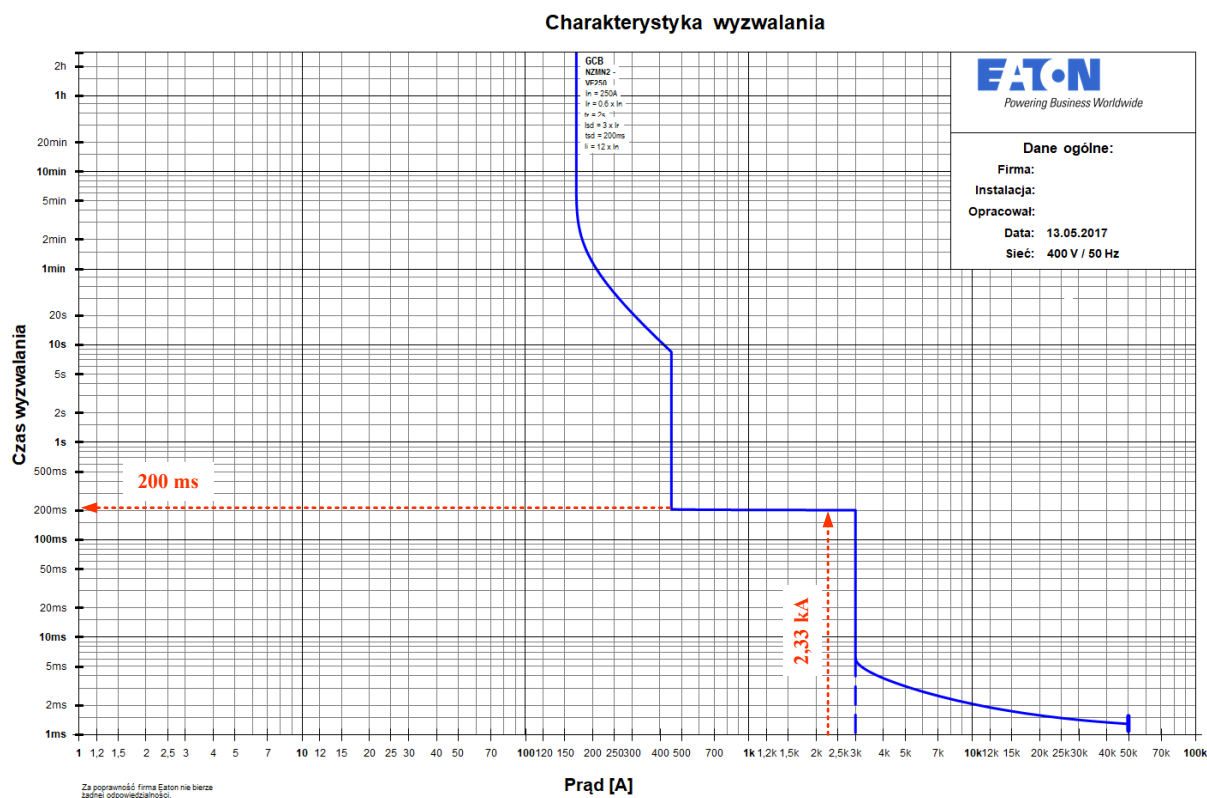
Warto zauważyć, że z punktu widzenia układu sterowania zazwyczaj moduł zabezpieczeń wewnętrznych wyłącznika stanowi redundancję zabezpieczeń zaimplementowanych w sterowniku głównym jednostki kogeneracyjnej.

Zapewnienie zdolności jednostki kogeneracyjnej do pozostania w pracy podczas zwarcia wymaga, aby wyzwalacze nadprądowe zainstalowane w wyłączniku sprzęgającym nie działały w czasie zapadu napięcia przez czas wynikający z zapisów kodeksu sieci. W związku z tym w celu weryfikacji prawidłowego działania wyzwalaczy wyłącznika sprzęgającego należy wyznaczyć wartość prądu, jaki popłynie

od strony generatora w czasie zapadu napięcia (zwarcia) i porównać go ze skonfigurowaną charakterystyką czasowo-prądową wyłącznika.

Określenie wartości prądu może nastąpić z wykorzystaniem metod symulacyjnych lub obliczeniowych. Obie metody obarczone są niedokładnością wynikającą z braku wiarygodnych parametrów modelu matematycznego opisującego zjawiska występujące w czasie zwarcia. W mniejszym stopniu dotyczy to parametrów modelu matematycznego generatora synchronicznego, ponieważ niezależnie od możliwości ich pomiarowego wyznaczenia zazwyczaj na etapie certyfikowania dostępne są dane dostarczane od producentów generatorów. Zdecydowanie trudniej jest określić parametry modelu sieci elektroenergetycznej, które są niezbędne do badań symulacyjnych. Wynika to z faktu, że na etapie oceny zdolności jednostki do pozostania w pracy podczas zwarcia zazwyczaj nie są znane informacje o miejscu instalacji badanej jednostki.

Korzystając z dostępnych danych (pomiarowych lub katalogowych, a w szczególnych przypadkach założonych a priori), wyznacza się wartość prądu płynącego od generatora do miejsca zwarcia, przy czym zgodnie z zapisami NC RfG [5, 6, 7] napięcie na zaciskach generatora ma założoną w przepisach wartość. Przykładowo dla pewnego generatora, korzystając z metod symulacyjnych, wyznaczono wartość prądu równą 2,33 kA. W celu oceny, czy wyłącznik sprzęgający nie zostanie wyłączony, wyznaczoną wartość prądu porównuje się z charakterystyką prądowo-czasową wyłącznika. Na rys. 5 przedstawiono taką charakterystykę wyłącznika firmy EATON z zaznaczoną obliczoną wartością prądu zwarcia i odpowiadający mu czas wyzwolenia (wyłączenia wyłącznika). Do wyznaczenia charakterystyki czasowo-prądowej wyłącznika wykorzystano program dostarczony przez producenta wyłącznika (Curveselect\_1.3X.XLS). W przedstawionym przykładzie dla określonego prądu (2,33 kA) wyłączenie wyłącznika nastąpi po czasie 200 ms, czyli czasie dłuższym niż wymagany kodeksem sieci.

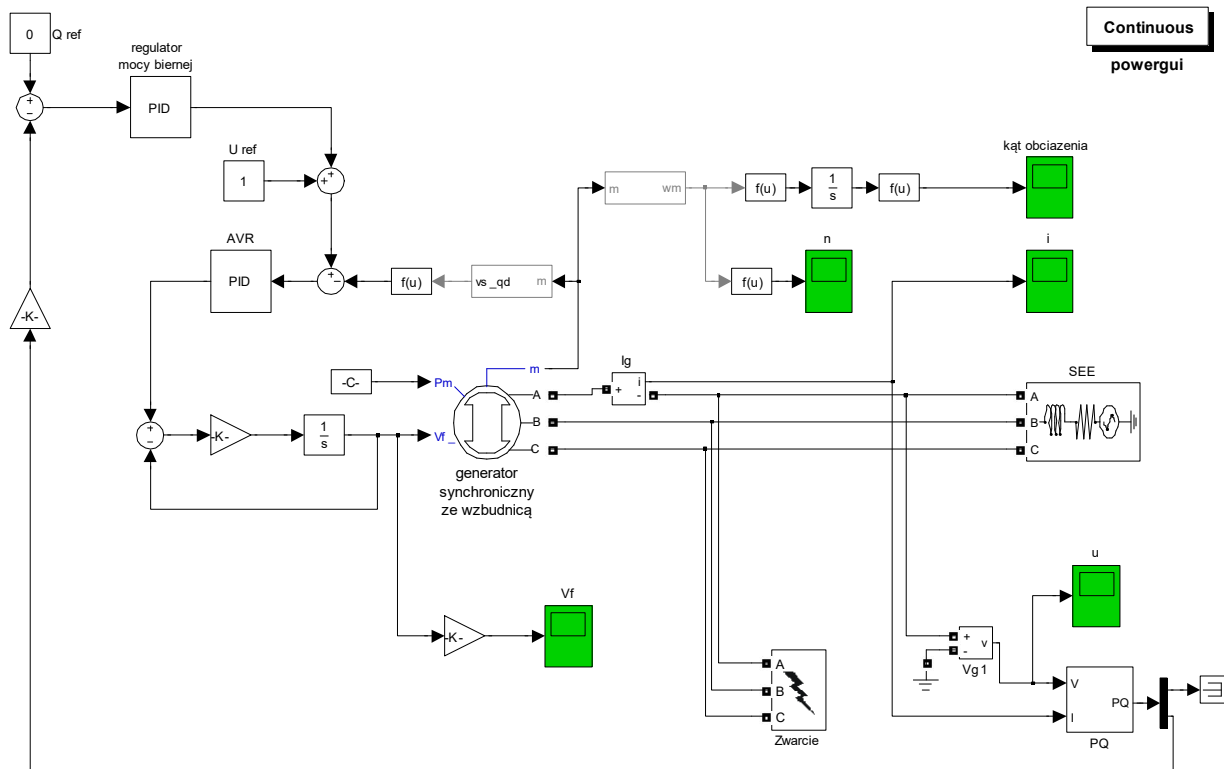


Rys. 5. Przykładowa charakterystyka czasowo-prądowa wyłącznika z zaznaczonym prądem zwarcia i czasem wyłączenia

Trzecim i zarazem ostatnim rozważanym elementem mającym wpływ na zdolność jednostki kogeneracyjnej do pozostania w pracy podczas zwarcia jest generator synchroniczny wraz z układem wzbudzenia. W jednostkach kogeneracyjnych zazwyczaj stosowane są generatory z bezszczotkowym układem wzbudzenia i wzbudnicą synchroniczną. W skład układu wzbudzenia wchodzi wówczas następujące elementy: wzbudnica synchroniczna z wirującym prostownikiem wzbudzenia (osadzona na wspólnym wale z generatorem), uzwojenie zasilania układu wzbudzenia (umieszczone w żłobkach twornika generatora synchronicznego) oraz regulator napięcia AVR (z ang. Automatic Voltage Regulator). AVR połączony jest ze sterownikiem głównym, który przez sygnał analogowy zmienia wartość zadaną napięcia twornika. Warto dodać, że nastawienia regulatora napięcia (w tym wzmocnienia i stałe czasowe, ograniczenia oraz zakres zmian wartości zadanej) mają wpływ na pracę jednostki nie tylko w stanach przejściowych, lecz także w stanie ustalonym. Od nich bowiem zależą zdolności do reagowania na zmiany parametrów sieci elektroenergetycznej, a w konsekwencji możliwość poprawnej pracy i stopień spełnienia wymogów NC RfG (np. zdolność do synchronizacji i pracy ciągłej przy obniżonej wartości napięcia sieci) [5, 6, 7].

W stanach nieustalonych, a w szczególności w stanach nieustalonych wywołanych zwarciami, zapewnienie zdolności jednostki kogeneracyjnej do pozostania w pracy wymaga, aby zaistniałe w sieci elektroenergetycznej zakłócenie nie wywołało utraty stabilności kątowej generatora synchronicznego. Analizę stabilności kątowej generatora synchronicznego można przeprowadzić pomiarowo lub korzystając z metod symulacji komputerowej. Metody pomiarowe są jednak bardzo trudne do realizacji, wymagają bowiem układu do emulowania zapadu napięcia, który jest odporny na wysokie wartości prądów. W konsekwencji taki pomiar można przeprowadzić zazwyczaj tylko dla jednostek kogeneracyjnych małych mocy (w zależności od układu pomiarowego dla generatorów o mocy znamionowej 100 lub 200 kW). Alternatywą są zatem badania symulacyjne. Metody te pozwalają na badanie stabilności kątowej, wymagają jednak wykorzystania do modelowania zjawisk zachodzących w stanach nieustalonych wiarygodnych modeli matematycznych, czyli takich, w których parametry modeli matematycznych zostały odpowiednio wyznaczone, np. metodą estymacji na podstawie pomiarów [11]. Pewną alternatywą (zwłaszcza gdy badania przeprowadzane są dla jednostek, które nie zostały jeszcze zbudowane) jest wykorzystanie danych katalogowych udostępnianych przez producentów generatorów.

Na rys. 6 przedstawiono przykładowy model symulacyjny jednostki kogeneracyjnej wytwórczej, opracowany w środowisku programu Matlab-Simulink, zastosowany do badań stabilności kątowej (przy czym w modelu tym pominięto oddziaływanie silnika napędowego).

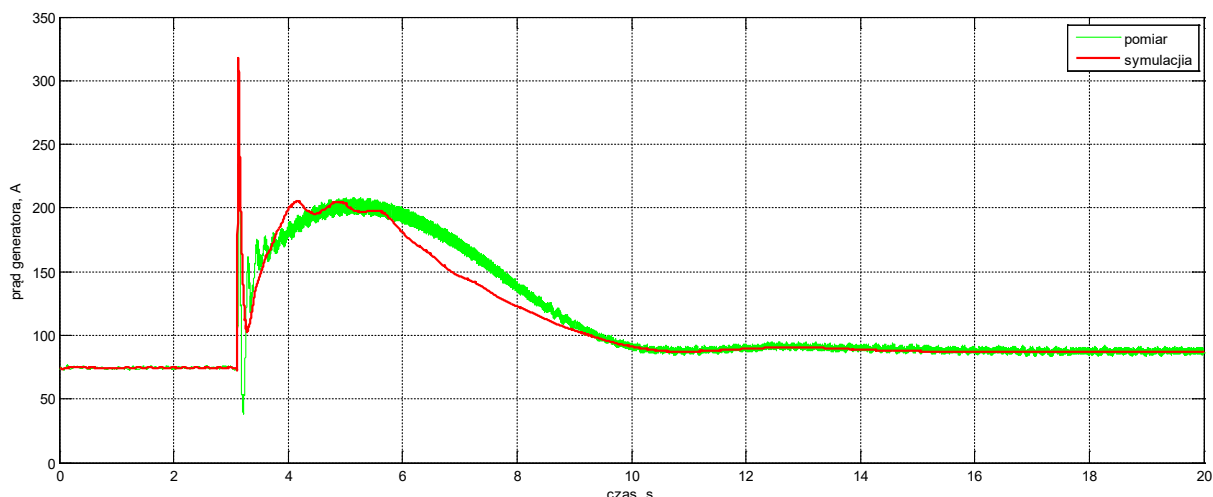


Rys. 6. Przykładowy model symulacyjny kogeneracyjnej jednostki wytwórczej w środowisku programu Matlab-Simulink

W modelu kogeneracyjnej jednostki wytwórczej oprócz modelu generatora synchronicznego występuje model układu wzbudzenia złożony z: regulatora napięcia (AVR), regulatora mocy biernej (reprezentującego algorytm zaimplementowany w sterowniku głównym jednostki) oraz wzбудnicy z wirującym prostownikiem (zintegrowanej z generatorem synchronicznym). Za reprezentacje obu regulatorów przyjęto cyfrowe regulatory typu PID z ograniczeniami. Wzbudnicę z prostownikiem wirującym zamodelowano jako element inercyjny pierwszego rzędu.

Parametry poszczególnych modeli matematycznych elementów układu określono odpowiednio na podstawie danych katalogowych, obliczeń lub estymacji (przeprowadzonych na podstawie przebiegów pomiarowych zarejestrowanych w laboratorium). Parametry generatora synchronicznego przyjęto na podstawie karty katalogowej dostarczonej przez producenta. Dodatkowo przy wykorzystaniu dokumentacji technicznej przyjęto wartość momentu bezwładności wirnika generatora i silnika napędowego. Pozostałe parametry (tj. parametry regulatorów napięcia mocy biernej oraz wzbudnicy) estymowano na podstawie przebiegów zarejestrowanych w czasie skokowej zmiany napięcia sieci. Porównanie przebiegu rzeczywistego i wyznaczonego symulacyjne (dla estymowanych parametrów modelu matematycznego) przedstawiono na rys. 7.

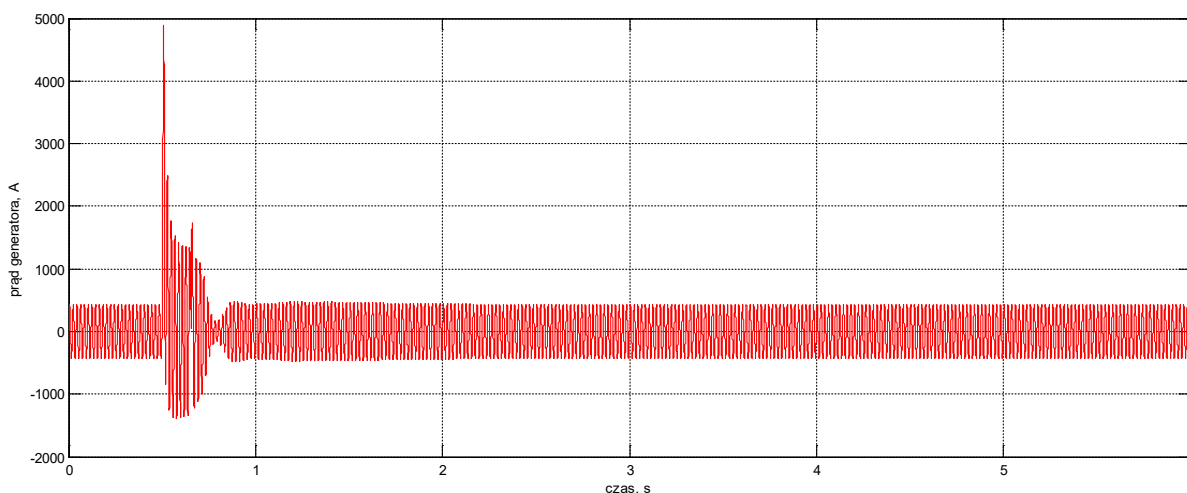




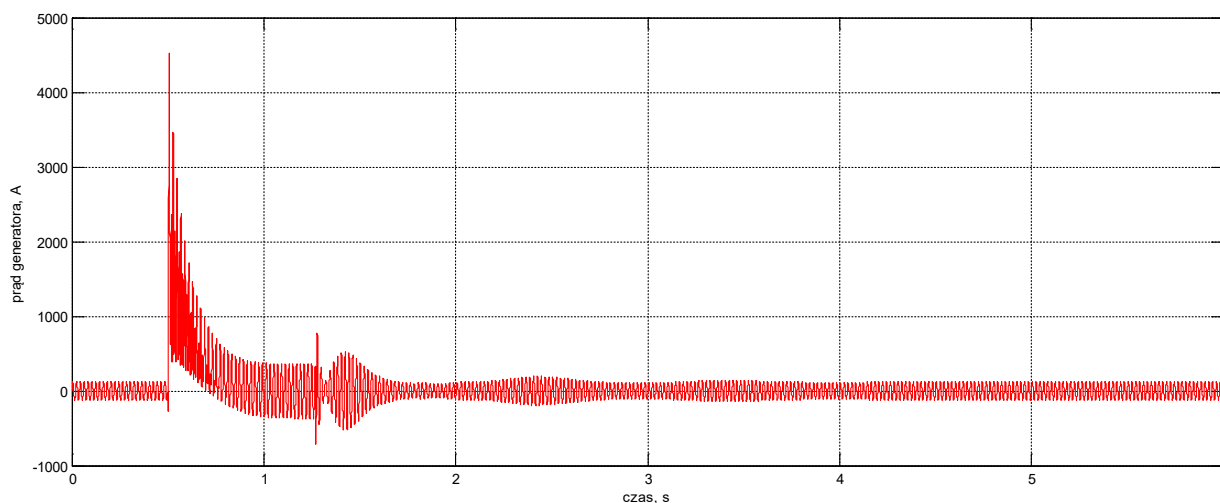
Rys. 7. Porównanie przebiegów wartości skutecznej prądu twornika zarejestrowanego i wyznaczonego symulacyjnie przy skokowej zmianie napięcia sieci

Badania symulacyjne zdolności do pozostania w pracy podczas zwarcia generatora synchronicznego można przeprowadzić dwuetapowo. Na etapie pierwszym wyznacza się przebiegi wybranych wielkości generatora synchronicznego podczas stanu nieustalonego wywołanego przemijającym zwarcie, którego czas trwania równy jest 150 ms (zgodnie z zapisami NC RfG [5, 6, 7]). Na drugim etapie wyznacza się krytyczny czas zwarcia, przyjmując za kryterium nieprzekroczenie przez kąt mocy generatora wartości  $90^\circ$ . Przykładowe przebiegi dla obu etapów przedstawiono na rys. 8 i 9.

Oceny zdolności jednostki kogeneracyjnej do pozostania w pracy podczas zwarcia można dokonać, analizując uzyskane przebiegi symulacyjne. Zgodnie z zapisami kodeksu sieci [5, 6, 7] generator synchroniczny nie może utracić synchronizmu, jeżeli zwarcie trwało do 150 ms. W ocenie tej warto również przeanalizować zapas stabilności, którego miarą jest graniczny czas zwarcia [9], zwłaszcza mając na uwadze fakt, że nie wszystkie parametry modeli matematycznych zostały zweryfikowane pomiarowo, a tym samym uzyskane wyniki obarczone są niepewnością [12].



Rys. 8. Przykładowy przebieg prądu twornika generatora synchronicznego przy zwarciu o czasie trwania 150 ms



Rys. 9. Przebieg prądu twornika generatora synchronicznego dla granicznego czasu zwarcia równego 750 ms

## 6. Podsumowanie

Wdrożenie przepisów 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) jest wyzwaniem zarówno dla producentów, jak i użytkowników jednostek wytwórczych. W pierwszej kolejności uwzględnienie wymagań kodeksu sieci NC RfG powinno następować na etapie projektowania jednostek wytwórczych. Potwierdzenie zgodności z wymaganiami kodeksu sieci NC RfG powierzono akredytowanym jednostkom certyfikującym. Wymóg uzyskania certyfikatu zgodności (certyfikatu NC RfG) dla nowych jednostek wytwórczych

w pewnym sensie wymusił stworzenie infrastruktury badawczej i wdrożenie programów certyfikacji tych urządzeń. Wychodząc naprzeciw oczekiwaniom rynku, Instytut KOMAG doprowadził do sytuacji, w której producent jednostek wytwórczych może skorzystać z usług krajowej instytucji oferującej badania pomiarowe oraz ocenę uzyskanych wyników w procesie certyfikacji.

## **Bibliografia**

1. Rozporządzenie Parlamentu Europejskiego i Rady (UE) 2021/1119 z dnia 30 czerwca 2021 r. w sprawie ustanowienia ram na potrzeby osiągnięcia neutralności klimatycznej i zmiany rozporządzeń (WE) nr 401/2009 i (UE) 2018/1999 (Europejskie prawo o klimacie).
2. Rozporządzenie Parlamentu Europejskiego i Rady (UE) 2018/1999 z dnia 11 grudnia 2018 r. w sprawie zarządzania unią energetyczną i działaniami w dziedzinie klimatu, zmiany rozporządzeń Parlamentu Europejskiego i Rady (WE) nr 663/2009 i (WE) nr 715/2009, dyrektyw Parlamentu Europejskiego i Rady 94/22/WE, 98/70/WE, 2009/31/WE, 2009/73/WE, 2010/31/UE, 2012/27/UE i 2013/30/UE, dyrektyw Rady 2009/119/WE i (EU) 2015/652 oraz uchylenia rozporządzenia Parlamentu Europejskiego i Rady (UE) nr 525/2013 – Dziennik Urzędowy Unii Europejskiej 21.12.2018, L328/1.
3. Krajowy Plan w dziedzinie Energii i Klimatu do 2030 r. (aktualizacja KPEiK z 2019 r.), projekt z 29.02.2024, Warszawa 2024, <https://www.gov.pl/web/klimat/krajowy-plan-na-rzecz-energii-i-klimatu>.
4. Nocoń D: Nowoczesne ciepłownictwo. Kogeneracja: Więcej energii bez zwiększonej emisji. <https://nowoczesnecieplownictwo.pl/kogeneracja/>.
5. Rozporządzenie Komisji (UE) 2016/631 z dnia 14 kwietnia 2016 r. ustanawiające kodeks sieci dotyczący wymogów w zakresie przyłączenia jednostek wytwórczych do sieci, Dziennik Urzędowy Unii Europejskiej 27.4.2016 L 112/4.
6. Warunki i procedury wykorzystania certyfikatów w procesie przyłączenia modułów wytwarzania energii do sieci elektroenergetycznych, wersja 1.2 obowiązująca od 21.04.2021 r. – opracowanie Polskiego Towarzystwa Przesyłu i Rozdziału Energii Elektrycznej.
7. Wymogi Ogólnego Stosowania wynikające z rozporządzenia komisji UE 2016/631 z dnia 14 kwietnia 2016 r. ustanawiającego kodeks sieci dotyczący wymogów w zakresie przyłączenia jednostek wytwórczych do sieci – zatwierdzone decyzją

Prezesa Urzędu Regulacji Energetyki DRE.WOSE.7128.550.2.2018.ZJ z dnia 2 stycznia 2019 r.

8. Norma PN-EN 50549-1:2019-02 Wymagania dla instalacji wytwórczych przeznaczonych do równoległego przyłączenia do publicznych sieci dystrybucyjnych. Część 1: Przyłączanie do sieci dystrybucyjnej nN. Instalacje wytwórcze aż do typu B włącznie.
9. Machowski J., Lubośny Z.: *Stabilność systemu elektroenergetycznego*, Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa 2018.
10. Kacejko P., Machowski J., Pijarski P., Smolarczyk A.: *Zwarcia w systemach elektroenergetycznych*, Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa 2022.
11. Paszek S., Boboń A., Berhausen S., Majka Ł., Nocoń A., Pruski P.: *Synchronous Generators and Excitation Systems Operating in a Power System*, Springer International Publishing, 2020.
12. Nocoń A.: *Elektromechaniczne stany nieustalone źródeł rozproszonych pracujących w systemie elektroenergetycznym*, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 2019.
13. Winkler W., Wiszniewski A.: *Automatyka zabezpieczeniowa w systemach elektroenergetycznych*, Wydawnictwo Naukowe PWN, WNT, Warszawa 2024.
14. Dokumentacja techniczna sterownika jednostki kogeneracyjnej InteliSys Gas firmy ComAp (strona internetowa producenta, dostęp z dnia 10 marca 2023 r.).

Marcin FICE, Krzysztof SZTYMELSKI<sup>8</sup>, Adam PILŚNIAK<sup>9</sup>

## **PARAMETRIZACJA PROFILI ZAPOTRZEBOWANIA NA ENERGIĘ ELEKTRYCZNĄ RÓŻNEGO TYPU OBIEKTÓW**

### **1. Wstęp**

Niniejszy artykuł przedstawia wyniki prac prowadzonych w ramach projektu pn. „System do efektywnego zarządzania popytem i podażą energii elektrycznej w obszarze małych i średnich obiektów, jako nowy model funkcjonowania energetyki”, który był realizowany w latach 2017-19 i był odpowiedzią na wprowadzane systemy zarządzania popytem DSM/DSR (demand side management / demand side response) [4, 5]. Projekt wprowadzał również innowację w postaci cenowego sygnału sterującego.

Wprowadzenie systemów zarządzania profilami zapotrzebowania i cen dynamicznych wymusza znajomość prognozy profilu zapotrzebowania. Obecnie prognozowanie krótkoterminowe opiera się głównie na wykorzystaniu technik sztucznej inteligencji, jednak są to rozwiązania wymagające stosowania zaawansowanych technik i dużych mocy obliczeniowych [2]. W przypadku odbiorców indywidualnych metody takie są stosunkowo kosztowne, dlatego zaproponowano inne rozwiązanie, polegające na analizie statystycznej. Zastosowana metoda polega na generowaniu profili bazowych na podstawie danych historycznych profili zapotrzebowania. Taki sposób umożliwia generowanie profilu bazowego, który jest brany pod uwagę przy obliczaniu potencjału regulacyjnego odbiorcy, bezpośrednio u odbiorcy. W ten sposób unika się przekazywania danych wrażliwych, jakimi mogą być profile zapotrzebowania na energię elektryczną.

---

<sup>8</sup> Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny, Katedra Elektrotechniki i Informatyki, 44-100 Gliwice, ul. Akademicka 2A, e-mail: [marcin.fice@polsl.pl](mailto:marcin.fice@polsl.pl), [krzysztof.sztykowski@polsl.pl](mailto:krzysztof.sztykowski@polsl.pl)

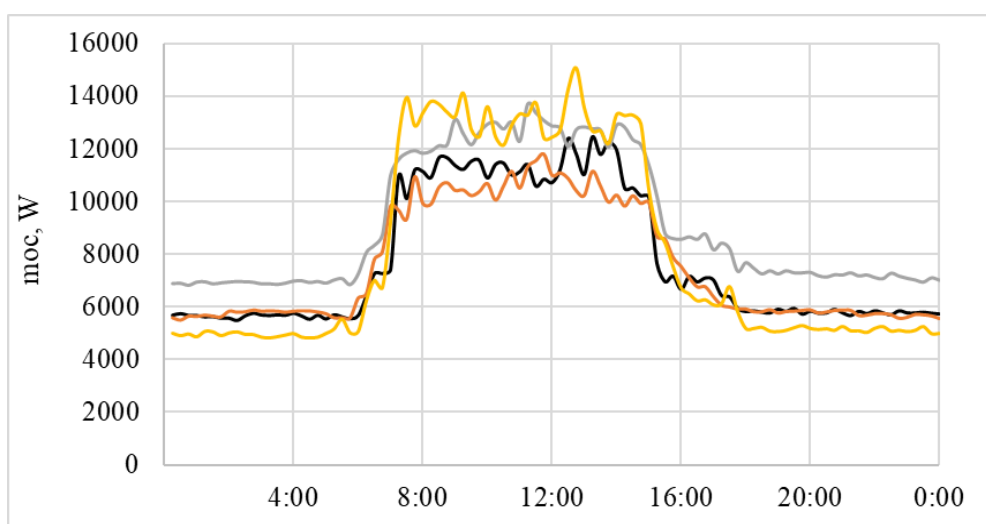
<sup>9</sup> Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny, Katedra Metrologii, Elektroniki i Automatyki, 44-100 Gliwice, ul. Akademicka 2A, e-mail: [adam.pilsniak@polsl.pl](mailto:adam.pilsniak@polsl.pl)

Analizowane profile dotyczą odbiorców biznesowych i publicznych (samorządowych) rozliczających się w taryfach C i B. W odróżnieniu od odbiorców indywidualnych (taryfa G) profil zapotrzebowania jest zazwyczaj dobrze przewidywalny ze względu na realizowany proces lub usługę [1, 3]. W ramach projektu przeanalizowano kilkadziesiąt odbiorców. W artykule przedstawiono przykładowe wyniki, na podstawie których zagregowano mikrosieć odbiorców biorących udział w usłudze sterowania profilem zapotrzebowania przy wykorzystaniu ich zasobów technicznych.

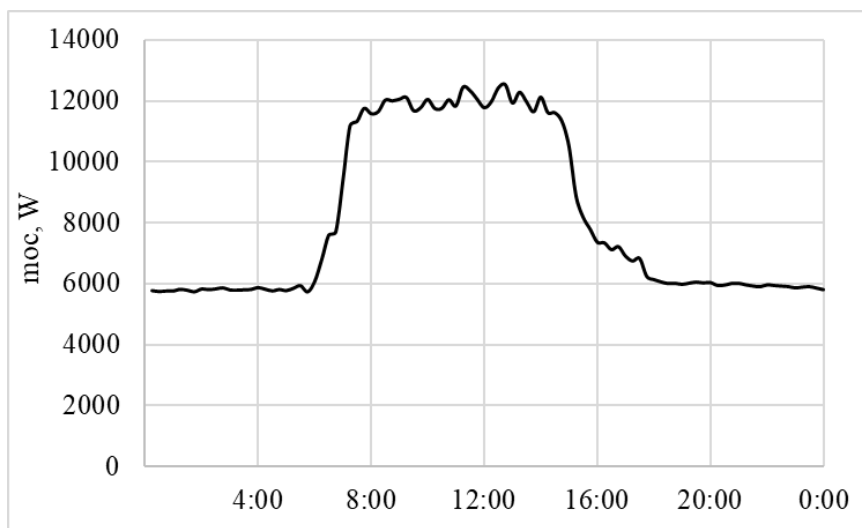
Mając do dyspozycji bazowe profile, które z wystarczającą dokładnością odzwierciedlają profil rzeczywisty, a także znając zasoby techniczne wpływające na profil odbiorcy, można określić pasmo regulacji mocy.

## 2. Parametryzacja profili dobowych, tworzenie profili bazowych

W rozdziale przedstawiono metodę parametryzowania profili rzeczywistych oraz tworzenia profili bazowych. W przypadku profili odbiorców biznesowych i publicznych (samorządowych), gdzie profil zapotrzebowania jest związany z realizowanym procesem, profil bazowy będzie odzwierciedlał profil uśredniony, uproszczony, uzyskany na podstawie danych historycznych. Na rys. 1 i 2 pokazano dobowe profile rzeczywiste i uśredniony wybranego obiektu z grupy biznesowej. Na tym przykładzie przedstawiona zostanie metoda tworzenia profilu bazowego.



Rys. 1. Rzeczywiste profile zapotrzebowania obiektu z grupy biznesowej. Doba letnia, dzień roboczy. Producent systemów informatycznych



Rys. 2. Uśredniony profil zapotrzebowania obiektu z grupy biznesowej. Doba letnia, dzień roboczy

Operacje na profilach powodują, że podczas realizacji zadań optymalizacyjnych potrzebna jest duża liczba danych – danych tabelarycznych z czasową rejestracją profili mocy lub energii. Z tego powodu przeprowadzono próbę opisu profili mocy (energii) czynnej wskaźnikami reprezentatywnymi i uniwersalnymi dla profili odbiorców oraz źródeł.

Podstawowymi wskaźnikami opisującymi profil mocy (energii) czynnej tak jak dla urządzeń są:

- energia profilu mocy czynnej (w analizowanym okresie),
- moc szczytowa,
- moc średnia,
- czas wykorzystania mocy szczytowej.

Wymienione wskaźniki są wystarczające dla opisu profili urządzeń (odbiorników), ale w przypadku profili mocy (energii) czynnej odbiorców i źródeł nie są dostatecznie dokładne do tworzenia profili złożonych dla mikrosieci. Z tego powodu dodano trzy kolejne parametry:

- współczynnik wypełnienia profilu idealnego (dla źródła OZE z generacją wymuszoną),
- pochodna profilu (wykres wskazujący zmiany wartości mocy profilu),
- średnia z wartości bezwzględnej pochodnej profilu.

Dla profili obiektów wariantowanie wskaźników opisujących profile mocy czynnej wymaga dodatkowo opisu charakterystyki określonej doby wg kalendarza – dotyczy to profili odbiorów. W przypadku generacji OZE dodatkową informacją jest pora roku, która wpływa na wskaźniki energetyczne. Jest tak w szczególności dla źródła

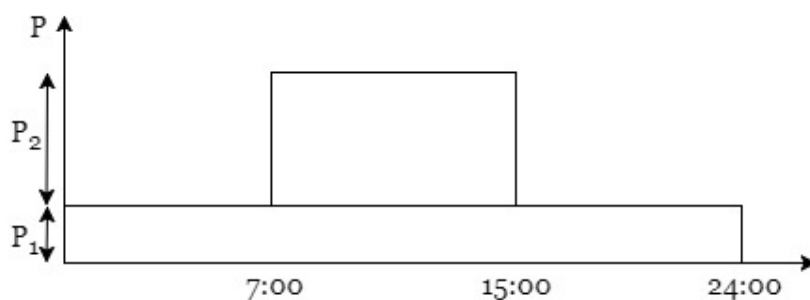
fotowoltaicznego, którego czas wykorzystania słońca zależny jest od godzin słonecznych w ciągu doby.

Profile bazowe zapotrzebowania na energię elektryczną opisane sparametryzowanymi wskaźnikami zawierają znacznie mniejszą liczbę danych w porównaniu z profilami opisanymi tabelarycznie. Jednakże kłopotliwe może okazać się składanie opisanych w ten sposób profili w profil sumaryczny mikrościeci. Jest tak z powodu zmian profilu bazowego spowodowanych np. porą roku lub typem dnia (roboczy, wolny). Dlatego opracowano warianty wskaźników opisujących profile bazowe obiektów dostosowujące profil doby do określonego typu doby. Wprowadza się następujące typy doby:

- dzień roboczy,
- dzień wolny,
- doba zimowa, doba wiosenna, doba letnia, doba jesienna.

Doby odpowiadające porom roku podzielono względem długości dnia (wiąże się to z wykorzystaniem sztucznego oświetlenia). Okresy te liczone są jako 12 tygodni z środkową datą określającą dzień przesilenia wiosennego i jesiennego, a także dnia najdłuższego i najkrótszego.

Aby wprowadzić takie warianty wskaźników, należy przeanalizować profile określonego obiektu i je sparametryzować. Przykładowo typowy opis parametryczny (wskaźnikowy) obiektu użyteczności publicznej będzie wyglądał tak, jak pokazano na rys. 3.



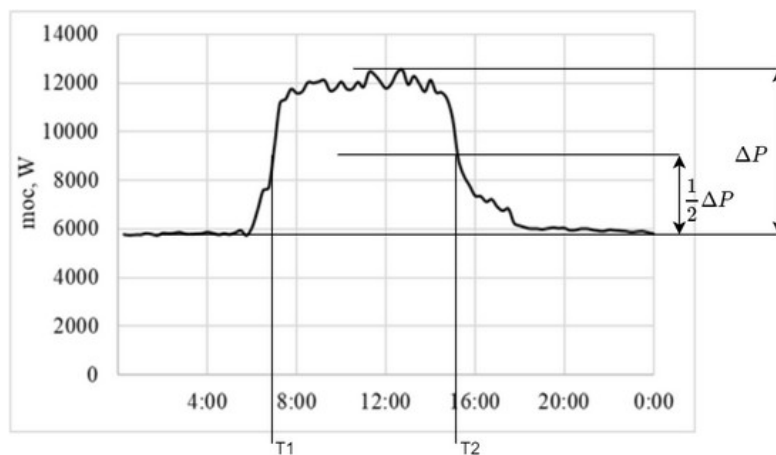
Rys. 3. Przykładowy profil bazowy zapotrzebowania na energię elektryczną dla odbiorcy użytkującego obiekt w typowych godzinach pracy (7-15), dzień roboczy.  $P_1$  – moc w stanie jałowym,  $P_2$  – moc w stanie roboczym

Podstawowym warunkiem generowania dobowego profilu bazowego jest odzwierciedlenie dwóch parametrów: energia i moc maksymalna. Kształt profilu bazowego wynika z kształtu profilu rzeczywistego i uśrednionego. Dla profili pokazanych na rys. 1 i 2 występują dwa poziomy mocy, jest to typowy profil obiektu realizującego proces w systemie jednozmianowym.



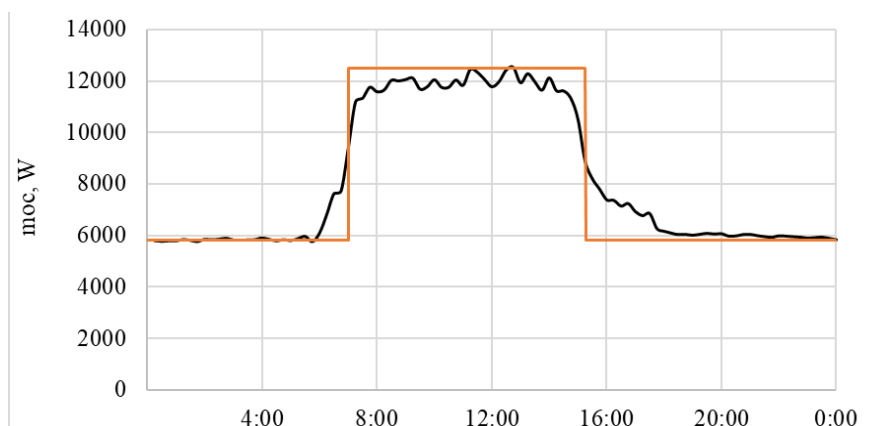
Algorytm generowania dwustanowego profilu bazowego będzie realizowany w kilku krokach:

1. Określenie wartości minimalnej i maksymalnej profilu uśrednionego.
2. Określenie energii dla profilu uśrednionego.
3. Określenie wartości mocy  $\Delta P = P_{\max} - P_{\min}$  i wartości  $\frac{1}{2}\Delta P$  (rys. 4).
4. Określenie czasów T1 i T2 jako przecięcia wykresu profilu mocy z osią  $\frac{1}{2}\Delta P$ .



Rys. 4. Uśredniony profil zapotrzebowania obiektu z grupy biznesowej z zaznaczonymi wartościami charakterystycznymi dla profilu bazowego

Dla analizowanego profilu uśrednionego wartości mocy  $P_{\min}$  i  $P_{\max}$  wynoszą odpowiednio 5,8 kW i 12,5 kW. Na rys. 5 pokazano wygenerowany profil bazowy i profil średni.



Rys. 5. Uśredniony profil zapotrzebowania obiektu z grupy biznesowej i profil bazowy (referencyjny)

Dobowe profile uśrednione oraz bazowe są opisane parametrami, takimi jak pokazane w tabeli 1.

Tabela 1

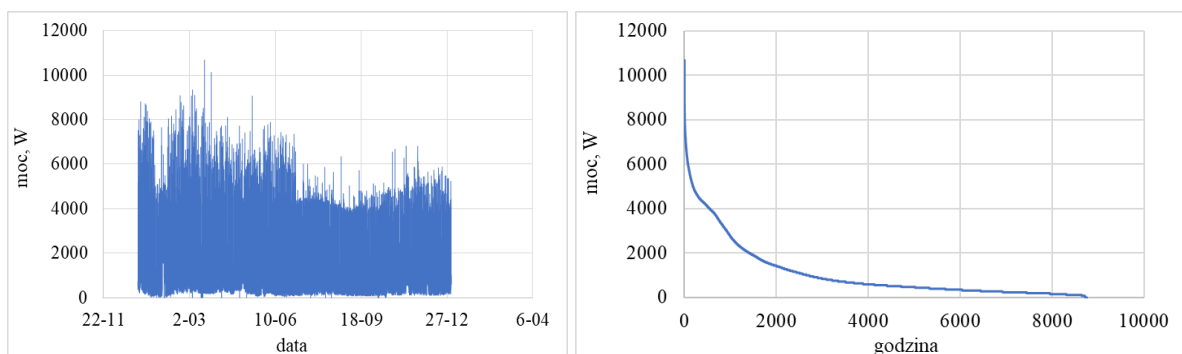
Parametry profilu doby średniej i profilu bazowego

Parametry doby	uśredniony	bazowy
moc średnia, kW	8,13	8,10
moc maksymalna, kW	12,5	12,5
energia, kWh	195	194
czas $P_{\max}$ , godzina	16	16
współczynnik wypełnienia	0,65	0,65

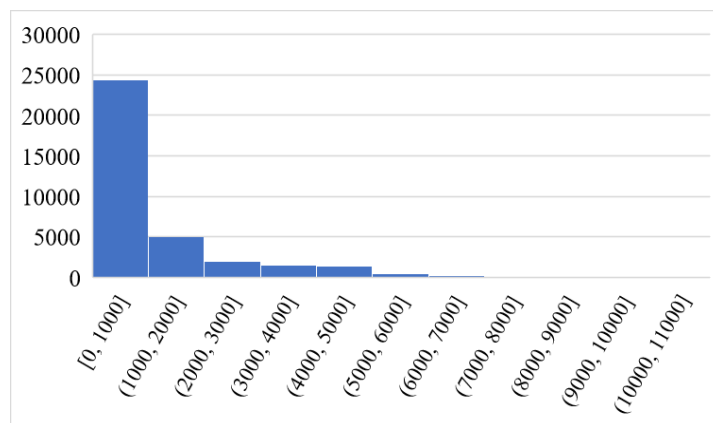
### 3. Profile odbiorców włączonych do usługi sterowania profilem zbiorczym

W realizowanym projekcie przeprowadzono testy parametryzowania wielu różnych obiektów. W rozdziale przedstawiono przykładowe sparametryzowane profile dobowe czterech typów odbiorców biznesowych i publicznych: gospodarstwo rolne, urząd gminy, producent systemów informatycznych, producent tworzyw sztucznych. Poniżej przedstawiono, oprócz profili dobowych, również profil roczny, a także histogram profilu rocznego. Profile bazowe były tworzone w grupach: dzień roboczy/wolny, pora roku. Dla wybranych obiektów przedstawiono po jednym profilu bazowym dla dnia roboczego, a dla gospodarstwa rolnego – dla dnia roboczego i wolnego.

#### 3.1. Gospodarstwo rolne



Rys. 6. Roczny profil mocy czynnej zapotrzebowania (po lewej), profil uporządkowany mocy czynnej (po prawej)

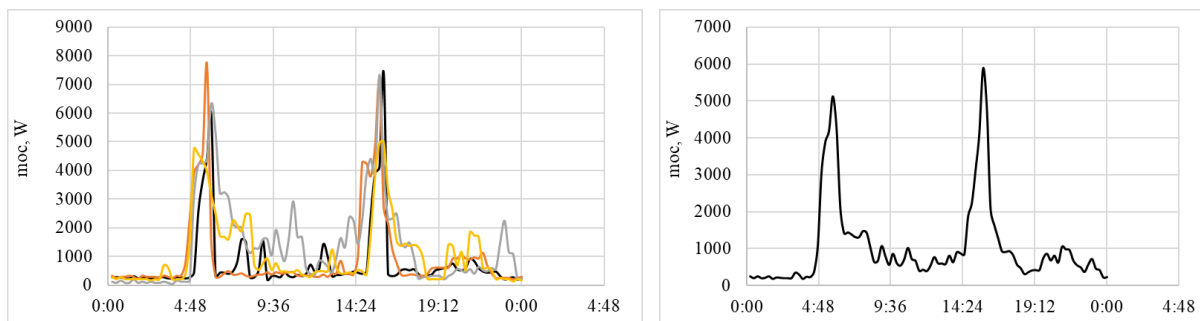


Rys. 7. Histogram dla profilu rocznego

Tabela 2

Dane parametryczne rocznego profilu mocy czynnej obiektu

moc średnia, kW	1
moc maksymalna, kW	10,68
energia, MWh	10
czas $P_{max}$ , godzina	897
współczynnik wypełnienia	0,10

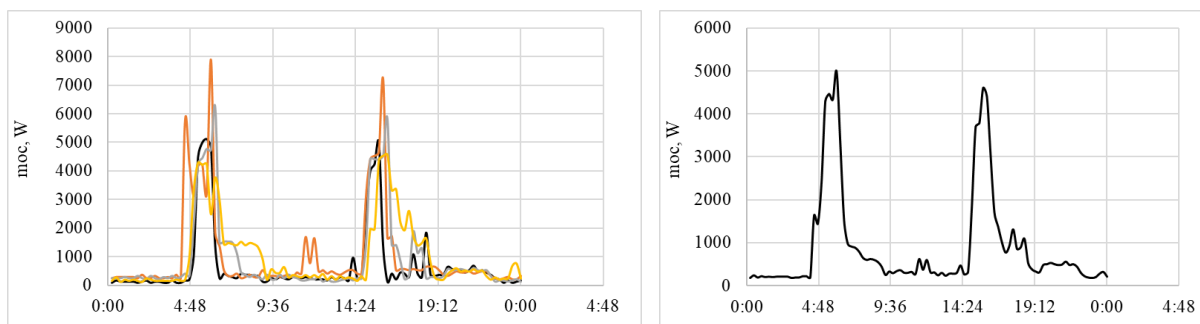


Rys. 8. Dobowe profile mocy czynnej zapotrzebowania (po lewej), uśredniony profil mocy czynnej (po prawej), dzień wolny, lato

Tabela 3

Dane parametryczne uśrednionego profilu dobowego mocy czynnej, dzień roboczy, lato

moc średnia, kW	1,05
moc maksymalna, kW	5,88
energia, kWh	25,2
czas $P_{max}$ , godzina	4
współczynnik wypełnienia	0,18



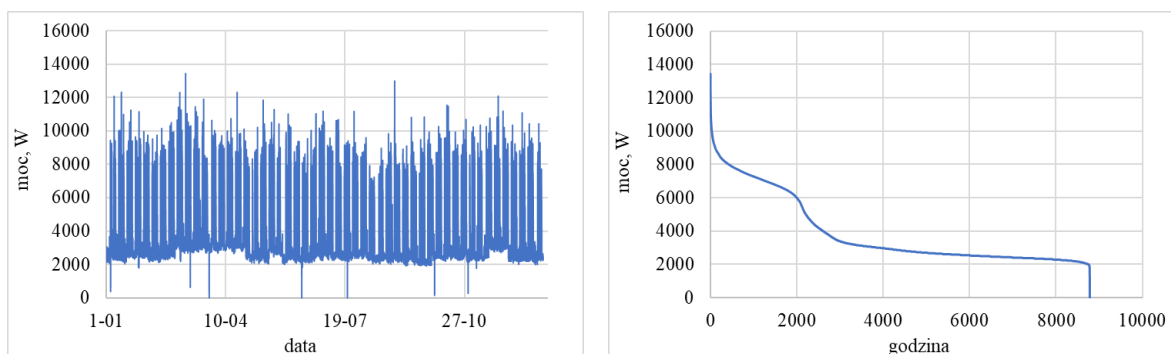
Rys. 9. Dobowe profile mocy czynnej zapotrzebowania (po lewej), uśredniony profil mocy czynnej (po prawej), dzień roboczy, lato

Tabela 4

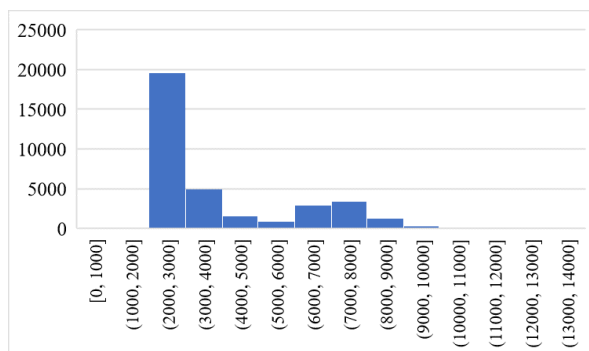
Dane parametryczne uśrednionego profilu dobowego  
mocy czynnej, dzień roboczy, lato

moc średnia, kW	0,90
moc maksymalna, kW	4,98
energia, kWh	21,5
czas $P_{max}$ , godzina	4
współczynnik wypełnienia	0,18

### 3.2. Urząd gminy



Rys. 10. Roczny profil mocy czynnej zapotrzebowania (po lewej), profil uporządkowany mocy czynnej (po prawej)

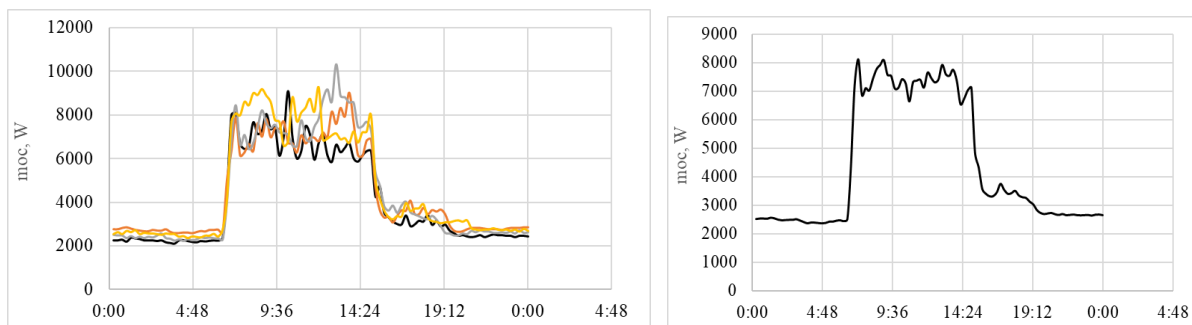


Rys. 11. Histogram dla profilu rocznego

Tabela 5

Dane parametryczne rocznego profilu  
mocy czynnej obiektu

moc średnia, kW	4
moc maksymalna, kW	13,43
energia, MWh	34
czas $P_{max}$ , godzina	2544
współczynnik wypełnienia	0,29



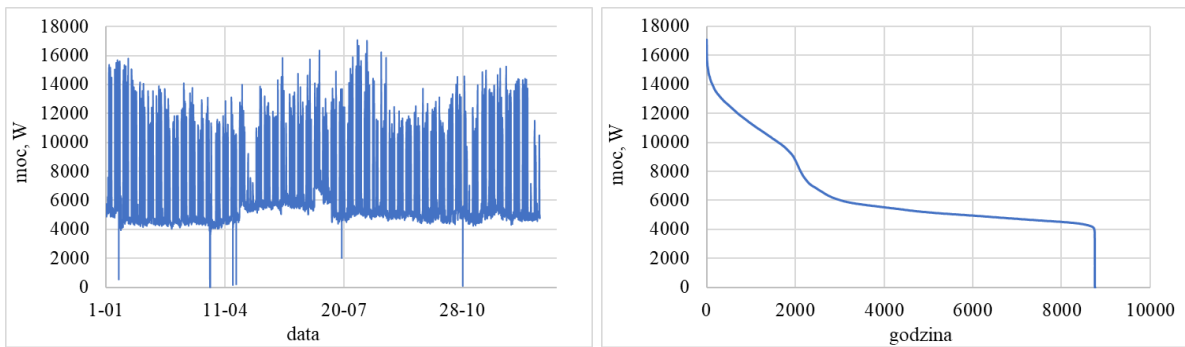
Rys. 12. Dobbowe profile mocy czynnej zapotrzebowania (po lewej), uśredniony profil mocy czynnej (po prawej), dzień roboczy, lato

Tabela 6

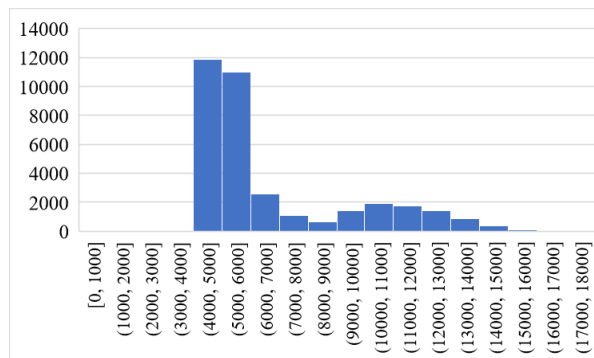
Dane parametryczne uśrednionego profilu dobowego  
mocy czynnej, dzień roboczy, lato

moc średnia, kW	4,40
moc maksymalna, kW	8,12
energia, MWh	105,6
czas $P_{\max}$ , godzina	13
współczynnik wypełnienia	0,54

### 3.3. Producent systemów informatycznych



Rys. 13. Roczny profil mocy czynnej zapotrzebowania (po lewej), profil uporządkowany mocy czynnej (po prawej)

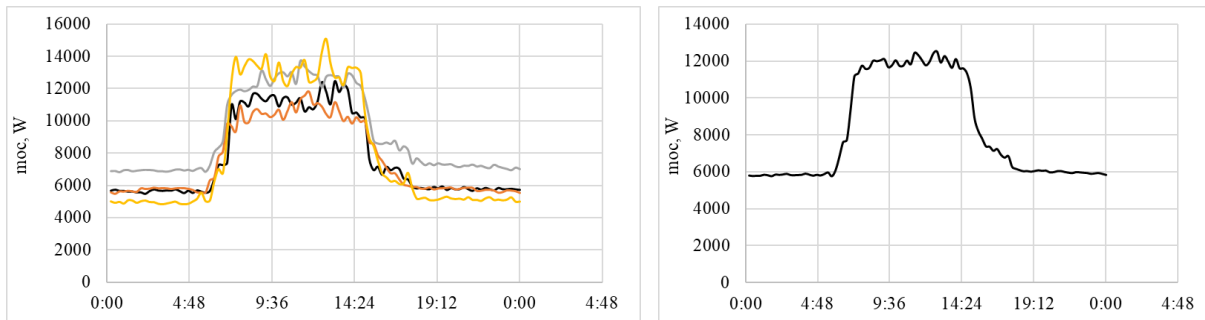


Rys. 14. Histogram dla profilu rocznego

Tabela 7

Dane parametryczne rocznego profilu mocy czynnej obiektu

moc średnia, kW	7
moc maksymalna, kW	17,072
energia, MWh	59
czas $P_{\max}$ , godzina	3441
współczynnik wypełnienia	0,39



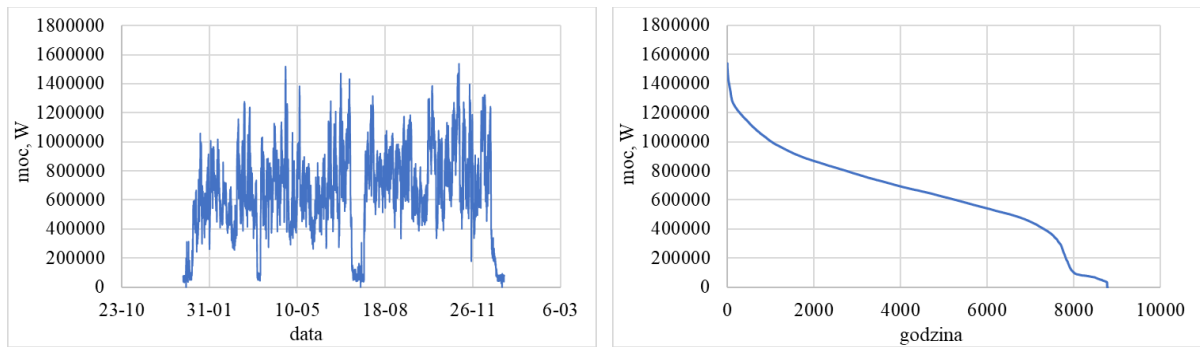
Rys. 15. Dobowe profile mocy czynnej zapotrzebowania (po lewej), uśredniony profil mocy czynnej (po prawej), dzień roboczy, lato

Tabela 8

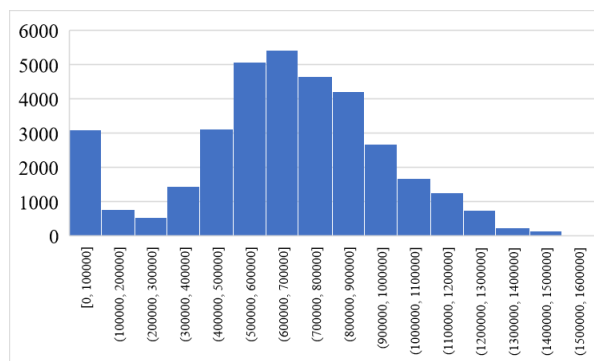
Dane parametryczne uśrednionego profilu dobowego  
mocy czynnej, dzień roboczy, lato

moc średnia, kW	4,40
moc maksymalna, kW	8,12
energia, kWh	105,6
czas $P_{\max}$ , godzina	13
współczynnik wypełnienia	0,54

### 3.4. Producent tworzyw sztucznych



Rys. 16. Roczny profil mocy czynnej zapotrzebowania (po lewej), profil uporządkowany mocy czynnej (po prawej)



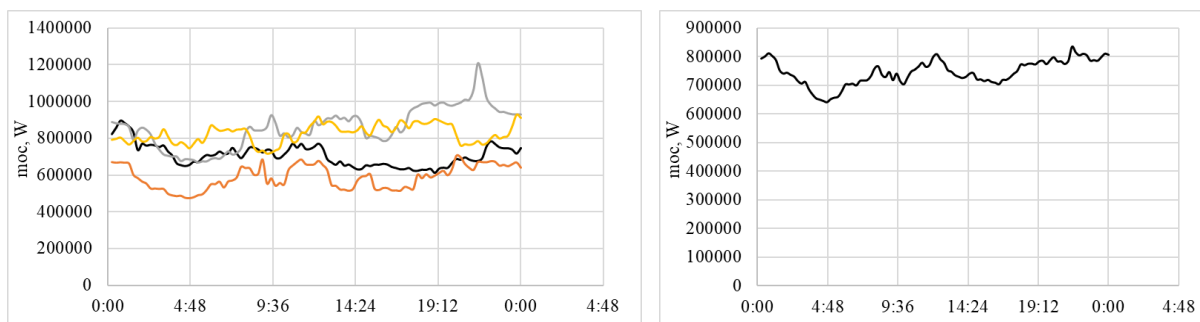
Rys. 17. Histogram dla profilu rocznego

Tabela 9

Dane parametryczne rocznego profilu mocy czynnej obiektu

moc średnia, kW	655
moc maksymalna, kW	1538
energia, MWh	5739
czas $P_{\max}$ , godz.	3731
współczynnik wypełnienia	0,43





Rys. 18. Dobowe profile mocy czynnej zapotrzebowania (po lewej), uśredniony profil mocy czynnej (po prawej), dzień roboczy, lato

Tabela 10

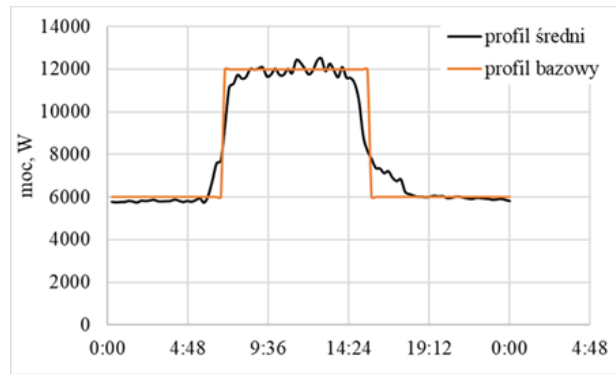
Dane parametryczne uśrednionego profilu mocy czynnej  
wybranej doby

moc średnia, kW	745,17
moc maksymalna, kW	835,25
energia, kWh	17884,1
czas $P_{max}$ , godz.	21
współczynnik wypełnienia	0,89

#### 4. Potencjał regulacyjny obiektów

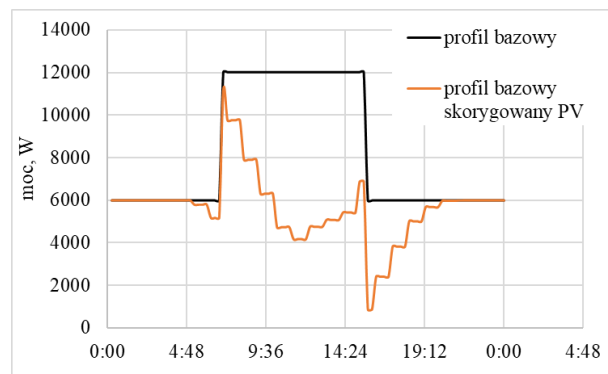
Potencjał regulacyjny obiektu, czyli potencjał wpływania na kształt profilu zapotrzebowania, zależy od typu obiektu oraz dostępnych urządzeń, w tym magazynów energii, źródeł OZE, generatorów spalinowych i automatyki budynkowej.

W celu przeprowadzenia symulacji oceny potencjału regulacyjnego i negocjacyjnego w mikrosieci wybrano przykładowe wygenerowane profile bazowe obiektów dla dnia roboczego i określono ich indywidualny potencjał regulacyjny. Dla wybranego typu doby przygotowano również prognozę generacji w źródłach fotowoltaicznych. Analizę przeprowadzono dla profilu zapotrzebowania na energię elektryczną producenta systemów informatycznych (rys. 19).



Rys. 19. Profil bazowy naniesiony na profil średni

W ramach analiz przygotowano profil średni dla wybranego typu doby oraz profil bazowy, a następnie profil prognozy generacji źródła PV. Moce progów profilu bazowego (zgodnie z rys. 3): próg 1  $P_1 = 6$  kW, próg 2  $P_2 = 6$  kW. Zasymulowano prognozę źródła PV o mocy 12 kW. Moc źródła PV została dobrana w taki sposób, aby energię generowaną wykorzystywać bezpośrednio na potrzeby własne.



Rys. 20. Profil bazowy i profil bazowy skorygowany prognozą źródła PV

Na rys. 20 pokazano profil bazowy skorygowany o produkcję źródła fotowoltaicznego. Jest to uproszczona prognoza profilu mocy czynnej widzianego na zaciskach licznika energii elektrycznej.

Przyjęto, że w budynku znajduje się zasobnik akumulatorowy o pojemności znamionowej 10 kWh, moc maksymalna wyładowania akumulatora wynosi 5 kW, a ładowania 2 kW, przy czym dostępna pojemność przy mocy wyładowania 5 kW to 7 kWh. Uśredniona sprawność procesu ładowania wynosi 85%. Początkowy stan naładowania akumulatora SOC = 70%. Przeciętny koszt magazynowania energii w akumulatorze to 1500 PLN/MWh. Przyjęto również, że w obiekcie zainstalowano układ gwarantowanego zasilania (UGZ) w postaci agregatu prądowłórczego o mocy 5 kW do zasilania rezerwowego serwerów i układu chłodzenia serwerowni (budynek jest wyposażony w taki agregat). Dodatkowo w obiekcie istnieje możliwość redukcji

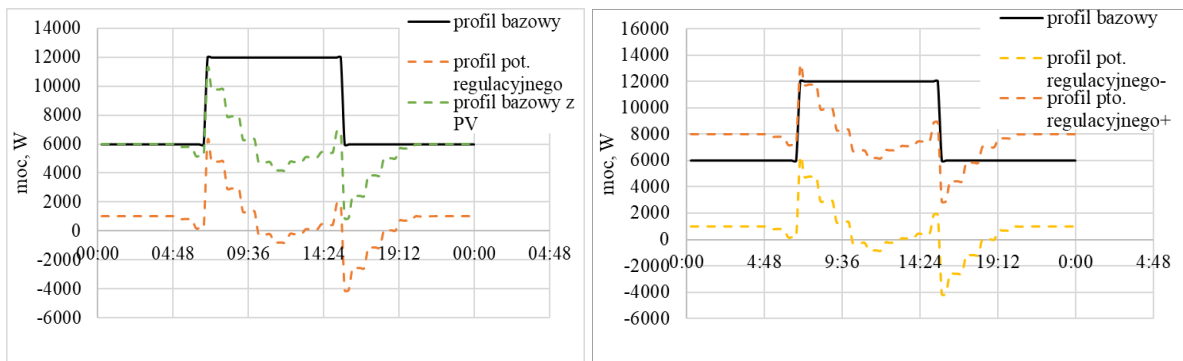
mocy przez odłączenie układu chłodzenia serwerowni do pierwszej godziny pracy, czyli w godz. 7 – 8, o 1 kW, przy czym redukcja mocy wymaga pobrania czterokrotnie więcej energii w celu odpowiedniego schłodzenia pomieszczenia. W tabeli 11 zestawiono parametry urządzeń regulacyjno-bilansujących wraz z cenami jednostkowymi.

Tabela 11

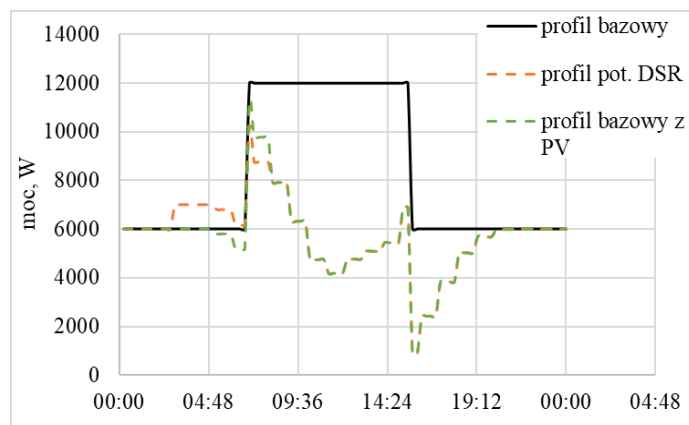
Parametry techniczno-ekonomiczne mechanizmów i urządzeń wykorzystanych do usług regulacji mocy

Urządzenie/ mechanizm	Moc maksymalna, kW	Pojemność energetyczna, kWh	Czas start/stop	Cena jednostkowa, PLN/MWh
UGZ	5	-	-	1200
akumulator	5/2	10 kWh (7 kWh)	-	1500
DSM/DSR	1	4	7.00/8.00	4 x cena energii ładowania

Na rys. 21 pokazano profile wypadkowe z dodaniem układu UGZ, a także akumulatora. Na rys. 22 przedstawiono profil wypadkowy z dodanym potencjałem wykorzystania zasobnika ciepła.

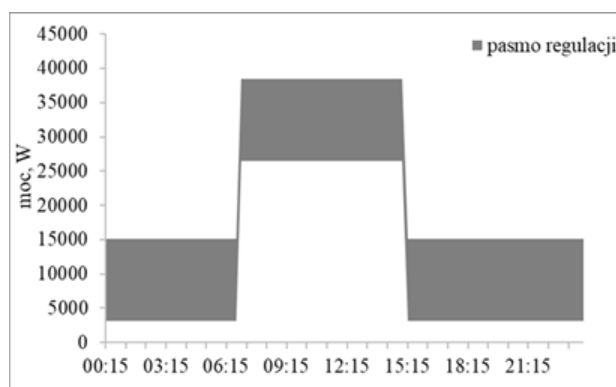


Rys. 21. Profil z naniesionym pasmem regulacji układem UGZ (po lewej) i akumulatorem (po prawej)



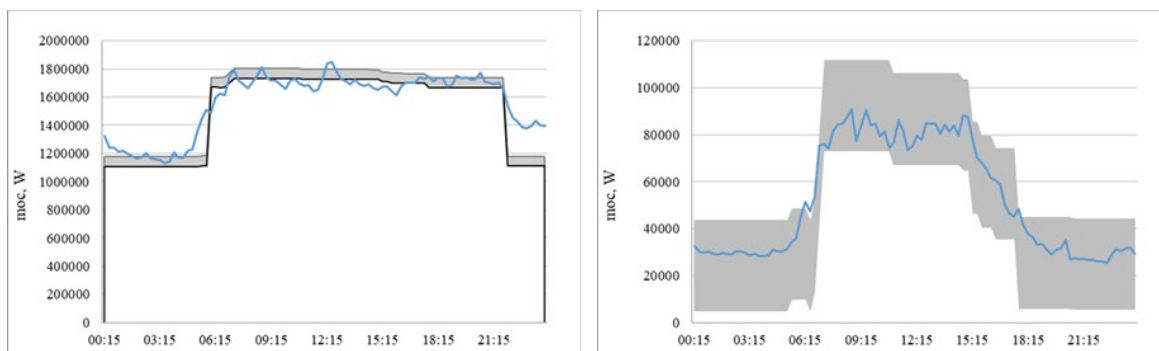
Rys. 22. Profil z naniesionym pasmem regulacji redukcji DSR

Biorąc pod uwagę wszystkie dostępne techniki, można na wykresie profilu bazowego zaznaczyć pasmo regulacji z uwzględnieniem parametrów technicznych i cenowych poszczególnych rozwiązań (dostępna moc, dostępny czas, cena).



Rys. 23. Pasmo regulacji mocy dla wybranego obiektu

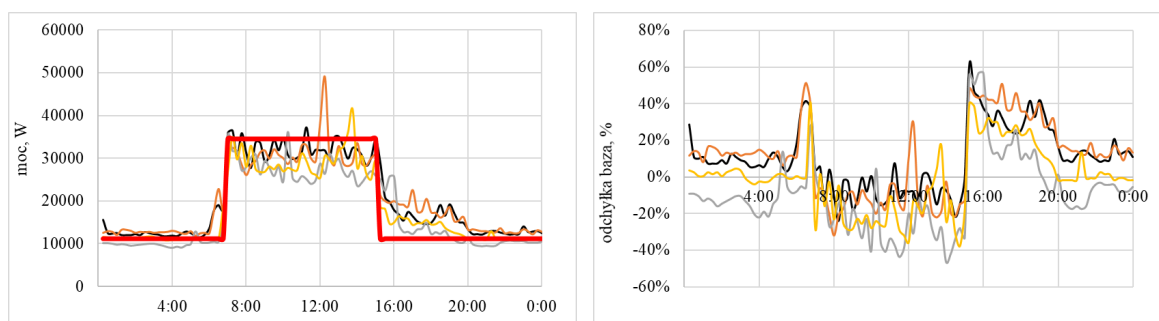
Po zagregowaniu profili dostępnych obiektów uzyskano profil sumaryczny (rys. 24), przy czym profil ten przygotowano dla dwóch wariantów: z producentem i bez producenta tworzyw sztucznych. W zestawieniu jest to odbiorca nieproporcjonalnie duży w stosunku do pozostałych i nie miał znaczącego potencjału regulacyjnego.



Rys. 24. Agregacja potencjału regulacyjnego. Po lewej: z producentem tworzyw sztucznych; po prawej: bez producenta tworzyw sztucznych

## 5. Wnioski

Analiza dokładności odwzorowania prognozy profilu mocy dla poszczególnych obiektów wykazała, że może zostać zastosowana metoda opierająca się na wykorzystaniu profili bazowych dla określonych typów dni w roku. Średnie odchylenie niezbilansowania mocy dla profili 15-min nie przekraczało 10% dla 80% doby oraz 20% dla 100% doby dla obiektu biznesowego (rys. 25).



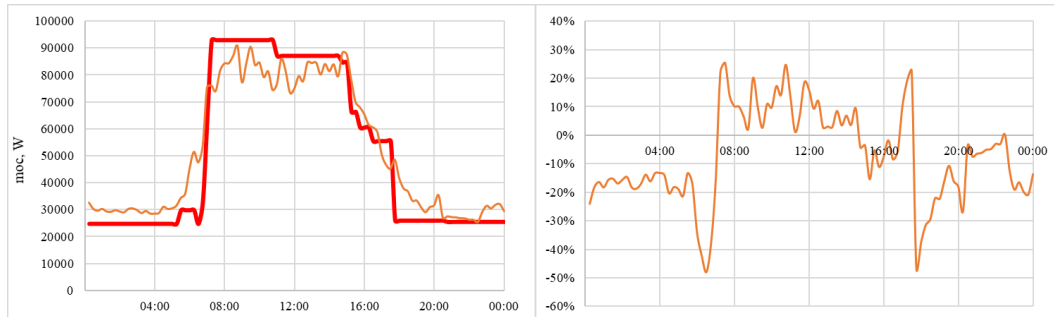
Rys. 25. Profil bazowy nałożony na profile rzeczywiste (po lewej) i błąd względny odwzorowania profili rzeczywistych (po prawej)

Tabela 12

Średnie wartości błędu odwzorowania profili rzeczywistych profilem bazowym

	Doba 1	Doba 2	Doba 3	Doba 4
$\delta_{100\%}$	10%	10%	9%	1%
$\delta_{80\%}$	3%	3%	8%	0%

W przypadku profilu zagregowanego wyznaczony wypadkowy profil prognozy dla mikro sieci, zbudowany na podstawie profili bazowych obiektów, wykazał, że średnia odchyłka mocy dla 80% doby nie przekracza 10%, a dla 100% doby nie przekracza 20% (rys. 26).



Rys. 26. Zagregowany profil bazowy nałożony na profil rzeczywisty grupy odbiorców (po lewej) i błąd względny odwzorowania profilu rzeczywistego (po prawej)

## Bibliografia

1. Fice M.: *Analiza i opis parametryczny profili mocy czynnej odbiorników energii elektrycznej*. Pr. Nauk. PŚl., Elektr., 2018, R. 64, z. 1, s. 75–84.
2. Henzel J., Wróbel Ł., Fice M., Sikora M.: *Energy consumption forecasting for the digital-twin model of the building*. Energies, 2022, vol. 15, no. 12, pp.1–21.
3. Kampik M., Fice M., Piłśniak A., Bodzek K., Piaskowy A.: *An analysis of energy consumption in small- and medium-sized buildings*. Energies, 2023, vol. 16, no. 3, pp. 1–21.
4. Naczyński T., Korab R.: *Możliwości kształtowania bilansu energii elektrycznej odbiorcy indywidualnego wyposażonego w źródło fotowoltaiczne*. Przegląd Elektrotechniczny, R. 97, nr 11/2021, s. 203–206.
5. Andrusiewicz J., Lorenc J.: *Warunki wdrożenia w Polsce cenowych programów sterowania popytem dla ograniczenia szczytowego zapotrzebowania na energię elektryczną*. Przegląd Elektrotechniczny, R. 90, nr 8/2014, s. 97–100.



Rzeczpospolita  
Polska

Unia Europejska  
Europejski Fundusz  
Rozwoju Regionalnego



Praca dofinansowana ze środków Unii Europejskiej w ramach Europejskiego Funduszu Rozwoju Regionalnego, projekt pt. System do efektywnego zarządzania popytem i podażą energii elektrycznej w obszarze małych i średnich obiektów, jako nowy model funkcjonowania energetyki POIR.01.01.01.00-0313/17.

Sebastian RÓŻOWICZ<sup>10</sup>, Maciej WŁODARCZYK<sup>11</sup>, Andrzej ZAWADZKI<sup>12</sup>,  
Marcin LEŚKO, Krzysztof BARAN<sup>13</sup>

## **LINIE DŁUGIE JAKO UKŁADY REZERWUJĄCE ZASILANIE ENERGIĄ ELEKTRYCZNĄ**

### **1. Wstęp**

Potrzeba analizy pracy linii długich zasilanych od strony wejścia i wyjścia wynika ze stosowania rezerwacji energetycznych linii zasilających ważnych odbiorców energii elektrycznej [1-6]. Dlatego też w pracy rozważono przypadki czwórników pasywnych i linii długich pracujących w warunkach jednoczesnego zasilania od strony wejścia i wyjścia oraz układy w konfiguracji: zasilanie – linia długa – odbiornik – rezerwowa linia długa. Podobny układ rozważano w [6] na poziomie rozwiązywania równań różniczkowych cząstkowych, wstawiając odpowiednie warunki brzegowe, co doprowadziło do skomplikowanych wyrażeń – i nie podano żadnych wykresów.

### **2. Linia długa zasilana dwustronnie idealnymi źródłami napięcia**

Rozpatrzona zostanie linia długa przedstawiona na rysunku 1.

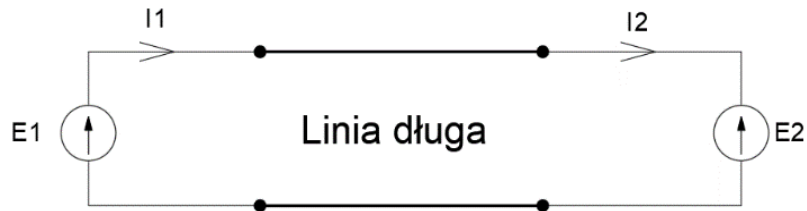
---

<sup>10</sup>Politechnika Świętokrzyska, Wydział Elektrotechniki Automatyki i Informatyki, Katedra Urządzeń Elektrycznych i Automatyki; Al. Tysiąclecia Państwa Polskiego 7, 25-314 Kielce, e-mail: [s.rozowicz@tu.kielce.pl](mailto:s.rozowicz@tu.kielce.pl)

<sup>11</sup> Politechnika Świętokrzyska, Wydział Elektrotechniki Automatyki i Informatyki, Katedra Informatyki, Elektroniki i Elektrotechniki, al. Tysiąclecia Państwa Polskiego 7, 25-314 Kielce, e-mail: [m.wlodarczyk@tu.kielce.pl](mailto:m.wlodarczyk@tu.kielce.pl)

<sup>12</sup> Politechnika Świętokrzyska, Wydział Elektrotechniki Automatyki i Informatyki, Katedra Urządzeń Elektrycznych i Automatyki; Al. Tysiąclecia Państwa Polskiego 7, 25-314 Kielce, e-mail: [a.zawadzki@tu.kielce.pl](mailto:a.zawadzki@tu.kielce.pl)

<sup>13</sup> Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, Katedra Ergoelektroniki i Elektroenergetyki, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów; e-mail: [mlesko@prz.edu.pl](mailto:mlesko@prz.edu.pl), [kbaran@prz.edu.pl](mailto:kbaran@prz.edu.pl)



Rys. 1. Linia długa zasilana idealnymi źródłami napięcia  $E_1$  i  $E_2$

Jak wiadomo [7-13], zależności prądów i napięć w odległości  $x$  od początku linii można opisać układem równań:

$$\begin{cases} U(x) = U_1 \operatorname{ch} \gamma x - Z_c I_1 \operatorname{sh} \gamma x \\ I(x) = \frac{1}{Z_c} [-U_1 \operatorname{sh} \gamma x + Z_c I_1 \operatorname{ch} \gamma x] \end{cases} \quad (1)$$

podstawiając  $x = l$  – długość linii i napięcia  $U(x) = E_2$ ,  $U_1 = E_1$ , otrzymuje się zależność (2):

$$\begin{cases} E_2 = E_1 \operatorname{ch} \gamma l - Z_c I_1 \operatorname{sh} \gamma l \\ I_2 = \frac{1}{Z_c} [-E_1 \operatorname{sh} \gamma l + Z_c I_1 \operatorname{ch} \gamma l] \end{cases} \quad (2)$$

stąd już łatwo jest wyznaczyć prądy na wejściu i wyjściu (3):

$$\begin{cases} I_1 = \frac{E_1 \operatorname{ch} \gamma l - E_2}{Z_c \operatorname{sh} \gamma l} \\ I_2 = \frac{1}{Z_c} [-E_1 \operatorname{sh} \gamma l + (E_1 \operatorname{ch} \gamma l - E_2) \operatorname{cth} \gamma l] \end{cases} \quad (3)$$

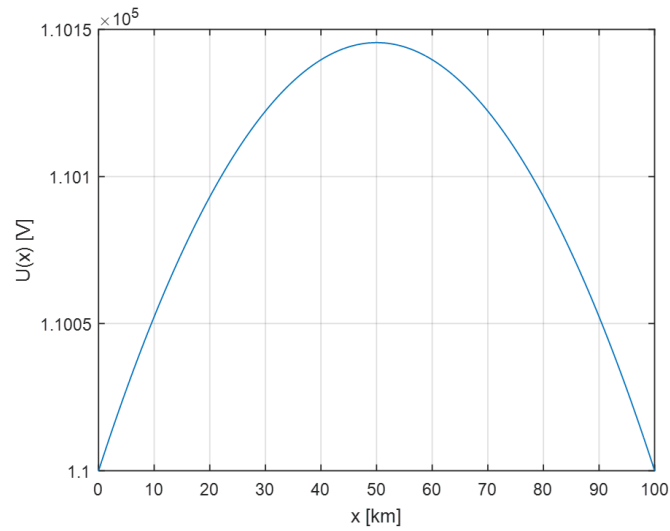
Przyjmując do obliczeń parametry jednostkowe linii napowietrznej 110 kV:

$$R_0 = 0,1 \, \Omega/\text{km}; L_0 = 1,3 \, \text{mH}/\text{km};$$

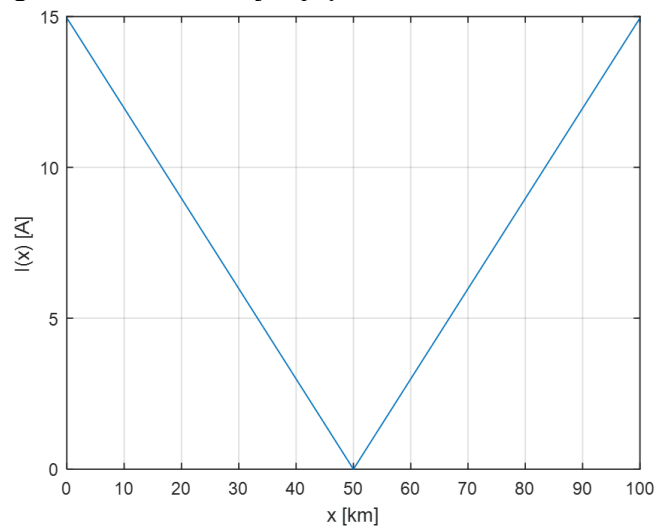
$$G_0 = 0,4 \, \mu\text{S}/\text{km}; C_0 = 8,55 \, \text{nF}/\text{km};$$

oraz zasilanie linii ze źródeł  $E_1 = E_2 = 110 \, \text{kV}$ , o częstotliwości 50 Hz, a długość linii  $l = 100 \, \text{km}$ , dla  $E_1 = E_2 = 110 \, \text{kV}$  otrzymano symetryczne względem środka przebiegi napięć – rys. 2, i prądów – rys. 3.



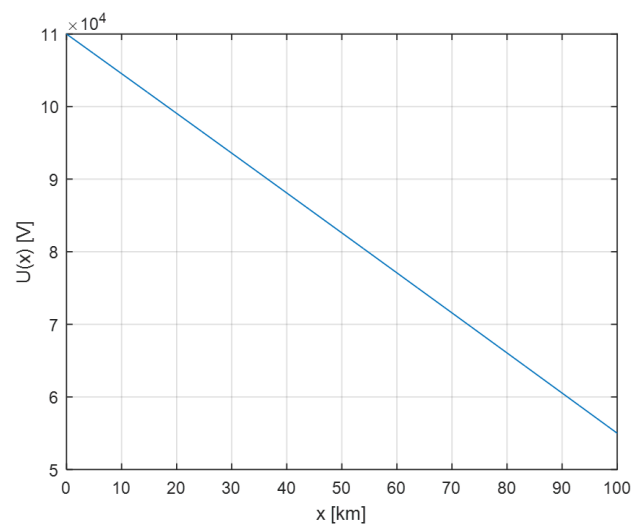


Rys. 2. Przebieg wartości skutecznej napięcia wzdłuż linii dla  $E_1 = E_2 = 110$  kV

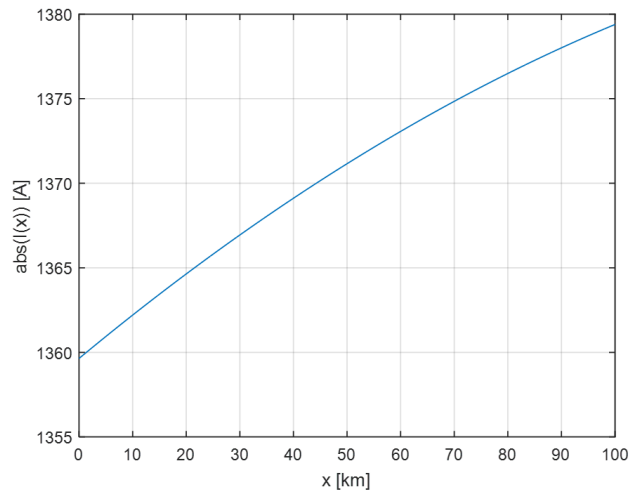


Rys. 3. Przebieg wartości skutecznej prądów wzdłuż linii dla  $E_1 = E_2 = 110$  kV

Jeżeli  $E_1 = 2E_2$ , przebiegi tych wartości nie będą już symetryczne – rys. 4 i 5.



Rys. 4. Przebieg wartości skutecznej napięć wzdłuż linii dla  $E_1 = 2E_2$



Rys. 5. Przebieg wartości skutecznej prądów wzdłuż linii dla  $E_1 = 2E_2$

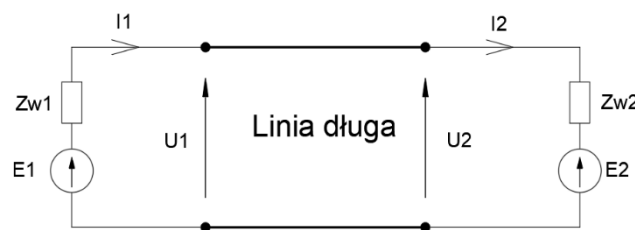
Z kolei jeżeli uwzględnimy impedancje wewnętrzne obu źródeł, tak jak na rys. 6, to uzyskamy następujące wyniki:

$$\begin{cases} U_2 = U_1 \operatorname{ch} \gamma l - Z_c I_1 \operatorname{sh} \gamma l \\ I_2 = \frac{1}{Z_c} [-U_1 \operatorname{sh} \gamma l + Z_c I_1 \operatorname{ch} \gamma l] \end{cases} \quad \text{i} \quad \begin{cases} U_2 = E_2 + Z_{w2} I_2 \\ U_1 = E_1 - Z_{w1} I_1 \end{cases} \quad (4)$$

co daje układ równań ze względu na niewiadome  $I_1$  i  $I_2$ :

$$\begin{aligned} I_1 (Z_{w1} \operatorname{ch} \gamma l + Z_c \operatorname{sh} \gamma l) + Z_{w2} I_2 &= E_1 \operatorname{ch} \gamma l - E_2 \\ I_1 (Z_{w1} \operatorname{sh} \gamma l + Z_c \operatorname{ch} \gamma l) - Z_c I_2 &= E_1 \operatorname{sh} \gamma l \end{aligned} \quad (5)$$

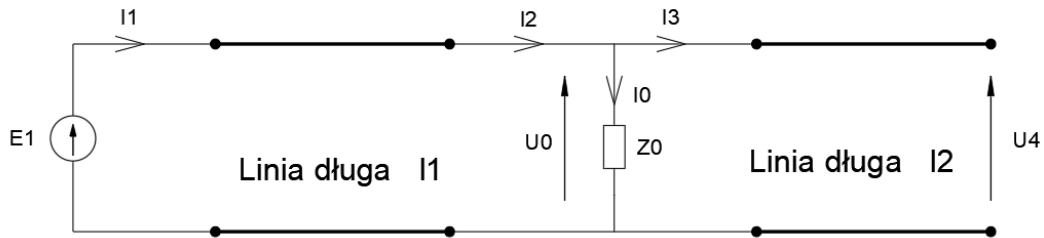
Oczywiście przy  $E_1 = E_2$  i  $Z_{w1} = Z_{w2}$  wykresy modułów napięć i prądów będą symetryczne.



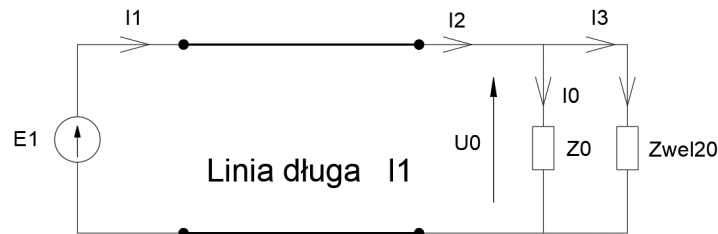
Rys. 6. Linia długa zasilana rzeczywistymi źródłami napięcia  $E_1$  i  $E_2$

### 3. Konfiguracja: zasilanie – linia długa – odbiornik – rezerwowa linia długa

Rozpatrzono również układ przedstawiony na rys. 7, gdzie odbiornik  $Z_0$  zasilany jest przez linię w obecności drugiej linii (rezerwowej).



Rys. 7. Odbiornik  $Z_0$  zasilany przez linię  $l_1$  w obecności drugiej linii (rezerwowej)  $l_2$



Rys. 8. Układ z rys. 7 po zastąpieniu linii  $l_2$  impedancją wejściową

Przyjęto, że obie linie mają te same parametry jednostkowe, a więc impedancja falowa i stała przenoszenia będą identyczne.

$$\begin{aligned} U_0 &= E_1 \operatorname{ch} \gamma l_1 - Z_c I_1 \operatorname{ch} \gamma l_1 \\ I_2 &= \frac{1}{Z_c} [-E_1 \operatorname{sh} \gamma l_1 + Z_c I_1 \operatorname{ch} \gamma l_1] \end{aligned} \quad (6)$$

$$Z_{weZ2} = Z_{we0} = Z_c \operatorname{cth} \gamma l_2$$

Redukując impedancje stanowiące obciążenie, otrzymuje się związki:

$$U_0 = I_2 Z_2 \Rightarrow I_2 = U_0 Y_2 \rightarrow Y_2 = \frac{1}{Z_0} + \frac{1}{Z_c \operatorname{cth} \gamma l} = \frac{1}{Z_0} + \frac{\operatorname{th} \gamma l_2}{Z_c} \quad (7)$$

I dalej

$$\begin{cases} U_0 + Z_c I_1 \operatorname{sh} \gamma l_1 = E_1 \operatorname{ch} \gamma l_1 \\ U_0 \left( \frac{Z_c}{Z_0} + \operatorname{th} \gamma l_2 \right) - Z_c I_1 \operatorname{sh} \gamma l_1 = -E_1 \operatorname{sh} \gamma l_1 \end{cases} \quad (8)$$

Wyznaczając  $U_0$  i  $I_1$  z powyższych równań, otrzymuje się:

$$\begin{bmatrix} U_0 \\ I_1 \end{bmatrix} = \frac{1}{M} \begin{bmatrix} -E_1 Z_c \\ -E_1 \left[ \operatorname{sh} \gamma l_1 - \left( \frac{Z_c}{Z_0} + \operatorname{th} \gamma l_2 \right) \operatorname{ch} \gamma l_1 \right] \end{bmatrix} \quad (9)$$

gdzie  $M = -Z_c \left[ \operatorname{ch} \gamma l_1 + \operatorname{sh} \gamma l_1 \left( \frac{Z_c}{Z_0} + \operatorname{th} \gamma l_2 \right) \right]$

Mając te wartości, łatwo już można wyznaczyć pozostałe  $I_2$ ,  $I_3$ ,  $I_0$  i  $U_4$  (rys. 7 i 8):

$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{1}{Z_c} [-E_1 \operatorname{sh} \gamma l + Z_c I_1 \operatorname{ch} \gamma l] \\ I_0 &= \frac{-E_1 Z_c}{Z_0 M}, \quad I_3 = \frac{-E_1}{M \operatorname{th} \gamma l_2} \\ U_4 &= \frac{-E_1 Z_c}{M} \left[ \operatorname{ch} \gamma l_2 + \frac{\operatorname{sh}^2 \gamma l_2}{\operatorname{ch} \gamma l_2} \right] \end{aligned} \quad (10)$$

Na podstawie wyznaczonych wielkości można również określić stratę mocy czynnej w rezerwowej linii jako:

$$\Delta P = U_0 I_3 \quad (11)$$

Podsumowując, można stwierdzić, że analiza układu z rys. 7 jest możliwa.

#### 4. Podsumowanie

Przeprowadzono analizę linii długich pracujących w warunkach jednoczesnego zasilania od strony wejścia i wyjścia oraz układy w konfiguracji: zasilanie – linia długa – odbiornik – rezerwowa linia długa. Analiza ta może dotyczyć również czwórników

pasywnych – wszak linię długą można zastąpić czwórnikiem. Na podstawie uzyskanych wzorów można określić napięcie na końcu linii rezerwującej, a także straty mocy czynnej w rezerwowej linii.

## **Bibliografia**

1. Bolkowski S. : *Teoria Obwodów Elektrycznych*. WNT, Warszawa 2012.
2. Alexander C., Sadiku M.: *Fundamentals of Electric Circuits*. McGraw Hill, New York 2013.
3. Krakowski M.: *Elektrotechnika teoretyczna*. Tom I, PWN, Warszawa 1995.
4. Lubelski K.: *Elektrotechnika teoretyczna, cz. 5*. Wydawnictwo Politechniki Częstochowskiej, Częstochowa 1992.
5. Tadeusiewicz M.: *Teoria obwodów*. Wydawnictwo Politechniki Łódzkiej, Łódź 1991.
6. Mikołajuk K., Trzaska Z.: *Elektrotechnika teoretyczna. Teoria obwodów liniowych*. WPW, Warszawa 1977.
7. Electrical instalation guide. According to IEC international standards. Schneider Electric 2010.
8. <http://www.elektroinstalator.com.pl/index.php/artykuly/maszyny-i-urządzenia-elektryczne/554-ukady-zasilania-rezerwowego> (strona internetowa, dostęp z 1 września 2024 r.).
9. Sutkowski T.: *Rezerwowe i bezprzerwowe zasilanie w energię elektryczną*. SEP COSIW, 2007.
10. Arrilaga J., Watson N.R., Chen S.: *Power system quality assessment*. John Wiley & Sons, 2000.
11. Różowicz, S.: *The effect of different ignition cables on spark plug durability*. Przegląd Elektrotechniczny, 2018, R.94, s. 191–195, [doi:10.15199/48.2018.04.43](https://doi.org/10.15199/48.2018.04.43).

Piotr HOLAJN<sup>14</sup>

## **REALIZACJA MODELI ROZDZIELNIC W PROJEKCIE REALIZOWANYM W RAMACH PROGRAMU INICJATYWA DOSKONAŁOŚCI – UCZELNIA BADAWCZA**

### **1. Wstęp**

Politechnika Śląska, będąca beneficjentem programu Inicjatywa Doskonałości – Uczelnia Badawcza, stara się rozbudzać zainteresowania naukowe i angażować w badania przyszłych potencjalnych kandydatów na studia. Jest to o tyle istotne, że większość kierunków studiów prowadzonych w Politechnice Śląskiej jest realizowanych w ramach profilu ogólnoakademickiego, który uwzględnia udział studentów w zajęciach przygotowujących do prowadzenia działalności naukowej lub udział w tej działalności.

Pierwszy konkurs finansowania projektów realizowanych z uczniami szkół ponadpodstawowych w ramach programu Inicjatywa Doskonałości – Uczelnia Badawcza został ogłoszony w lutym 2023 roku. Ubieganie się o projekty, ich finansowanie i rozliczanie odbywa się według zasad określonych w *Regulaminie finansowania projektów realizowanych z uczniami szkół ponadpodstawowych, w ramach programu Inicjatywa Doskonałości – Uczelnia Badawcza*.

W pierwszej edycji projektu realizowanych było 55 projektów z 18 szkół ponadpodstawowych wybranych przez Komisję, wyniki prac zaprezentowano w formie posterów. W projekcie wzięło udział 44 opiekunów głównych oraz 33 pomocniczych, sprawując nadzór merytoryczny nad 149 uczniami. Program umożliwiał także finansowanie zakupu niezbędnych materiałów lub aparatury czy usług [6].

W I konkursie autor niniejszego artykułu koordynował dwa projekty z uczniami Zespołu Szkół Łączności w Gliwicach: „Model rozdzielniczy zbudowanej na bazie

---

<sup>14</sup> Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny, Katedra Elektrotechniki i Informatyki, ul. Akademicka 2a, 44-100 Gliwice, e-mail: [piotr.holajn@polsl.pl](mailto:piotr.holajn@polsl.pl)

aparatury Zamel Supla” oraz „Model rozdzielniczy zbudowanej na bazie aparatury Zamel Exta Life”.

Pojawienie się idei inteligentnego domu spowodowało dynamiczny rozwój systemów automatyki budynkowej, która coraz częściej zastępuje standardowe sterowniki urządzeń elektrycznych wymagające ciągłego nadzorowania przez użytkownika. Na początku wprowadzania automatyzacji budynków była konieczność modyfikacji instalacji elektrycznej o przewody sterujące (magistralne). Obecnie komunikacja pomiędzy urządzeniami odbywa się za pomocą transmisji radiowej (433MHz), Bluetooth, ewentualnie sieci Wi-Fi połączonej z serwerami stacjonarnymi lub w chmurze, przekazującymi dane do poszczególnych urządzeń. Systemem automatyki budynkowej można zarządzać również z poziomu aplikacji mobilnych [1][2][3].

## **2. Model rozdzielniczy zbudowanej na bazie aparatury Zamel Supla**

Uczniowie klasy III EE Zespołu Szkół Łączności w Gliwicach realizowali projekt pod tytułem „Model rozdzielniczy zbudowanej na bazie aparatury Zamel Supla”.

Supla-Cloud jest punktem centralnym łączącym ze sobą urządzenia wykonawcze, które sterują pośrednio lub bezpośrednio wyposażeniem domu za pomocą aplikacji, które można zainstalować na tabletach oraz smartfonach. Oprogramowanie to pozwala na zarządzanie z jednego miejsca całą infrastrukturą systemu przy użyciu dowolnej przeglądarki internetowej.

W modelu rozdzielniczy zastosowano monitor energii elektrycznej MEW-01 umożliwiający kontrolę zużycia energii przez bezprzewodową sieć Wi-Fi. Monitor MEW-01 jest urządzeniem trójfazowym. Dodatkowymi zaletami urządzenia MEW-01 są prosta konfiguracja, archiwizacja danych pomiarowych w chmurze oraz możliwość eksportu danych do pliku w formacie programu Excel. Pozwala to uzyskać informacje o energii z podziałem na okres dzienny, tygodniowy, miesięczny i roczny z możliwością rozbicia na poszczególne fazy, ponadto w rozdzielniczy zastosowano podlicznik energii elektrycznej obwodu jednofazowego z wykorzystaniem monitora energii LEW-02. Aparat ten służy do pomiaru i analizy parametrów energii elektrycznej w obwodach jednofazowych i podobnie jak w przypadku monitora MEW-01 dane pomiarowe prezentowane są w aplikacji Supla, gdzie dostępne są w postaci zawansowanych raportów i wykresów. Do sterowania poszczególnymi odbiornikami makiety

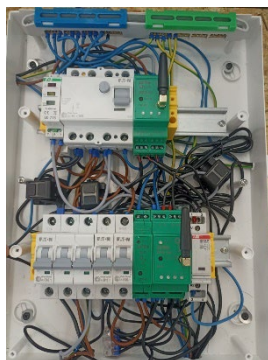
wykorzystano odbiornik modułowy Wi-Fi ROW-04M, który umożliwia niezależne sterowanie czterema dowolnymi urządzeniami lub obwodami o napięciu 230 V [5][7].



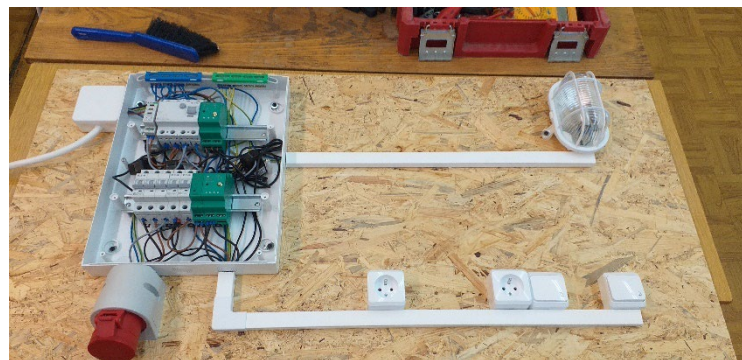
Rys. 1. Prace konstrukcyjno-montażowe rozdzielniczy zbudowanej na bazie aparatury Zamel Supła

Ponadto w rozdzielniczy zamontowano wyłącznik różnicowo-prądowy trójfazowy, wyłączniki nadprądowe zabezpieczające poszczególne obwody gniazd i oświetlenia oraz lampkę sygnalizacyjną trójfazową.

a)



b)



Rys. 2. Wygląd modelu rozdzielniczy zbudowanej na bazie aparatury Zamel Supła: a) rozdzielnica, b) makieta ze sterowanymi obwodami

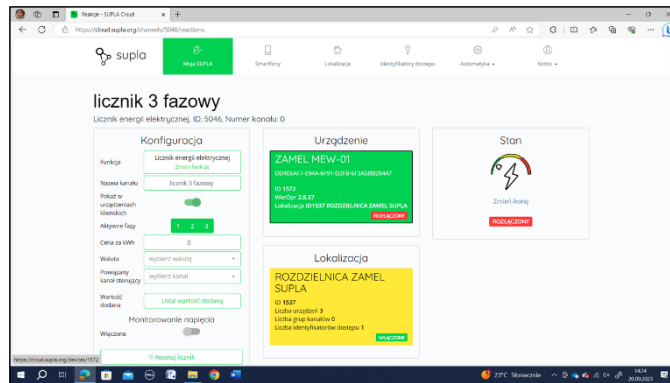
Makieta została wyposażona w jeden obwód oświetleniowy z możliwością sterowania oświetleniem lokalnie przez przycisk chwilowy i zdalny za pomocą aplikacji Supła, obwód gniazda trójfazowego, obwód gniazda jednofazowego I oraz obwód gniazda jednofazowego II z możliwością sterowania lokalnie przez przycisk chwilowy i zdalny za pomocą aplikacji Supła (rys. 2). Po wykonaniu prac konstrukcyjno-montażowych nastąpiło uruchomienie i skonfigurowanie rozdzielniczy wraz z makieta (rys. 1).



a)



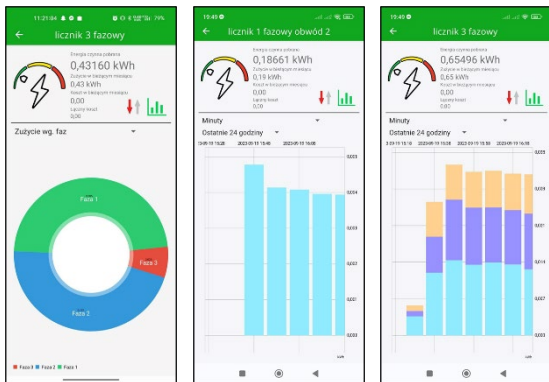
b)



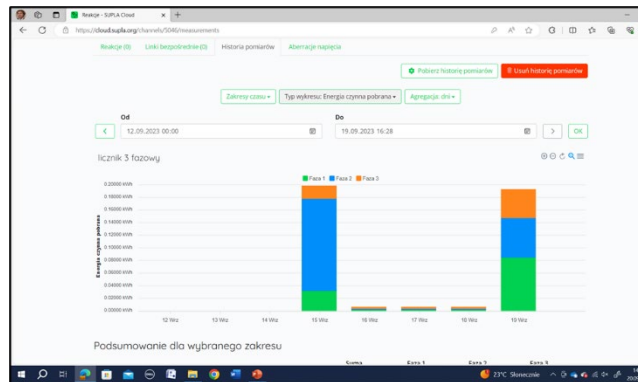
Rys. 3. Wygląd interfejsu użytkownika aplikacji Supla, strona startowa: a) ekran smartfona, b) ekran laptopa – chmura

Na rys. 3 przedstawiono wygląd interfejsu użytkownika aplikacji Supla, ekran smartfona, z możliwością zdalnego sterowania obwodami gniazd II i oświetlenia oraz monitoringu energii elektrycznej licznika trójfazowego i podlicznika obwodu gniazd II.

a)



b)



Rys. 4. Przykładowe dane pomiarowe pobrane z aplikacji Supla i strony Supla.org: a) ekran smartfona, b) ekran laptopa – chmura

Na rys. 4 przedstawiono przykładowe dane pomiarowe pobrane z aplikacji Supla oraz strony Supla.org.

### 3. Model rozdzielniczy zbudowanej na bazie aparatury Zamel Exta Life

Uczniowie klasy IV EE Zespołu Szkół Łączności w Gliwicach realizowali projekt pod tytułem „Model rozdzielniczy zbudowanej na bazie aparatury Zamel Exta Life”.

Exta Life to system umożliwiający komfortowe, bezprzewodowe sterowanie domowymi instalacjami oświetlenia, ogrzewania, rolet oraz napędów bram. Dzięki dwukierunkowej komunikacji radiowej użytkownik w dowolnym momencie może sprawdzić stan instalacji, otworzyć bramę, włączyć światło lub opuścić rolety okienne. System oferuje możliwość zdalnego dopisywania i usuwania nadajników i czujników do wybranych odbiorników, parametryzację odbiorników oraz zdalną zmianę ich oprogramowania. W modelu rozdzielniczy zastosowano jednostkę centralną, którą jest kontroler EFC-01, łączący odbiorniki, czujniki i nadajniki Exta Life i nadający im funkcjonalność systemu inteligentnego. Zadaniem kontrolera jest współpraca z urządzeniami mobilnymi działającymi przy wykorzystaniu systemu Android lub iOS. Wymaga to zainstalowania aplikacji Exta Life, która umożliwia konfigurację całego systemu oraz jego obsługę. Rola kontrolera EFC-01 w systemie Exta Life sprowadza się do zarządzania wszystkimi jego elementami, które zostały z nim sparowane, oraz ich parametryzacji. Implementacja funkcji czasowych oraz logicznych zwiększa możliwości Exta Life o automatyzację pewnych procesów. Komunikacja dwukierunkowa pomiędzy kontrolerem a odbiornikami sprawia, że w aplikacji zawsze pokazywany jest aktualny stan odbiornika. Dotyczy to sterowania zarówno w obrębie sieci domowej, jak i poza nią przez sieć Internet [4][7].

Kolejnym elementem rozdzielniczy jest monitor energii elektrycznej MEM-21, który umożliwia pomiar energii, prądu, napięcia i mocy. Dodatkowymi zaletami urządzenia MEM-21 są prosta konfiguracja, archiwizacja danych pomiarowych w chmurze oraz możliwość eksportu danych do pliku w formacie programu Excel. Pozwala to uzyskać informacje o energii z podziałem na okres dzienny, tygodniowy, miesięczny i roczny z możliwością rozbicia na poszczególne fazy.

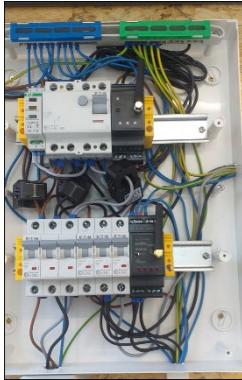


Rys. 5. Prace konstrukcyjno-montażowe rozdzielniczy zbudowanej na bazie aparatury Zamel Exta Life oraz stanowisko pomiarowe

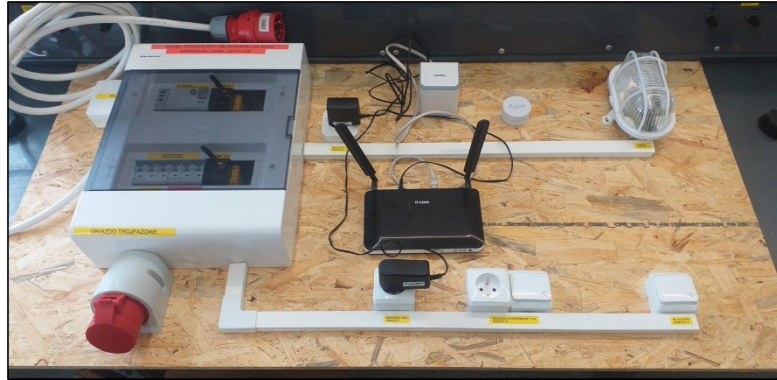
Do sterowania poszczególnymi odbiornikami makiety wykorzystano radiowy odbiornik modułowy czterokanałowy ROW-24, który umożliwia niezależne sterowanie czterema dowolnymi urządzeniami lub obwodami o napięciu 230 V. Sterowanie

możliwe jest za pomocą tradycyjnych łączników ściennych, pilotów lub łączników bezprzewodowych oraz za pomocą smartfonów.

a)



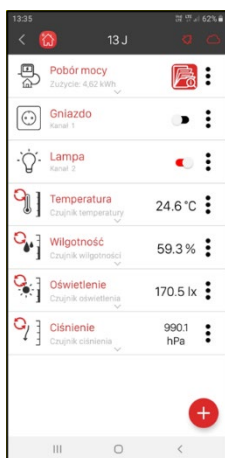
b)



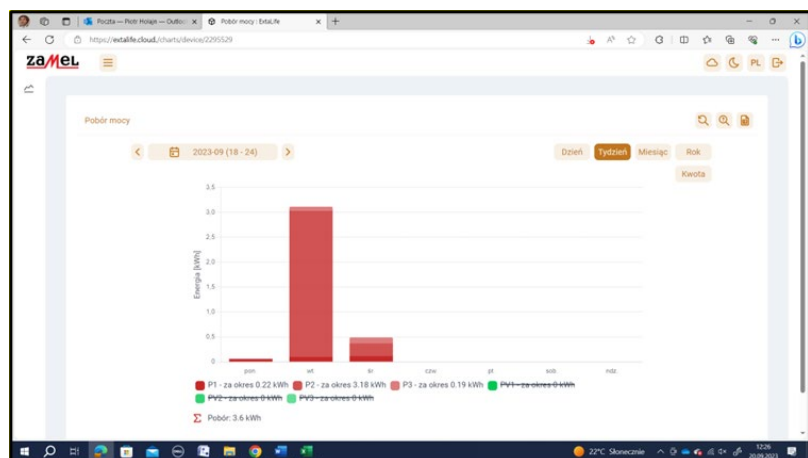
Rys. 6. Wygląd modelu rozdzielnicy zbudowanej na bazie aparatury Zamel Exta Life: a) rozdzielnica, b) makieta ze sterowanymi obwodami, kontroler EFC-01, multisensor RCM-21 oraz router GSM

Ponadto w rozdzielnicy zamontowano wyłącznik różnicowo-prądowy trójfazowy, wyłączniki nadprądowe zabezpieczające poszczególne obwody gniazd i oświetlenia oraz lampkę sygnalizacyjną trójfazową. Makieta została wyposażona w jeden obwód oświetleniowy z możliwością sterowania oświetleniem lokalnie przez przycisk chwilowy i zdalny za pomocą aplikacji Exta Life, obwód gniazda trójfazowego, obwód gniazda jednofazowego I oraz obwód gniazda jednofazowego II z możliwością sterowania lokalnie przez przycisk chwilowy i zdalny za pomocą aplikacji Exta Life (rys. 7).

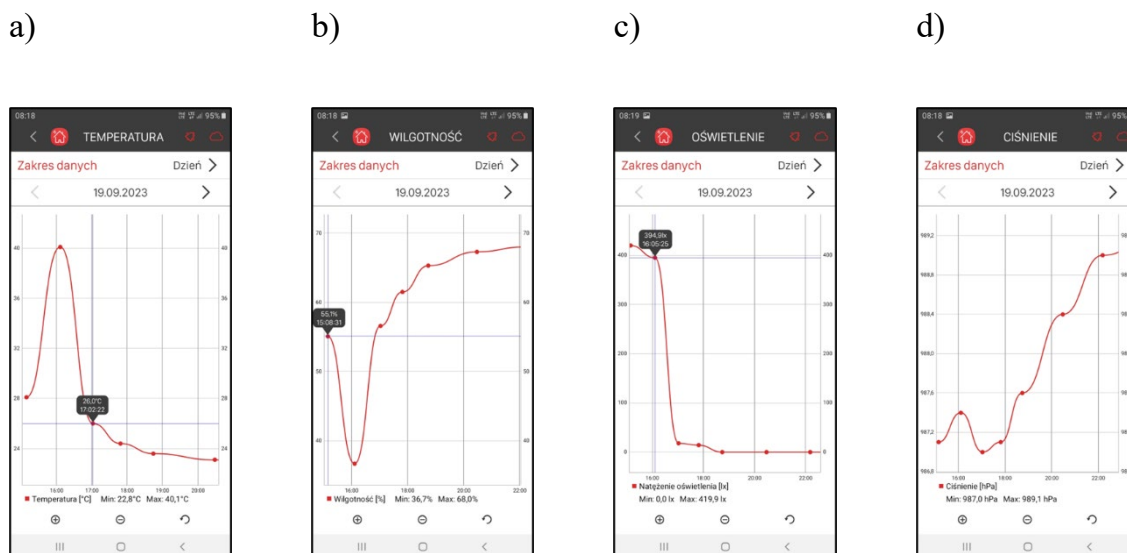
a)



b)



Rys. 7. Wygląd interfejsu użytkownika aplikacji Exta Life: a) strona startowa, ekran smartfona, b) dane pomiarowe dostępne na stronie Extalife.cloud



Rys. 8. Zakładki z danymi pomiarowymi multisensora: a) temperatura, b) wilgotność, c) oświetlenie, d) ciśnienie

W projekcie wykorzystano również multisensor RCM-21, który umożliwia pomiar takich wielkości fizycznych jak: temperatura, wilgotność, ciśnienie oraz natężenie oświetlenia. Wyniki pomiarów są przesyłane do kontrolera EFC-01 i wyświetlane w aplikacji mobilnej. Przez funkcje logiczne czujnik może brać udział w automatyzacji procesów sterowania różnymi urządzeniami w instalacjach domowych [4][7].

Na rys. 7 przedstawiono wygląd interfejsu użytkownika aplikacji Exta Life, ekran smartfona, z możliwością zdalnego sterowania obwodami gniazd II i oświetlenia oraz monitoringu energii elektrycznej licznika trójfazowego i danymi pomiarowymi multisensora, natomiast na rys. 8 pokazano zakładki z przebiegami parametrów multisensora dla poszczególnych czujników.

#### 4. Podsumowanie

W ramach podsumowania projektu uczniowie uczestniczyli w sesji plakatowej Projekt Politechnika, na której prezentowali swoje osiągnięcia w postaci plakatów. Uruchamianie zdalne makiet zaprezentowano na ekranach tabletów z wykorzystaniem kamery umieszczonej w siedzibie Zespołu Szkół Łączności w Gliwicach.

W trakcie konferencji podsumowującej Projekt Politechnika zespół ekspertów wyłonił 6 zespołów – laureatów konkursu, w tym zespół projektowy z Zespołu Szkół

Łączności, który realizował projekt pod nazwą „Model rozdzielnic zbudowanej na bazie aparatury Zamel Exta Life”.

Wykonane modele rozdzielnic wraz z makietami posłużą jako baza do realizacji kolejnych projektów realizowanych z uczniami szkół ponadpodstawowych, ewentualnie po uzyskaniu zostaną wykorzystane w procesie dydaktycznym do prezentacji nowoczesnych rozwiązań stosowanych w automatyce budynkowej.

## **Bibliografia**

1. Dechnik M., Moskwa Sz.: *Smart House – inteligentny budynek – idea przyszłości*. Wydawnictwo SIGMA-NOT, Przegląd Elektrotechniczny, 9/2017.
2. Boguta A.: *Sterowanie automatyką budynkową z wykorzystaniem urządzeń mobilnych*. Wydawnictwo SIGMA-NOT, Przegląd Elektrotechniczny, 4/2024.
3. Horyński M., Majcher J.: *Application of cloud computing in programming intelligent electric networks in prosumers households*. Journal of Ecological Engineering, 2016.
4. Kurz D., Filipiak M., Czaja P.: *Projekt stanowiska dydaktycznego systemu automatyki budynkowej Exta Life*. Poznan University of Technology Academic Journals, No. 106, 2021.
5. Holajn P.: *Zdalny monitoring instalacji grzewczej domu jednorodzinnego. Analiza, synteza i optymalizacja układów elektrycznych*. Monografia naukowa / Grabowski Dariusz (red.), Politechnika Śląska, Gliwice 2023, s. 34-41.
6. [www.polsl.pl](http://www.polsl.pl) (strona internetowa, dostęp z 1 września 2024 r.).
7. [zamel.com](http://zamel.com) (strona internetowa, dostęp z 1 września 2024 r.).

# WYBRANE PROBLEMY STEROWANIA, NAPĘDU ORAZ UKŁADÓW ZASILANIA

## Streszczenie

Monografia *Wybrane problemy sterowania, napędu oraz układów zasilania* prezentuje najnowsze wyniki badań z zakresu sterowania, napędu i układów zasilania, opracowane przez zespoły badawcze z kilku polskich uczelni technicznych oraz we współpracy z partnerami przemysłowymi. Pierwsze cztery rozdziały koncentrują się na problemach z zakresu sterowania i napędu, w tym na dynamicznych systemach Metzlera, projektowaniu napędów wspomagających dla wysięgników kamer, charakterystykach przekształtników DC-DC z transformatorem oraz metodach sterowania układami nieliniowymi z wykorzystaniem sieci neuronowych. Kolejne rozdziały dotyczą problemów z zakresu układów zasilania, w tym m.in. certyfikacji jednostek kogeneracyjnych, parametryzacji profili zapotrzebowania na energię w obiektach różnego typu, analizy linii długich jako rezerwowych układów zasilania oraz projektowania modeli rozdzielnic w ramach nowoczesnych systemów automatyki budynkowej. Kluczowe wyniki przedstawione w monografii obejmują: opis dynamicznych właściwości oraz kryteria stabilności systemów Metzlera; zidentyfikowanie potencjału wykorzystania przekładni magnetycznych w napędach wysięgników kamer, pozwalające na zwiększenie bezpieczeństwa i redukcję sił wymaganych od operatorów; przedstawienie matematycznych modeli oceny zdolności jednostek kogeneracyjnych do stabilnej pracy w sieci elektroenergetycznej; zbadanie metodologii parametryzacji profili energetycznych dla lepszego dopasowania zapotrzebowania do generacji z systemów OZE. Monografia stanowi istotny wkład w rozwój technologii w obszarze energetyki i automatyki, dostarczając konkretnych rekomendacji dla praktycznych zastosowań.

## **SELECTED PROBLEMS OF CONTROL, DRIVES, AND POWER SYSTEMS**

### **Abstract**

The monograph *Selected Problems of Control, Drives, and Power Systems* presents the latest research findings in the fields of control systems, drives, and power systems. These studies were carried out by research teams from several Polish technical universities in collaboration with industry partners. The first four chapters focus on problems in the field of control and drives, including the dynamic properties of Metzler systems, the design of assistive drives for camera cranes, load characteristics of DC-DC converters with a transformer, and control methods for nonlinear systems using neural networks. Subsequent chapters address topics in the field of power systems, such as the certification of cogeneration units, the parameterization of energy demand profiles for various types of facilities, the analysis of transmission lines as backup power systems, and the design of switchgear models in modern building automation systems. Key findings include: the description of dynamic properties and stability criteria for Metzler systems; the identification of the potential of magnetic gears for their use in drives for camera cranes, improving safety and reducing the operator's required effort; the proposition of mathematical models to evaluate the ability of cogeneration units to operate in a stable way within the power grid; the research on methodologies for parameterizing energy profiles to better align demand with renewable energy generation. The monograph makes a significant contribution to the development of technology in the fields of energy and automation, providing concrete recommendations for practical applications.

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

**UIW 48600**

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

---

Ark. wyd. 7

---

e-wydanie  
Monografia 1051



