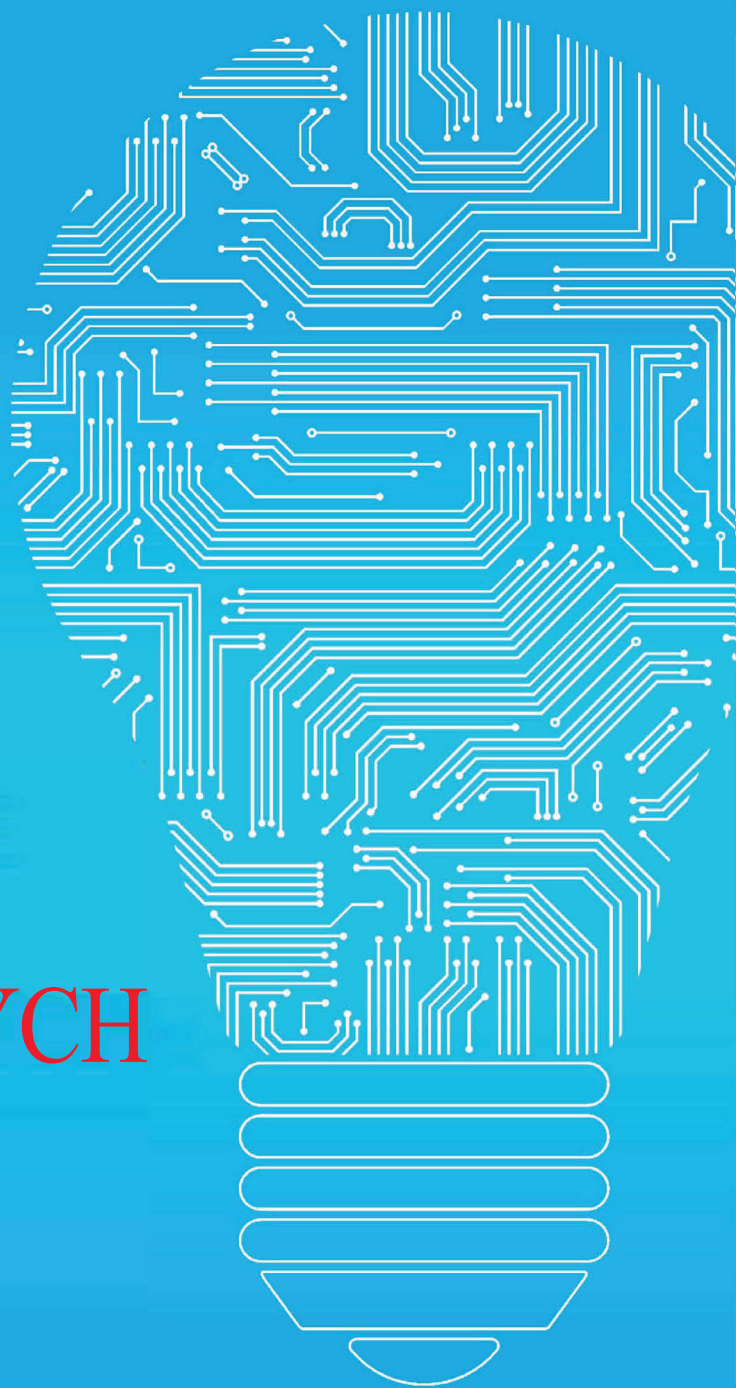


Pod redakcją  
Stefana PASZKA  
Dariusza GRABOWSKIEGO

ANALIZA,  
ZASILANIE  
ORAZ  
STEROWANIE  
UKŁADÓW  
ELEKTRYCZNYCH



GLIWICE 2023

MONOGRAFIA





**Pod redakcją  
Stefana PASZKA  
Dariusza GRABOWSKIEGO**

**ANALIZA, ZASILANIE  
ORAZ STEROWANIE  
UKŁADÓW ELEKTRYCZNYCH**

**WYDAWNICTWO POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ  
GLIWICE 2023  
UIW 48600**

***Opiniodawcy***

Dr hab. inż. Adrian NOCOŃ

Prof. dr hab. inż. Zygmunt PIĄTEK

***Kolegium redakcyjne***

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

REDAKTOR DZIAŁU – Dr hab. inż. Adam GAŁUSZKA, prof. PŚ

SEKRETARZ REDAKCJI – Mgr Monika MOSZCZYŃSKA-GŁOWACKA

**Wydano za zgodą**

**Rektora Politechniki Śląskiej**

***Redakcja językowa***

Joanna BULSKA

***Redakcja techniczna***

Ewa TENEROWICZ

***Projekt okładki***

Tomasz LAMORSKI

ISBN 978-83-7880-943-2

© Copyright by

Wydawnictwo Politechniki Śląskiej

Gliwice 2023



## SPIS TREŚCI

<b>WSTĘP</b> .....	6
<b>Rozdział 1. NOWY ALGORYTM ROZSZERZANIA BAZY W ARYTMETYCE RESZTOWEJ</b> .....	8
<i>Robert Smyk, Maciej Czyżak</i>	
<b>Rozdział 2. ULEPSZONE SKALOWANIE W NIEREDUNDANCYJNEJ ARYTMETYCE RESZTOWEJ</b> .....	20
<i>Robert Smyk, Maciej Czyżak</i>	
<b>Rozdział 3. STEROWANIE CIĄGLYCH UKŁADÓW NIELINIOWYCH O ZNANEJ DYNAMICE WYKORZYSTUJĄCE SIECI NEURONOWE</b> .....	34
<i>Pavlo Tymoshchuk</i>	
<b>Rozdział 4. ANALIZA WYNIKÓW DŁUGOTERMINOWEJ KOMPENSACJI TEMPERATUROWEGO DRYFTU ZERA CZTERO-ELEKTRODOWEGO NISKO ZAKRESOWEGO ELEKTRO-CHEMICZNEGO CZUJNIKA STĘŻENIA NO<sub>2</sub> ALPHASENCE NO<sub>2</sub>-B43F</b> .....	44
<i>Tomasz Adrikowski</i>	
<b>Rozdział 5. BADANIA PORÓWNAWCZE CEL BATERII LITOWO-JONOWYCH TRZECH RÓŻNYCH TYPÓW</b> .....	57
<i>Tadeusz Białoń, Roman Niestrój, Wojciech Skarka, Wojciech Korski</i>	
<b>Rozdział 6. ZASTOSOWANIE ALGORYTMU PSO DO IDENTYFIKACJI PARAMETRÓW OGNIWA BATERII LITOWO-JONOWEJ</b> .....	70
<i>Tadeusz Białoń, Roman Niestrój, Wojciech Korski</i>	
<b>Rozdział 7. ROBOTYKA MOBILNA W MROŹNIACH PRZEMYSŁOWYCH – ZASILANIE POJAZDÓW AGV/AMR</b> .....	88
<i>Krzysztof Sztymelski, Rafał Kloska, Grzegorz Ziolo</i>	
<b>Rozdział 8. MASZYNA ELEKTRYCZNA ZE ZINTEGROWANĄ PRZEKŁADNIĄ MAGNETYCZNĄ</b> .....	98
<i>Janusz Kołodziej, Piotr Mynarek, Marcin Kowol, Marian Łukaniszyn</i>	

**Rozdział 9. ANALIZA WYBRANYCH PARAMETRÓW PRACY  
BIOGAZOWYCH JEDNOSTEK KOGENERACYJNYCH ..... 111**

*Adrian Nocoń, Marcel Bogocz, Tomasz Caputa, Mateusz Michalski, Michał Pecyna,  
Dominik Usarek, Piotr Walotek*

## CONTENTS

<b>FOREWORD</b> .....	6
<b>Chapter 1. NEW BASE EXTENSION ALGORITHM IN RESIDUE NUMBER SYSTEM</b> .....	8
<i>Robert Smyk, Maciej Czyżak</i>	
<b>Chapter 2. IMPROVED SCALING IN NONREDUNDANT RESIDUE ARITHMETIC</b> .....	20
<i>Robert Smyk, Maciej Czyżak</i>	
<b>Chapter 3. A NEURAL NETWORK TRACKING CONTROL FOR THE KNOWN AFFINE</b> .....	34
<i>Pavlo Tymoshchuk</i>	
<b>Chapter 4. ANALYSIS OF THE RESULTS OF THE LONG-TERM TEMPERATURE-DRIFT COMPENSATION OF THE FOUR-ELECTRODE LOW-RANGE ELECTROCHEMICAL NO<sub>2</sub> CONCENTRATION SENSOR ALPHASENCE NO2-B43F</b> ....	44
<i>Tomasz Adrikowski</i>	
<b>Chapter 5. COMPARATIVE STUDY OF THREE DIFFERENT TYPES OF LITHIUM-ION BATTERY CELLS</b> .....	57
<i>Tadeusz Białoń, Roman Niestrój, Wojciech Skarka, Wojciech Korski</i>	
<b>Chapter 6. PSO-BASE IDENTIFICATION OF THE LI-ION BATTERY CELL PARAMETERS</b> .....	70
<i>Tadeusz Białoń, Roman Niestrój, Wojciech Korski</i>	
<b>Chapter 7. MOBILE ROBOTICS IN INDUSTRIAL COLD STORES – POWER SUPPLY FOR AGV/AMR VEHICLE</b> .....	88
<i>Krzysztof Sztymelski, Rafał Kloska, Grzegorz Ziolo</i>	
<b>Chapter 8. HYBRID ELECTROMAGNETIC TRANSDUCER WITH INTEGRATED MAGNETIC GEAR</b> .....	98
<i>Janusz Kołodziej, Piotr Mynarek, Marcin Kowol, Marian Łukaniszyn</i>	

<b>Chapter 9. ANALYSIS OF SELECTED OPERATION PARAMETERS OF BIOGAS CHP UNITS .....</b>	<b>111</b>
<i>Adrian Nocoń, Marcel Bogocz, Tomasz Caputa, Mateusz Michalski, Michał Pecyna, Dominik Usarek, Piotr Walotek</i>	

## WSTĘP

W skład monografii wchodzi dziewięć artykułów przedstawiających najnowsze wyniki badań realizowanych przez zespoły badawcze z Politechniki Gdańskiej, Akademii Nauk Stosowanych w Elblągu, Politechniki Opolskiej, Instytutu Technik Innowacyjnych EMAG (Sieć Badawcza Łukasiewicz), University of North Texas oraz Politechniki Śląskiej. Badania były w dużej mierze realizowane przy współpracy z partnerami z przemysłu (Bumech S.A., Etisoft Smart Solutions i CH4 MOTO Śląsk sp. z o.o.), a w przypadku jednego artykułu w badania byli zaangażowani także studenci Wydziału Elektrycznego Politechniki Śląskiej.

Monografię rozpoczynają dwa artykuły dotyczące algorytmów stosowanych obecnie między innymi w cyfrowym przetwarzaniu sygnałów i systemach szyfrowania. W pierwszym z nich przedstawiono nowy algorytm rozszerzania bazy w resztowym systemie liczbowym, który można zastosować między innymi do obliczania współczynnika nadmiaru w chińskim twierdzeniu o resztach. W drugim artykule zaproponowano modyfikację metody skalowania w systemie resztowym, której zaletą jest brak konieczności konwersji liczby resztowej do systemu wagowego. W trzecim artykule opisano nowy sposób sterowania ciągłymi układami nieliniowymi o znanej dynamice z wykorzystaniem sztucznych sieci neuronowych. Kolejny artykuł zawiera wyniki badań dotyczących kompensacji temperaturowego dryftu zera wskazań czujnika stężenia dwutlenku azotu. Następne dwa artykuły dotyczą modelowania akumulatorów w stanie nieustalonym. W pierwszym z nich przedstawiono badania porównawcze trzech różnych typów akumulatorów litowo-jonowych (niklowo-kobaltowo-manganowych, litowo-żelazowo-fosforanowych i litowo-tytanowych), a za model przyjęto źródło zastępcze Thevenina z dwiema stałymi czasowymi. Drugi artykuł stanowi uzupełnienie pierwszego. Zostały w nim zaprezentowane wyniki badań dotyczące estymacji parametrów modelu ogniwa baterii litowo-jonowej na podstawie wyników testów HPPC (ang. Hybrid Pulse Power Characterization). Siódmy artykuł monografii dotyczy wykorzystania autonomicznych pojazdów magazynowych (AGV) w ekstremalnych warunkach mroźni przemysłowych. Przedstawiane rozwiązania mają

ogromny potencjał wdrożeniowy, ponieważ rynek dla rozwiązań intralogistycznych jest duży zarówno w Polsce, jak i na świecie, a brak jest obecnie rozwiązań komercyjnych.

Kolejny, ósmy artykuł związany jest z tematyką maszyn elektrycznych i dotyczy projektowania maszyn specjalnego przeznaczenia. Opisano zagadnienia związane z przetwarzaniem energii w wirujących maszynach elektrycznych z uwzględnieniem hybrydowych przetworników elektromagnetycznych ze zintegrowaną przekładnią magnetyczną. W ostatnim artykule monografii opisano badania realizowane w ramach projektu Studenckiego Koła Naukowego, polegające na analizie danych rejestrowanych w systemie sterowania w czasie pracy kogeneracyjnych jednostek wytwórczych zasilanych biogazem i napędzanych silnikami spalinowymi.

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

Stefan Paszek  
Dariusz Grabowski

Robert SMYK<sup>1</sup>, Maciej CZYŻAK<sup>2</sup>

## **Rozdział 1. NOWY ALGORYTM ROZSZERZANIA BAZY W ARYTMETYCE RESZTOWEJ**

### **1. Wstęp**

Resztowy system liczbowy (ang. residue number system, RNS) może stanowić alternatywę dla binarnego systemu wagowego przy realizacji wielu algorytmów w cyfrowym przetwarzaniu sygnałów i RSA [5]. W RNS operacje dodawania, odejmowania i mnożenia wykonywane są niezależnie na poszczególnych parach cyfr operandów. Powoduje to, że nie występują przeniesienia między poszczególnymi pozycjami liczby. Jednak użycie RNS wymaga konwersji liczby reprezentowanej zwykle w systemie z uzupełnieniem do dwóch ( $U_2$ ) do systemu resztowego, a następnie odwrotnej konwersji wyniku z systemu resztowego do systemu  $U_2$ . Inne operacje, takie jak dzielenie czy określanie znaku liczby oraz rozszerzanie bazy, są stosunkowo trudne do realizacji w systemie resztowym. Stąd system RNS może być atrakcyjny dla rozwiązań, gdzie dominują operacje dodawania/odejmowania i mnożenia. Taka sytuacja występuje przy realizacji algorytmów w cyfrowym przetwarzaniu sygnałów, takich jak filtracja FIR (ang. Finite Impulse Response) czy obliczanie szybkiej transformaty Fouriera. W wyniku mnożenia w RNS możemy uzyskać nadmiar arytmetyczny, co objawi się błędnym rezultatem operacji. Aby zapobiec nadmiarowi, po każdym mnożeniu konieczne jest zwykle zastosowanie skalowania, tzn. dzielenia przez pewną liczbę  $K$ , która została zastosowana do przekształcenia zwykle ułamkowych współczynników algorytmu na liczby całkowite. Algorytmy skalowania przedstawiono w licznych pracach [1-4]. Algorytm skalowania generalnie zależy od tego, czy baza

---

<sup>1</sup> Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki, Katedra Automatyki, ul. G. Narutowicza 11/12, 80-233 Gdańsk, e-mail: robert.smyk@pg.edu.pl

<sup>2</sup> Akademia Nauk Stosowanych w Elblągu, Instytut Informatyki Stosowanej im. K. Brzeskiego, ul. Wojska Polskiego 1, 82-300 Elbląg, e-mail: m.czyzak@ans-elblag.pl

systemu resztowego obejmuje pewien zestaw potęg liczby dwa, czy też stanowi zestaw modułów o długości binarnej zwykle 5, 6 bitów.

W pracy przedstawiono nowy algorytm rozszerzania bazy oparty na chińskim twierdzeniu o resztach (ang. Chinese Remainder Theorem, CRT). Rozszerzanie bazy polega na tym, że dla danej bazy systemu i zbioru reszt względem modułów bazy dla danej liczby  $X$  należy znaleźć resztę dla modułu lub modułów niewchodzących w skład bazy. Rozszerzenie bazy jest ogólną operacją w systemie liczbowym. Jest ona jednak szczególnie przydatna w przypadku wspomnianego wcześniej skalowania w systemie resztowym, gdyż przy skalowaniu przez współczynnik skalowania  $K$ , będący iloczynem wybranych modułów bazy, reszty dla modułów niewchodzących w skład  $K$  mogą być łatwo wyznaczone przez mnożenie każdego z nich przez odwrotność multiplikatywną każdego z tych modułów względem  $K$ . Stąd efektywność algorytmu skalowania w tym przypadku w sposób istotny zależy od efektywności algorytmu rozszerzania bazy o moduły wchodzące w skład współczynnika skalowania  $K$ . Innym bardzo istotnym zastosowaniem jest użycie algorytmu rozszerzania bazy w przypadku realizacji szyfrowania RSA z użyciem systemu resztowego. W algorytmie RSA opartym na mnożeniu metodą Montgomery konieczne jest dwukrotne zastosowanie algorytmu rozszerzania bazy. W związku z tym, podobnie jak w przypadku algorytmu skalowania, również przy realizacji tego algorytmu efektywność algorytmu rozszerzania bazy istotnie może wpłynąć na wypadkową efektywność obliczeniową algorytmu RSA. W sekcji drugiej omówiono podstawy systemu RNS, w sekcji trzeciej przedstawiono nowy algorytm rozszerzania bazy, w sekcji czwartej przedstawiono przykład numeryczny, w sekcji piątej architekturę układu realizującego nowy algorytm rozszerzania bazy, a w sekcji szóstej omówiono złożoność uzyskanej realizacji układowej.

## 2. Resztowy system liczbowy

Resztowy system liczbowy RNS jest zdefiniowany przez bazę  $B = \{m_1, m_2, \dots, m_n\}$ , czyli przez zbiór zwykle wzajemnie pierwszych nieujemnych liczb zwanych modułami. Zakres liczbowy  $M$  systemu resztowego zdefiniowany jest jako  $M = \prod_{i=1}^n m_i$ .  $M$  oznacza ilość liczb całkowitych, które mogą być reprezentowane przy użyciu danej bazy. Jeśli moduły są wzajemnie pierwsze, tzn.  $\gcd(m_j, m_k) = 1$  dla  $j \neq k$ ,  $j, k = 1, 2, \dots, n$ , to każda liczba całkowita  $X$  z zakresu  $[0, M - 1]$  może być reprezentowana przez wektor  $n$  liczb całkowitych  $(x_1, x_2, \dots, x_n)$ , gdzie  $x_i = |X|_{m_j}$



rozumiane są jako reszty jednoznacznie reprezentujące w systemie RNS liczbę  $X$ . Operacje arytmetyczne dodawania, odejmowania i mnożenia w systemie RNS są definiowane jako

$$(x_1, x_2, \dots, x_n) \oplus (y_1, y_2, \dots, y_n) = (z_1, z_2, \dots, z_n), \quad (1)$$

gdzie  $z_i = |x_i \oplus y_i|_{m_i}$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$ , a symbol  $\oplus$  oznacza operację dodawania, odejmowania lub mnożenia przeprowadzaną w małych pierścieniach  $R(m_i)$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$ . Warunek wzajemnej pierwszości modułów zapewnia, że odwzorowanie między pierścieniem modulo  $M$  a sumą pierścieni  $R(m_i)$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$  jest izomorfizmem. Odwzorowanie takie może być zrealizowane przy użyciu chińskiego twierdzenia o resztach lub konwersji z mieszanymi podstawami (ang. Mixed Radix Conversion, MRC) [1]. CRT ma następującą postać

$$X = \left| \sum_{i=1}^n M_i |M_i^{-1}|_{m_i} x_i \right|_M, \quad (2)$$

gdzie  $M_i = \frac{M}{m_i}$ , a  $|M_i^{-1}|_{m_i}$  jest inwersją multiplikatywną  $M_i$  modulo  $m_i$ .

### 3. Nowy algorytm rozszerzania bazy

Algorytm ten polega na efektywnym użyciu CRT (2), które można też przedstawić jako

$$X = \left| \sum_{j=1}^n X_j \right|_M = \sum_{j=1}^n X_j - r \cdot M. \quad (3)$$

Rozszerzanie bazy o dodatkowy moduł  $m_{n+1}$  wymaga obliczenia reszty względem  $m_{n+1}$  dla danej liczby  $X$  reprezentowanej w systemie resztowym przy użyciu bazy  $B = \{m_1, m_2, \dots, m_n\}$ , zgodnie z zależnością  $|X|_{m_{n+1}} = \left| \left| \sum_{j=1}^n X_j \right|_M \right|_{m_{n+1}}$ . Wymaga to jednak redukcji modulo  $M$ , która jest złożona obliczeniowo dla dużych  $M$ , sięgających 40 bitów w przypadku realizacji niektórych algorytmów CPS. Operacji tej można uniknąć, stosując CRT w postaci (3), prawa strona wzoru, i następnie redukcji modulo  $m_{n+1}$  jak poniżej

$$|X|_{m_{n+1}} = \left| \sum_{j=1}^n X_j - rM \right|_{m_{n+1}}, \quad (4)$$

gdzie  $X_j$  to projekcje ortogonalne. Powyższe równanie można przedstawić w zmodyfikowanych formach jako

$$|X|_{m_{n+1}} = \left| \left| \sum_{j=1}^n X_j \right|_{m_{n+1}} + |-rM|_{m_{n+1}} \right|_{m_{n+1}} \quad (5)$$

lub

$$|X|_{m_{n+1}} = \left| \left| \sum_{j=1}^n |X_j|_{m_{n+1}} \right|_{m_{n+1}} + |-rM|_{m_{n+1}} \right|_{m_{n+1}}. \quad (6)$$

Efektywność danego algorytmu rozszerzania bazy istotnie zależy od skutecznego sposobu obliczania współczynnika nadmiaru  $r$  w CRT. Zależność (3) można dalej zapisać, dzieląc stronami przez  $M$  w postaci

$$\sum_{j=1}^n \frac{X_j}{M} = \frac{X}{M} + r \quad (7)$$

Zakładając, że  $r$  jest dodatnią liczbą całkowitą oraz ułamek  $X/M$  jest liczbą z zakresu  $[0,1)$ , uzyskujemy

$$r = \sum_{j=1}^n \frac{X_j}{M} - \frac{X}{M} = \sum_{j=1}^n \frac{|x_j N_j|_{m_j} M_j}{M} - \frac{X}{M}, \quad (8)$$

gdzie  $N_j = M_j^{-1}$  oznacza inwersję multiplikatywną  $M_j$  modulo  $m_j$ . Biorąc pod uwagę, że

$$m_j = \frac{\prod_{i=1, i \neq j}^n m_i}{M}, \quad i = 1, \dots, n, \quad (9)$$

otrzymujemy  $r$  w postaci

$$r = \sum_{j=1}^n \frac{|x_j N_j|_{m_j}}{m_j} - \frac{X}{M}. \quad (10)$$

Po przekształceniu (10) otrzymujemy

$$\frac{X}{M} = \sum_{j=1}^n \frac{|x_j N_j|_{m_j}}{m_j} - r. \quad (11)$$

Biorąc część całkowitą z obu stron, uzyskujemy

$$r = \left\lfloor \sum_{j=1}^n \frac{|x_j N_j|_{m_j}}{m_j} \right\rfloor. \quad (12)$$

Ułamki w (12) mogą mieć nieskończone reprezentacje binarne, w związku z tym ułamek powinien być zaokrąglony do ustalonej długości, co daje błąd  $e_j$ ,  $j = 1, 2, \dots, n$  dla każdego z ułamków

$$e_j = \frac{|x_j^{N_j}|_{m_j}}{m_j} - \left\lfloor \frac{|x_j^{N_j}|_{m_j}}{m_j} \right\rfloor, j = 1, 2, \dots, n. \quad (13)$$

Przy obliczaniu  $r$  konieczne jest takie obcięcie lub zaokrąglenie poszczególnych ułamków, aby można było otrzymać wartość  $r$  taką jak z (12). Przyjmując zaokrąglenie w dół oraz to, że sumaryczny błąd ma spełnić warunek  $e < 0.5$ , mamy

$$e = \sum_{j=1}^n \left( \frac{|x_j^{N_j}|_{m_j}}{m_j} - \left\lfloor \frac{|x_j^{N_j}|_{m_j}}{m_j} \right\rfloor \right) < 0.5, \quad (14)$$

a dla każdego z  $\epsilon'_j$  musi być spełniona poniższa zależność

$$\epsilon'_j = \frac{|x_j^{N_j}|_{m_j}}{m_j} - \left\lfloor \frac{|x_j^{N_j}|_{m_j}}{m_j} \right\rfloor < \frac{1}{2n}. \quad (15)$$

Przy spełnieniu (15) otrzymujemy przybliżenie  $r$  w postaci

$$r' = \sum_{i=1}^n \left\lfloor \frac{|x_j^{N_j}|_{m_j}}{m_j} \right\rfloor \quad (16)$$

i  $r'$  będzie należeć do przedziału  $r' \in (r - 0.5, r)$ . W związku z tym wartość indeksu nadmiaru można otrzymać jako

$$r'' = r = \lfloor r' \rfloor + 1. \quad (17)$$

Obliczony współczynnik nadmiaru  $r''$  może być dalej użyty w formule (6) rozszerzania bazy.

**Przykład 1.** Obliczenie indeksu nadmiaru i jego użycie do rozszerzenia bazy

Współczynnik nadmiaru zostanie wyznaczony dwoma sposobami, bezpośrednio oraz z wykorzystaniem proponowanego w niniejszej pracy algorytmu. Następnie obliczone  $r''$  zostanie wykorzystane do obliczenia nowej reszty przy użyciu algorytmu rozszerzania bazy.

Dokładną wartość współczynnika nadmiaru dla  $X = 10000001$  można wyznaczyć z zastosowaniem

$$r = \frac{\sum_{j=1}^n X_i - X}{M}. \quad (18)$$

Przyjmujemy bazę RNS  $B = \{32, 29, 27, 25, 23, 19, 17\}$  dla  $n = 7$ . Zakres liczbowy jest równy  $M = 4653525600$ . Zbiór reszt dla powyższych danych jest

następujący  $x \leftrightarrow (1, 21, 18, 11, 1, 15, 16, 6)$ . Projekcje ortogonalne (4) dla danego  $X$  mają wartości

$$X_1 = 3926412225,$$

$$X_2 = 3048861600,$$

$$X_3 = 1895880800,$$

$$X_4 = 4467384576,$$

$$X_5 = 4046544000,$$

$$X_6 = 3428913600,$$

$$X_7 = 2463631200.$$

Suma projekcji wynosi  $\sum_{j=1}^n X_j = 23277628001$ . Na podstawie (18) uzyskujemy  $r = 5$ .

Następnie obliczona zostanie wartość przybliżona  $r''$  przy użyciu proponowanej metody. Ułamki  $p_i = \frac{|X_j N_j| m_j}{m_j}$  mają następujące wartości

$$p_1 = 0,84375,$$

$$p_2 = 0,655172413793103,$$

$$p_3 = 0,5555555555,$$

$$p_4 = 0,96,$$

$$p_5 = 0,869565217391304,$$

$$p_6 = 0,736842105263157,$$

$$p_7 = 0,529411764705882.$$

Po zsumowaniu  $p_i$  uzyskujemy wartość  $r = 5,002$ , co można wyjaśnić błędem nadmiaru w arytmetyce zmiennoprzecinkowej. Po zaokrągleniu do 4 bitów zgodnie z (15) uzyskujemy następujące wartości  $\tilde{p}_i$

$$\tilde{p}_1 = 0,8125,$$

$$\tilde{p}_2 = 0,625,$$

$$\tilde{p}_3 = 0,5,$$

$$\tilde{p}_4 = 0,9375,$$

$$\tilde{p}_5 = 0,8125,$$

$$\tilde{p}_6 = 0,6875,$$

$$\tilde{p}_7 = 0,5.$$

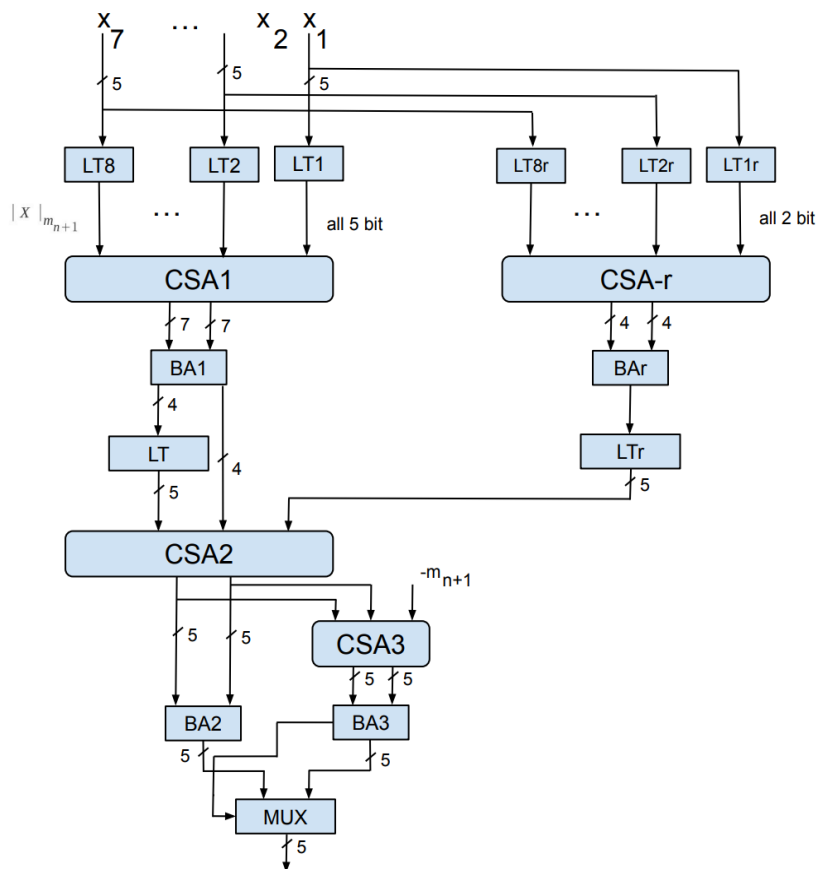
Finalnie otrzymujemy sumę ułamków obciętych jako  $r' = 4,875$ , co po zaokrągleniu daje  $r'' = \lfloor 4,875 \rfloor + 1 = 5$ .

Dana jest baza  $B = \{32, 29, 27, 25, 23, 19, 17\}$ . Baza ta będzie rozszerzona o moduł  $m_8 = 31$  dla liczby  $X = 10000001$ . Reszta obliczona bezpośrednio ma wartość  $|X|_{m_8} = 21$ . Rozszerzenie bazy zostanie zrealizowane na podstawie wzoru (6). Projekcje ortogonalne mają takie same wartości jak wyżej. Wykorzystujemy wyznaczoną wcześniej wartość współczynnika nadmiaru w CRT,  $r = 5$ . Wartość reszty dla modułu, o który rozszerzamy bazę, obliczono bezpośrednio  $x_8 = |X|_{m_8} = 21$ . Wartość reszty wyznaczonej przy użyciu (6) wynosi  $|X|_{31} = \left| \left| 23277628001 \right|_{31} \right|_{m_{n+1}} + \left| -5 \cdot 4653525600 \right|_{31} \Big|_{31} = 21$ .

#### 4. Architektura układu rozszerzania bazy

Przedstawiona na rys. 1 architektura zaprojektowanego układu rozszerzania bazy (ang. base extender, BE) realizuje rozszerzenie bazy o jeden moduł na podstawie zależności (6). Układ składa się z dwóch kanałów. W kanale pierwszym obliczana jest suma modulo  $m_{n+1}$  projekcji ortogonalnych zredukowanych uprzednio modulo  $m_{n+1}$ . W kanale drugim obliczany jest współczynnik nadmiaru  $r$  w CRT. W kanale pierwszym  $|X_j|_{m_{n+1}}$ ,  $j = 1, 2, \dots, 7$  obliczane są z zastosowaniem niewielkich funkcji logicznych, które mogą być realizowane przy użyciu małych pamięci typu ROM o rozmiarze  $\lceil \log m_j \rceil \times \lceil \log m_j \rceil$  adresowanych przez poszczególne reszty  $x_j$ ,  $j = 1, 2, \dots, 8$ . Operandy uzyskiwane na wyjściu poszczególnych pamięci są sumowane przy wykorzystaniu drzewa sumatorów CSA1. CSA (ang. Carry-Save Adder) jest wielooperandowym drzewem sumatorów o liczbie warstw podanej w [10, s. 104], składającym się z  $n-2$  sumatorów CSA dla  $n$ -operandów. Wektory wyjściowe drzewa CSA1, wektor sumy  $s$  oraz wektor przeniesienia  $c$ , są sumowane przy użyciu sumatora binarnego BA1. Aby przeprowadzić redukcję modulo  $m_{n+1}$  sumy  $S$ , którą otrzymujemy na wyjściu BA1, binarny wektor sumy  $s$  jest dzielony na dwa krótsze wektory  $s_H$  i  $s_L$  w taki sposób, aby wektor  $s_L$  reprezentował liczbę  $S_L$  mniejszą od  $m_{n+1}$ . Liczba  $S_H$ , reprezentowana przez wektor  $s_H$ , jest redukowana modulo  $m_{n+1}$  z zastosowaniem odwzorowania  $S_H \rightarrow |S_H|_{m_{n+1}}$  realizowanego przy użyciu małej pamięci typu ROM.

W kanale wyznaczającym  $r$  obliczane są wartości na podstawie zależności (17). Są one wyznaczane przy wykorzystaniu odwzorowania  $x_j \rightarrow \left\lfloor \frac{|x_j N_j|}{m_j} \right\rfloor$ . Następnie realizowane jest sumowanie przy użyciu drzewa CSA- $r$ . Wektory wyjściowe reprezentujące sumę i przeniesienie są sumowane w BA $r$ . W dalszej kolejności w LTr obliczana jest  $s_{BAr} \rightarrow |S_{BAr}|_{m_{n+1}}$ . W następnym kroku wykorzystywany jest sumator CSA2 obliczający sumę wartości z kanału pierwszego i kanału drugiego. Na wyjściu CSA2 zachodzi relacja  $S_{CSA2} + C_{CSA1} < 2 \cdot m_{n+1}$ ; w związku z powyższym do redukcji modulo  $m_{n+1}$  można zastosować dwuoperandowy sumator modulo  $m_{n+1}$ . Sumator CSA3 oblicza w kodzie U2 sumę  $S_{CSA2} + C_{CSA2} - m_{n+1}$ . W kolejnym stopniu wykonywane są równoległe sumowania  $S_{CSA2} + S_{CSA3}$ . Na podstawie wartości przeniesienia z bitu znaku sumatora BA3 wybierana jest przez multiplekser wartość wyjściowa. Jeśli wystąpiło przeniesienie, wybierana jest wartość z sumatora BA3, jeżeli przeniesienie się nie pojawi, wybierana jest wartość z BA2. Przyjęto, że wszystkie sumatory BA w układzie są  $n$ -bitowymi sumatorami szeregowymi o strukturze RCA (ang. ripple carry adder).



Rys. 1. Architektura układu rozszerzania bazy dla  $m_8 = 31$  i  $B = \{32, 29, 27, 25, 23, 19, 17\}$

## 5. Analiza złożoności sprzętowej i opóźnień BE

Poniżej przeanalizujemy złożoność sprzętową i czasową zaprojektowanego układu rozszerzania bazy BE. Złożoność  $A_{BE}$  można wyrazić jako złożoność głównego kanału  $A_{BE_m}$  oraz złożoność dodatkowego kanału  $A_{BE_r}$  do obliczania współczynnika nadmiaru  $r$ .

$$A_{BE_m} = n \cdot A_{LT(2^6 \times 6)} + A_{CSA(n-2,a)} + A_{BA(2^{a-2},a)} + A_{CSA(1,a)} + A_{CSA(1,a+2)} + A_{BA2(a)} + A_{BA3(a+2)}, \quad (19)$$

gdzie przyjmujemy, że  $a = \lceil \log m \rceil$ ,  $A_{CSA(n-2,a)}$  oznacza złożoność  $n-2$  operandowego sumatora CSA sumującego operandy  $a$ -bitowe; podstawiając do (19) złożoności poszczególnych bloków architektury, otrzymujemy

$$A_{BE_m} = nA_{LT}(2^a \times a) + (n-2)aA_{FA} + (a+2)A_{FA} + A_{LT}(2^{a-2} \times a) + aA_{FA} + (a+2)A_{FA} + a0.6A_{FA}. \quad (20)$$

Po uzupełnieniu wartości zgodnie z projektem układu przedstawionym w poprzednim punkcie uzyskujemy

$$A_{BE_m} = 8 \cdot 7,2A_{FA} + 7A_{FA} + 5A_{FA} + 5A_{FA} + 7A_{FA} + 5A_{FA} + 7A_{FA} + 0,6 \cdot 5A_{FA} = 96,2A_{FA}. \quad (21)$$

Złożoność sprzętową kanału do obliczania  $r$  można przedstawić następująco

$$A_{BE_r} = nA_{LT(2^a \times (a-3))} + A_{BA(5)} + A_{LT(2^{a-2} \times a)}, \quad (22)$$

Gdzie

$$A_{LT(2^5 \times 2)} = 64 \cdot 2 = 128 \sim 4A_{FA},$$

$$A_{LT(2^3 \times 2)} = 8 \cdot 5 \cdot 2 = 80 \sim 3A_{FA},$$

$$A_{BA(5)} = 5A_{FA}.$$

Po podstawieniu uzyskujemy  $A_{BE_r} = 4A_{FA} + 3A_{FA} + 5A_{FA} = 12A_{FA}$ .

Całkowita złożoność BE wynosi

$$A_{BE} = A_{BE_m} + A_{BE_r} = 96,2A_{FA} + 12A_{FA} = 108,2A_{FA},$$

co w przeliczeniu na tranzystory daje  $\sim 3462$  tranzystory.

Całkowite opóźnienie BE można wyznaczyć jako

$$t_{BE} = t_{LT(2^a \times a)} + \theta(n)t_{FA} + t_{BA1} + t_{LT(2^{a-1} \times q)} + t_{CSA2(1,a)} + t_{CSA3(1,a)} + t_{BA3(a+2)} + t_{MUX(2,1)}. \quad (23)$$

Dla  $a = 5$  otrzymujemy następujące wartości poszczególnych opóźnień

$$t_{LT(2^5 \times 5)} = 7,2t_{FA},$$

$$t_{CSA(8,5)} = \theta(n)t_{FA},$$

$$t_{BA1} = 7t_{FA},$$

$$t_{LT(2^4 \times 5)} = 7,2t_{FA},$$

$$t_{CSA2(1,5)} = t_{FA},$$

$$t_{CSA3(1,5)} = t_{FA},$$

$$t_{BA3(7)} = 5t_{FA},$$

$$t_{MUX(2,1)} = 0,7t_{FA}.$$

Opóźnienie pamięci ROM zostało oszacowane na podstawie danych z biblioteki Samsung SDK 150 [9]. Liczbę warstw w drzewie CSA  $n$ -operandowym oznaczono przez  $\theta(n)$  [10], co dla 7 operandów daje opóźnienie  $4t_{FA}$ . Opóźnienie sumatora pełnego przyjmujemy  $t_{FA} = 0,269 \text{ ns}$  [9]. Założono, że opóźnienie każdego z sumatorów BA jest równe  $l \cdot t_{FA}$ , gdzie  $l$  to długość binarna operandów. W zaprezentowanej architekturze BE użyto BA o długości 4, 5 i 7 bitów. Uwzględniając powyższe, uzyskujemy opóźnienie układu rozszerzania bazy  $t_{BE} = 8,9 \text{ ns}$ .

## 6. Porównanie

Dla wcześniej wymienionej bazy systemu RNS zaprojektowano układ według wcześniej wspomnianej metody Shenoya Kumaresana (SK), która jest uważana za najbardziej efektywną metodę rozszerzania bazy. Algorytm SK oparty jest na zastosowaniu dodatkowego modułu redundacyjnego, który pozwala na wyznaczenie współczynnika nadmiaru w CRT. Wadą tej metody jest konieczność użycia w całym układzie pracującym w RNS redundacyjnego kanału, co zwiększa złożoność sprzętową układu. Ponadto rozwiązanie SK wymaga zastosowania dużych pamięci ROM, co z jednej strony zwiększa opóźnienie BE, a z drugiej ogranicza w istotny sposób maksymalną częstotliwość potokowania. Układ SK wymaga pamięci ROM o binarnym adresie równym sumie długości binarnych modułów, przy założeniu że moduły są tej samej długości binarnej. Finalnie złożoność układu realizującego algorytm SK wynosi  $A_{BE,SK} = 103312$  tranzystorów.



## 7. Podsumowanie

W pracy przedstawiono nową metodę rozszerzania bazy opartą na CRT. Jednym z najbardziej istotnych elementów przy wykorzystaniu tego podejścia jest efektywne obliczenie współczynnika nadmiaru w formule CRT. Sposób obliczenia tego współczynnika ma bardzo istotny wpływ na złożoność realizacji układowej BE. Opisano nowy sposób obliczania tego współczynnika, umożliwiający wielokrotną redukcję złożoności sprzętowej kanału obliczającego współczynnik nadmiaru. Układ BE zawiera tylko małe pamięci typu ROM, które w razie potrzeby mogą być zastąpione odpowiednimi funkcjami logicznymi, co w efekcie daje możliwość potokowania na poziomie przerzutnika typu zatrzask. W związku z tym częstotliwość potokowania zależy tylko od opóźnienia pełnego sumatora i przerzutnika typu zatrzask. Układ BE nie wymaga operacji na dużych liczbach, obliczenia w systemie resztowym odbywają się tylko przy użyciu krótkich operandów binarnych.

## Bibliografia

1. Szabo N.S., Tanaka R.I.: Residue arithmetic and its applications to computer technology. New York: McGraw-Hill, 1967.
2. Ulman Z., Czyżak M., Zurada J.: Effective RNS scaling algorithm with the Chinese remainder theorem decomposition. Proceedings of IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing, vol. 2, May 1993, pp. 528-531.
3. Kong Y., Phillips B.: Fast scaling in the residue number system. IEEE Transactions on Very Large Scale Integration Systems (VLSI), vol. 17, no. 3, 2009, pp. 443-447.
4. Chang C.H., Low J.Y.S.: Simple, fast, and exact RNS scaler for the three-moduli set  $\{2^n - 1, 2^n, 2^n + 1\}$ . IEEE Transactions on Circuits and Systems I: -Regular Papers, vol. 58, no. 11, November 2011, pp. 2686-2697.
5. Garcia A., Lloris A.: A look-up scheme for scaling in the RNS. IEEE Transactions on computers, vol. 48, no. 7, July 1999, pp. 748-751.
6. Bajard J.-C., Imbert L.: A full RNS implementation of RSA. IEEE Transactions on computers, vol. 53, no. 6, June 2004, pp. 769-774.
7. Posch K.C., Posch R.: Modulo reduction in residue number systems. IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems, vol. 6, no. 5, May 1995, pp. 449-454.

8. Shenoy A.P., Kumaresan R.: Fast base extension using a redundant modulus in RNS. IEEE Transactions on Computers, vol. 38, no. 2, Feb. 1989, pp. 292-297.
9. Biblioteka Samsung STDH 150
10. Hwang K.: Computer arithmetic. Principles, Architecture and Design, John Wiley & Sons, 1979.

### Streszczenie

Przedstawiono nowy algorytm rozszerzania bazy w resztowym systemie liczbowym bez użycia nadmiarowego modułu. Rozszerzanie bazy jest kluczową operacją w wielu zastosowaniach, gdzie używany jest resztowy system liczbowy, takich jak cyfrowe przetwarzanie sygnałów, jak też implementacja systemu szyfrowania algorytmem Rivesta-Shamira-Adlemana (RSA). Ortogonalne projekcje występujące w chińskim twierdzeniu o resztach dla modułu, o który jest rozszerzana baza systemu resztowego, przechowywane są w niewielkich pamięciach typu ROM (ang. Read-Only Memory) w formie resztowej. Projekcje te są sumowane w sumatorze binarnym i otrzymana suma jest redukowana dla modułu, o który rozszerzana jest baza. Metoda wykorzystuje nowy i efektywny algorytm obliczania współczynnika nadmiaru w chińskim twierdzeniu o resztach. Umożliwia ona wielokrotną redukcję złożoności sprzętowej.

**Słowa kluczowe:** arytmetyka resztowa, rozszerzanie bazy.

Robert SMYK<sup>3</sup>, Maciej CZYŻAK<sup>4</sup>

## **Rozdział 2. ULEPSZONE SKALOWANIE W NIEREDUNDANCYJNEJ ARYTMETYCE RESZTOWEJ**

### **1. Wstęp**

System RNS (ang. Residue Number System) może stanowić alternatywę dla binarnego systemu wagowego przy realizacji wielu algorytmów w cyfrowym przetwarzaniu sygnałów i systemu szyfrowania algorytmem Rivesta-Shamira-Adlemana (RSA). System RNS został pierwotnie opisany przez Svobodę [1, 2]. Później system resztowy został przedstawiony przez Garnera [3]. Rozszerzony opis RNS przedstawili Szabo, Tanaka [4]. Nowsze opracowania to [5, 6].

W RNS operacje dodawania, odejmowania i mnożenia wykonywane są niezależnie na poszczególnych parach cyfr operandów. Powoduje to, że nie występują przeniesienia między poszczególnymi pozycjami liczby. Jednak użycie RNS wymaga konwersji liczby reprezentowanej zwykle w systemie z uzupełnieniem do dwóch ( $U_2$ ) do systemu resztowego, a następnie odwrotnej konwersji wyniku z systemu resztowego do systemu  $U_2$ . Inne operacje, takie jak dzielenie czy określenie znaku liczby, są stosunkowo trudne do realizacji w systemie resztowym. Stąd system RNS może być atrakcyjny dla rozwiązań, gdzie dominują operacje dodawania/odejmowania i mnożenia. Taka sytuacja występuje przy realizacji algorytmów w cyfrowym przetwarzaniu sygnałów, takich jak filtracja FIR (ang. Finite Impulse Response) czy obliczanie szybkiej transformaty Fouriera. Przy przeprowadzaniu przetwarzania w RNS wymienionymi wcześniej algorytmami może powstać nadmiar arytmetyczny, np. w wyniku mnożenia, ze względu na zakres liczbowy systemu. Może to dalej doprowadzić do błędnego rezultatu operacji.

---

<sup>3</sup> Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki, Katedra Automatyki, ul. G. Narutowicza 11/12, 80-233 Gdańsk, e-mail: robert.smyk@pg.edu.pl

<sup>4</sup> Akademia Nauk Stosowanych w Elblągu, Instytut Informatyki Stosowanej im. K. Brzeskiego, ul. Wojska Polskiego 1, 82-300 Elbląg, e-mail: m.czyzak@ans-elblag.pl

Aby zapobiec nadmiarowi, po każdym mnożeniu konieczne jest przeskalowanie wyniku pośredniego, tzn. wykonanie dzielenia przez pewną liczbę  $K$ , która została zastosowana do przekształcenia zwykle ułamkowych współczynników algorytmu przetwarzania na liczby całkowite.

Algorytmy skalowania przedstawiono w wielu pracach [7-17]. Algorytm skalowania generalnie zależy od tego, czy baza systemu resztowego obejmuje pewien zestaw potęg liczby dwa, czy też stanowi zestaw modułów o długości binarnej, zwykle 5, 6 bitów. Początkowo opracowane algorytmy opierały się na systemie z mieszanymi podstawami (ang. mixed radix system, MRS) oraz chińskim twierdzeniu o resztach (ang. Chinese Remainder Theorem, CRT). Zasadniczo istnieją dwie grupy metod skalowania. Jedną z grup obejmuje metody skalowania wykorzystujące niewielkie 5–7-bitowe moduły bazy systemu resztowego. Drugą grupą to metody używające modułów bazy RNS typu  $2^k$  [16]; zwykle są to bazy 3–5-modułowe. Wiele z metod skalowania wykorzystuje duże pamięci typu ROM. Prowadzi to do zwiększenia rozmiarów koniecznego sprzętu, a także stosunkowo dużych opóźnień układu skalującego. Użycie dużych pamięci typu ROM powoduje także niemożność uzyskania odpowiednio wysokich częstotliwości potokowania rzędu kilkuset MHz w szybkich układach przetwarzania sygnałów. Szczegółowy przegląd metod skalowania znajduje się w [16] oraz [18]. Celem tego rozdziału jest przedstawienie metody, która charakteryzuje się niewielką złożonością sprzętową w porównaniu z innymi metodami oraz może zapewnić dużą częstotliwość potokowania nawet na poziomie czasu opóźnienia przerzutnika zatraskowego.

W niniejszej pracy przedstawiono nowy algorytm skalowania oparty na CRT. Głównym problemem przy obliczaniu liczby przy użyciu CRT jest realizacja operacji modulo  $M$ , gdzie  $M$  to duża liczba określająca zakres liczbowy systemu RNS. W sekcji drugiej przedstawiono podstawy systemu resztowego. W sekcji trzeciej zaprezentowano podstawy operacji skalowania. W sekcji czwartej pracy pokazano nowy, efektywny sposób obliczania współczynnika nadmiaru występującego w CRT. W sekcji ostatniej omówiono uproszczoną architekturę skalera wraz z analizą złożoności sprzętowej i czasowej oraz porównanie z innymi metodami.

## 2. Resztowy system liczbowy

Resztowy system liczbowy (RNS) jest całkowitoliczbowym systemem liczbowym zdefiniowanym przez zbiór modułów  $B = \{m_1, m_2, \dots, m_L\}$  względnie pierwszych, tzn. żadna para ze zbioru  $B$  nie zawiera wspólnego czynnika różnego od 1. Liczność zbioru liczb w RNS jest równa  $M = \prod_{i=1}^L m_i$ .  $M$  zwane też jest dynamicznym zakresem

RNS. Operacje algebraiczne dodawania, odejmowania i mnożenia mogą być wykonywane równoległe na resztach względem tych samych modułów. Dla dwóch liczb  $X \leftrightarrow (x_1, x_2, \dots, x_L)$  i  $Y \leftrightarrow (y_1, y_2, \dots, y_L)$  reprezentowanych w systemie resztowym mogą być wykonane niezależnie na poszczególnych parach cyfr, jak niżej

$$Z \leftrightarrow (x_1 \oplus y_1, x_2 \oplus y_2, \dots, x_L \oplus y_L), \quad (1)$$

gdzie  $z_i = |x_i \oplus y_i|_{m_i}$  i  $i = 1, 2, \dots, N$ . Symbol  $\oplus$  w (1) oznacza dodawanie lub odejmowanie bądź mnożenie.

Teoretyczną bazę dla konwersji liczby resztowej na liczbę reprezentowaną w wagowym systemie liczbowym stanowi CRT, które ma następującą postać

$$X = \left| \sum_{i=1}^n M_i |M_i^{-1}|_{m_i} x_i \right|_M, \quad (2)$$

gdzie  $M_i = \frac{M}{m_i}$  a  $|M_i^{-1}|_{m_i}$  jest inwersją multiplikatywną  $M_i$  modulo  $m_i$ .

### 3. Algorytm skalowania

Liczba naturalna  $X$  może być wyrażona przy użyciu CRT w sposób następujący

$$X = \left| \sum_{j=1}^n X_j \right|_M = \sum_{j=1}^n X_j - rM, \quad (3)$$

gdzie  $r$  to współczynnik nadmiaru, a

$$X_j = |x_j N_j|_{m_j} M_j, \quad j = 1, 2, \dots, n, \quad (4)$$

$$x_j = |X|_{m_j}, \quad (5)$$

$$N_j = \left| \frac{1}{M_j} \right|_{m_j}, \quad (6)$$

$$M_j = \prod_{i=1, i \neq j}^n m_i. \quad (7)$$

Jeśli realizujemy skalowanie przez pewną liczbę  $K$ , rezultat skalowania ma postać

$$Y = \frac{X}{K} = \sum_{j=1}^n \frac{X_j}{K} - r \frac{M}{K}. \quad (8)$$

Użycie (3) wymaga obliczenia współczynnika  $r$ . Dzieląc obie strony (3) przez  $M$  i biorąc część całkowitą z obu stron, otrzymujemy

$$\frac{X}{M} = \sum_{j=1}^n \frac{X_j}{M} - r. \quad (9)$$

Stąd

$$r = \left\lfloor \sum_{i=1}^n \frac{X_j}{M} \right\rfloor. \quad (10)$$

Podsumowując, rezultat skalowania otrzymuje się w następującej formie

$$Y = \sum_{i=1}^n \frac{X_j}{K} - \left\lfloor \sum_{i=1}^n \frac{X_j}{M} \right\rfloor \frac{M}{K}. \quad (11)$$

Aby obliczyć  $\frac{X_j}{M}$ , ułamki te muszą być w pewien sposób zredukowane.

Uwzględniając, że  $X_j = \lfloor x_j N_j \rfloor_{m_j} M_j$ , otrzymujemy

$$r = \left\lfloor \sum_{i=1}^n \frac{\lfloor x_j N_j \rfloor_{m_j} M_j}{M} \right\rfloor = \left\lfloor \sum_{i=1}^n \frac{\lfloor x_j N_j \rfloor_{m_j}}{m_j} \right\rfloor. \quad (12)$$

Jeżeli ułamki  $\frac{\lfloor x_j N_j \rfloor_{m_j}}{m_j}$  przybliżymy przez użycie reprezentacji binarnej o pewnej skończonej liczbie cyfr, to przez obcięcie mniej znaczących cyfr otrzymamy

$$r = \left\lfloor \sum_{i=1}^n \left\lfloor \frac{\lfloor x_j N_j \rfloor_{m_j}}{m_j} \right\rfloor \right\rfloor. \quad (13)$$

Przybliżenie ułamka o nieskończonym rozwinięciu binarnym ułamkiem binarnym o skończonej długości przez obcięcie mniej znaczących cyfr daje błąd

$$e = \sum_{j=1}^n \epsilon_j = \sum_{j=1}^n \left( \frac{\lfloor x_j N_j \rfloor_{m_j}}{m_j} - \left\lfloor \frac{\lfloor x_j N_j \rfloor_{m_j}}{m_j} \right\rfloor \right). \quad (14)$$

Istotny jest dobór długości reprezentacji obciętych ułamków. Jeśli dla każdego ułamka spełniony będzie warunek jak niżej

$$\epsilon_j = \frac{\lfloor x_j N_j \rfloor_{m_j}}{m_j} - \left\lfloor \frac{\lfloor x_j N_j \rfloor_{m_j}}{m_j} \right\rfloor < \frac{1}{2n}, \quad (15)$$

to przybliżoną wartość  $r$  można obliczyć jako

$$r' = \sum_{i=1}^n \left\lfloor \frac{\lfloor x_j N_j \rfloor_{m_j}}{m_j} \right\rfloor \quad (16)$$

oraz  $r'$  będzie należeć do przedziału  $r' \in (r - 0.5, r)$ . W związku z tym obliczaną wartość  $r$  można otrzymać jako

$$r'' = r = \lfloor r' \rfloor + 1 \quad (17)$$

**Przykład 1.** Obliczanie indeksu nadmiaru  $r''$  w CRT.

Obliczymy najpierw, na podstawie (3), dokładną wartość  $r$

$$r = \frac{\sum_{j=1}^n X_j - X}{M} \quad (18)$$

Przyjmujemy bazę RNS dla  $n = 8$  w postaci  $B = \{32,31,29,25,23,19,17\}$ . Niech  $X = 10000001$ . Wektor reszt dla przyjętego  $X$  jest następujący:  $x \leftrightarrow (1,21,18,11,1,15,16,6)$ . Projekcje ortogonalne (4) dla danego  $X$  mają wartości

$$X_1 = 22540514625,$$

$$X_2 = 97724037600,$$

$$X_3 = 119387001600,$$

$$X_4 = 122887546400,$$

$$X_5 = 23081486976,$$

$$X_6 = 87810004800,$$

$$X_7 = 129074104800,$$

$$X_8 = 118801771200.$$

Po zsumowaniu, na podstawie (18), uzyskujemy  $r = 5$ .

Następnie obliczona zostanie wartość przybliżona  $r$  przy wykorzystaniu proponowanej metody. Ułamki  $p_i = \frac{|X_j N_j|_{m_j}}{m_j}$  mają następujące wartości

$$p_1 = 0,156250,$$

$$p_2 = 0,677419,$$

$$p_3 = 0,827586,$$

$$p_4 = 0,851852,$$

$$p_5 = 0,160000,$$

$$p_6 = 0,608696,$$

$$p_7 = 0,894737,$$

$$p_8 = 0,823529.$$

Biorąc pod uwagę, że liczba modułów  $n = 8$ , to zgodnie z (13) uzyskujemy następujące wartości  $\tilde{p}_i$  obcięte do 4 bitów

$$\begin{aligned}
\tilde{p}_1 &= 0,25000000000, \\
\tilde{p}_2 &= 0,62500000000, \\
\tilde{p}_3 &= 0,81250000000, \\
\tilde{p}_4 &= 0,81250000000, \\
\tilde{p}_5 &= 0,12500000000, \\
\tilde{p}_6 &= 0,56250000000, \\
\tilde{p}_7 &= 0,87500000000, \\
\tilde{p}_8 &= 0,81250000000.
\end{aligned}$$

Finalnie otrzymujemy sumę ułamków obciętych jako  $r' = 4,75$ . Zgodnie z zależnością (17) uzyskujemy  $r'' = 4,75 + 1 = 5$ . W ten sposób wykazaliśmy zgodność współczynnika  $r''$  ze współczynnikiem  $r$  otrzymanym na podstawie oryginalnych projekcji ortogonalnych.

#### 4. Zasada skalowania

Niech  $\frac{M}{K}$  jest liczbą całkowitą; przykładowo  $K$  może być iloczynem wybranych modułów z bazy  $B$ . Zasadę skalowania opisuje zależność

$$Y_e = \{Y\} = \left\{ \frac{X}{K} \right\} = \sum_{i=1}^n \left[ \frac{X_j}{K} \right] - \left[ \sum_{i=1}^n \left[ \frac{|x_j^{N_j}|_{m_j}}{m_j} \right] + 1 \right] \cdot \frac{M}{K}. \quad (19)$$

W systemie resztowym mamy

$$|Y_e|_{m_j} = |\{Y\}|_{m_j} = \left| \sum_{i=1}^n \left[ \frac{X_j}{K} \right] \right|_{m_j} - \left[ \sum_{i=1}^n \left[ \frac{|x_j^{N_j}|_{m_j}}{m_j} \right] + 1 \right] \cdot \frac{M}{K} \Big|_{m_j}. \quad (20)$$

Błąd skalowania jest równy

$$e = \sum_{j=1}^n e_j = Y - Y_e, \quad (21)$$

gdzie  $e_j$  jest błędem skalowania każdej z projekcji i ma postać

$$e_j = \frac{x_j}{K} - \left[ \frac{x_j}{K} \right] \quad (22)$$



oraz  $0 \leq e_j < 1$  i  $0 \leq e < m$ . Błędy  $e_j$  możemy skompensować przez dodanie do  $\left\lfloor \frac{X_j}{K} \right\rfloor$  liczby binarnej, która częściowo kompensuje błąd obcięcia. Wystarczy, by długość reprezentacji binarnej wartości kompensujących była równa  $\log_2 n$  –bitów, wtedy błąd skalowania po kompensacji  $e_j^c$  spełnia zależność  $e_j^c < n \cdot 2^{-m} \leq 1$ .

**Przykład 2.** Realizacja skalowania z zastosowaniem nowej metody obliczania współczynnika nadmiaru w CRT

Liczba skalowana  $X = 10000001$ , współczynnik skalowania  $K = 32 \cdot 31 \cdot 29 = 28708$ . Wynik skalowania otrzymany bezpośrednio jest równy  $Y = 347,608489$ . Dla bazy jak w przykładzie 1 otrzymaliśmy  $r = 5$ .

Projekcje przeskalowane przez  $K$  są następujące

$$\frac{X_1}{K} = 783527,343750000000,$$

$$\frac{X_2}{K} = 3396970,161290322430,$$

$$\frac{X_3}{K} = 4149993,103448275942,$$

$$\frac{X_4}{K} = 4271675,000000000000,$$

$$\frac{X_5}{K} = 802332,000000000000,$$

$$\frac{X_6}{K} = 3052350,000000000000,$$

$$\frac{X_7}{K} = 4486725,000000000000,$$

$$\frac{X_8}{K} = 4129650,000000000000.$$

Suma projekcji przeskalowanych  $S_P = \sum_{i=1}^n \left\lfloor \frac{X_j}{K} \right\rfloor = 25073222,6085$ . Na podstawie przykładu 1 dla tego samego  $X$  uzyskujemy współczynnik  $r = 5$ . Dla bazy  $B$  otrzymujemy  $\frac{M}{K} = \frac{144259293600}{28768} = 5014575$ . Finalnie

$$Y_e = S - r \cdot \frac{M}{K} = 25073222 - 5 \cdot 5014575 = 347.$$

Resztę liczby skalowanej dla każdego z modułów bazy można wyrazić następująco

$$|Y|_{m_j} = \left| |S_P|_{m_j} + m_j - \left| r \cdot \frac{M}{K} \right|_{m_j} \right|_{m_j}, j = 1, 2, \dots, 8 \quad (23)$$

Po podstawieniu uzyskujemy reszty liczby przeskalowanej  $|Y|_{m_1} = 27$ ,  $|Y|_{m_2} = 6$ ,  $|Y|_{m_3} = 28$ ,  $|Y|_{m_4} = 23$ ,  $|Y|_{m_5} = 22$ ,  $|Y|_{m_6} = 2$ ,  $|Y|_{m_7} = 5$ ,  $|Y|_{m_8} = 7$ .

Po podstawieniu do zależności na CRT otrzymujemy  $X = 347$ .

## 5. Architektura układu skalera

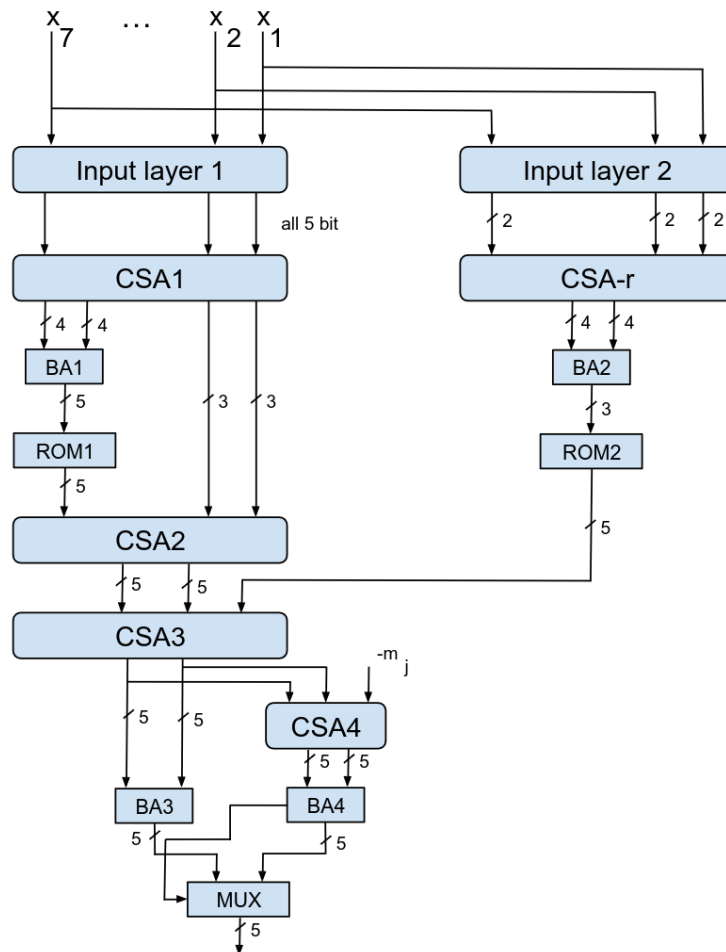
Realizacja algorytmu skalowania obejmuje obliczenie na etapie projektowania przeskalowanych projekcji oraz współczynników  $\frac{|x_j N_j|_{m_j}}{m_j}$  i zapamiętanie ich w pamięciach typu ROM.

*Algorytm 1.* Nowy algorytm skalowania w układzie

1. Odczytaj równoległe wartości  $\left\lfloor \frac{x_j}{K} \right\rfloor_{m_j}$  oraz  $\left\lfloor \frac{x_j N_j}{m_j} \right\rfloor$ ,  $j=1,2,\dots,8$
2. Oblicz równoległe  $S_p = \sum_{j=1}^n \left\lfloor \frac{x_j}{K} \right\rfloor_{m_j}$  oraz  $r = \left\lfloor \sum_{j=1}^n \left\lfloor \frac{x_j N_j}{m_j} \right\rfloor \right\rfloor + 1$ , następnie oblicz przez look-up  $b_j = \left\lfloor -r \cdot \frac{M}{K} \right\rfloor_{m_j}$ ,  $j=1,2,\dots,8$
3. Oblicz sumę  $S = S_p + b_j$  i wykonaj redukcję  $|S|_{m_j}$ ,  $j=1,\dots,8$

Architektura skalera składa się z  $n$ -kanałów oraz kanału obliczania  $r$  (część tego kanału jest wspólna dla wszystkich modułów). W kanale obliczania  $r$  sumowane są skrócone reprezentacje binarne  $\left\lfloor \frac{x_j N_j}{m_j} \right\rfloor$  przy użyciu 8-operandowego drzewa sumatorów CSA (ang. Carry-Save Adder). Operandy na jego wyjściu są sumowane w sumatorze binarnym, a następnie przez odczyt zawartości pamięci ROM (look-up) obliczana jest wartość  $b_j$ . W kanale dla  $m_j$  obcięte projekcje ortogonalne są odczytywane z pamięci ROM ( $2^{\lceil \log m \rceil} \times \lceil \log m \rceil$ ). Suma na wyjściu CSA1 reprezentowana w postaci wektora przeniesień  $\mathbf{c}$  i wektora sumy  $\mathbf{s}$  jest wstępnie zredukowana do zakresu  $2m$ . Jest to realizowane przez podział wektorów  $\mathbf{c}$  i  $\mathbf{s}$  na część starszą z indeksem H i młodszą z indeksem L, co dalej oznaczamy  $\mathbf{c} = (\mathbf{c}_H, \mathbf{c}_L)$  i  $\mathbf{s} = (\mathbf{s}_H, \mathbf{s}_L)$ . Podział taki jest wykonywany w ten sposób, aby suma liczb reprezentowanych przez wektory  $\mathbf{c}_L$  i  $\mathbf{s}_L$  była  $\leq m$ . W ten sposób, jeśli zredukujemy modulo  $m$  liczbę reprezentowaną przez wektory  $\mathbf{c}_H$  i  $\mathbf{s}_H$ , uzyskamy redukcję sumy na wyjściu CSA1 do zakresu  $[0, 2m)$ . Redukcja

modulo  $m$  liczby reprezentowanej przez wektory  $\mathbf{c}_H$  jest realizowana w ten sposób, że są one dodawane, a ich suma jest redukowana modulo  $m$  przez użycie generatora modulo  $m$  zrealizowanego z zastosowaniem pamięci ROM. Sumatory CSA2 i CSA3 wykonują odpowiednie sumowania, a redukcja modulo  $m$  jest wykonywana w ten sposób, że obliczana jest różnica między liczbą, która ma być zredukowana modulo  $m$ , a  $m$  przy użyciu CSA4. Następnie wykorzystywane są równoległe dwa sumatory binarne: BA3 i BA4.



Rys. 1. Schemat układu skalera

## 6. Analiza złożoności sprzętowej i opóźnienia skalera

Poniżej przeanalizujemy złożoność sprzętową i czasową zaprojektowanego układu. Złożoność sprzętową skalera można wyrazić następująco

$$A_{SKAL} = n \cdot A_{ROM(2^5 \times 5)} + A_{MOMA}(n + 1) + A_{mgi} \cdot \quad (24)$$

Dalej przyjmujemy, że  $a = \lceil \log m \rceil$  oraz złożoność  $A_{MOMA}(n + 1)$  sumatora  $n + 1$  operandowego jest następująca

$$A_{MOMA}(n + 1) = A_{CSA}(n - 2, a) + A_{BA}(a) + A_{ROM}(2^a \times a) + \quad (25)$$

$$A_{CSA}(1, a - 2) + A_{CSA3}(1, a) + A_{CSA4}(a) + 2A_{BA}(a) + A_{MUX}(a).$$

Symbol  $A_{CSA}(n - 2, a)$  oznacza złożoność sprzętową  $n - 2$  operandowego sumatora CSA.  $A_{mgi}$  w (24) oznacza złożoność sprzętową końcowego dwuoperandowego generatora modulo  $m$ . Złożoność ta jest reprezentowana przez trzy ostatnie składniki w (25).

Złożoności poszczególnych podukładów dla  $a=5$  przedstawiono w tabeli 1. Za jednostkę złożoności przyjęto złożoność sprzętową sumatora pełnego  $A_{FA}$  (ang. Full Adder).

Tabela 1

Złożoności sprzętowe elementów składowych układu skalera

Oznaczenie	Jednostka [FA]
$8 \cdot A_{ROM}(2^6 \times 6)$	73,6
$A_{CSA1}$	30
$A_{BA1}$	5
$A_{ROM}(2^a \times a)$	9,2
$A_{CSA2}$	3
$A_{CSA3}$	5
$A_{CSA4}$	5
$A_{BA2}$	5
$A_{BA3}$	5
$A_{BA4}$	6
$A_{MUX}$	0,7
$A_{bj}$	1

Złożoność kanału obliczania  $r$  w tym przypadku jest na poziomie 15 FA. Złożoność skalera  $A_{SKAL} = 1185,4$  FA ( $A_{SKAL} = 37933$  tranzystorów).

#### Opóźnienie układowej realizacji skalera

Opóźnienie skalera zostało poniżej wyrażone jako suma opóźnień poszczególnych stopni układu zgodnie z przejściem sygnału od wejść do wyjścia układu

$$t_{SKAL} = t_{ROM(2^a \times a)} + t_{CSA(8,a)} + t_{BA(a-1)} + t_{ROM(2^a \times a)} \quad (26)$$

$$+ t_{CSA(1,a)} + t_{CSA3(1,a)} + t_{CSA4(1,a)} + t_{BA2(a)} + t_{MUX(2:1)}.$$

Opóźnienia poszczególnych stopni układu są następujące:  $t_{ROM(2^a \times a)} = 7,2t_{FA}$ ,  $t_{CSA(8,a)} = \theta(n)t_{FA}$ ,  $t_{BA(a-1)} = t_{FA}$ ,  $t_{CSA(1,a)} = t_{FA}$ .

Sumaryczne opóźnienie skalera

$$t_{SKAL} = 7,2t_{FA} + 4t_{FA} + 3t_{FA} + 7,2t_{FA} + \quad (27)$$

$$1t_{FA} + 1t_{FA} + 1t_{FA} + 5t_{FA} + t_{FA} = 30,4t_{FA}.$$

Rzeczywiste czasy opóźnienia możemy szacować na podstawie  $t_{FA}$  dla poszczególnych bibliotek standard cell library [19]. Przykładowo dla STDH firmy Samsung mamy  $t_{FA} = 0,269$  ns, co daje w przybliżeniu dla  $t_{SKAL} = 8$  ns. Szybkość działania może być zwiększona przez umieszczenie pomiędzy poszczególnymi warstwami przerzutników typu zatrask (ang. Latch).

## 7. Porównanie

W tabeli 2 porównano złożoności architektur skalerów. Podane wartości reprezentują szacowaną liczbę tranzystorów [T] wymaganych do budowy układu skalera.

Tabela 2

Porównanie złożoności sprzętowej architektur skalerów

Architektura	Złożoność [ $A_{skat}$ ]	Opóźnienie [ns]
Shenoy, Kumaresan [7]	907000	7,74
Ulman, Czyżak [9]	102000	10,8
Nowy algorytm	37932	8,1

Radykalne zmniejszenie opóźnienia można uzyskać przez zastąpienie małych pamięci ROM funkcjami logicznymi, co prowadzi w przybliżeniu do zmniejszenia o połowę opóźnienia skalera. Proste funkcje logiczne mają opóźnienia na poziomie  $1t_{FA}$ . Jak widać z przedstawionego porównania, duża złożoność [7] wynika z użycia dużych pamięci typu np.  $ROM(2^{12} \times 5)$ . W [9] znacznie zredukowano złożoność dzięki zastosowaniu niewielkich pamięci ROM. W przypadku nowego algorytmu ograniczono liczbę małych pamięci, zmodyfikowano architekturę oraz zastosowano nową metodę

obliczania współczynnika nadmiaru, co przekłada się na istotne zmniejszenie złożoności.

## 8. Podsumowanie

W artykule przedstawiono nową, ulepszoną metodę skalowania dla 5- i 6-bitowych baz systemu resztowego. Metoda ta wymaga użycia ekwiwalentnej liczby tranzystorów, o około 70% mniejszej od innych znanych metod dla danej bazy systemu resztowego. Redukcja złożoności metody wynika w dużym stopniu z nowego sposobu obliczania współczynnika nadmiaru w formule CRT. Opóźnienie uzyskanego układu skalującego jest zbliżone do opóźnień innych architektur skalerów opartych na podobnej zasadzie skalowania. Metoda nie wymaga konwersji do systemu wagowego ani rozszerzania bazy. Wszystkie operacje arytmetyczne wykonywane są w systemie resztowym. Uzyskana architektura nie zawiera elementów ograniczających częstotliwość potokowania.

## Bibliografia

1. Svoboda A.: The numerical system of residual classes in mathematical machines. Actas Instituto de Electricidad y Automática, Madrid, 1961, pp. 388-397.
2. Svoboda A.: Rational numerical systems of residual classes. Stroje Na Zpracovni Informaci. Sbornik V. 1957.
3. Garner H.L.: The residue number system. Proc. of Western Joint Computer Conference, March 1959, pp. 146-153.
4. Szabo N.S., Tanaka R.I.: Residue arithmetic and its applications to computer technology. New York: McGraw-Hill, 1967.
5. Mohan P.A., Mohan P.A.: Residue Number Systems. Cham, Switzerland: Birkhäuser, pp. 16-24, 2016.
6. Mohan P.A.: Residue number systems: algorithms and architectures. Springer Science & Business Media, 2002.
7. Shenoy M.A.P., Kumaresan R.: A fast and accurate RNS scaling technique for high speed signal processing. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 37, no. 6, 1989, pp. 929-937.
8. Barsi F., Pinotti M.C.: Fast base extension and precise scaling in RNS for look-up table implementations. IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 43, no. 10, 1995, pp. 2427-2430.

9. Ulman Z.D., Czyżak M.: Highly parallel, fast scaling of numbers in nonredundant residue arithmetic. IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 46, no. 2, 1998, pp. 487-496.
10. Garcia A., Lloris A.: A look-up scheme for scaling in the RNS. IEEE Transactions on Computers, vol. 48, no. 7, 1999, pp. 748-751.
11. Meyer-Base U., Stouraitis T.: New power-of-2 RNS scaling scheme for cell-based IC design. IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) systems, vol. 11, no. 2, 2003, pp. 280-283.
12. Griffin M., Sousa M., Taylor F.: Efficient scaling in the residue number system. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1989, pp. 1075-1078.
13. Griffin M., Taylor F., Sousa M.: New scaling algorithms for the Chinese Remainder Theorem. In Twenty-Second Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers IEEE, vol. 1, pp. 375-378. 1988.
14. Ulman Z., Czyżak M., Zurada J.: Effective RNS scaling algorithm with the Chinese remainder theorem decomposition. Proceedings of IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing, vol. 2, 1993, pp. 528-531.
15. Kong Y., Phillips B.: Fast scaling in the residue number system. IEEE transactions on very large scale integration (VLSI) systems, vol. 17, no. 3, March 2009, pp. 443-447.
16. Chang C.H., Low J.Y.S.: Simple, Fast, and Exact RNS Scaler for the Three-Moduli Set  $\{2^{n-1}, 2^n, 2^{n+1}\}$ . IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 58, no. 11, November 2011, pp. 2686-2697.
17. Miller D., Polky J.: An implementation of the LMS algorithm in the residue number system. IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol 31, no. 5, 1984, pp. 452-461.
18. Czyżak M.: Digital structures for high-speed signal processing. Wyd. Politechniki Gdańskiej, Gdańsk 2013.
19. Samsung Electronic 0.13 um Standard Cell Library STDH 150.

### **Streszczenie**

W pracy zaprezentowano ulepszoną metodę skalowania w systemie resztowym. Skalowanie jest oparte na obliczaniu przeskalowanych projekcji ortogonalnych i ich sumowaniu dla odpowiednich modułów systemu resztowego. Projekcje te są przechowywane w niewielkich stałych pamięciach typu ROM (ang. Read-only memory)

w postaci resztowej. Powoduje to, że nie ma konieczności konwersji liczby resztowej do systemu wagowego. Obliczana jest suma poszczególnych przeskalowanych projekcji dla każdego z modułów bazy w systemie resztowym. Następnie wykonywana jest redukcja modulo sumy dla każdego z modułów bazy systemu resztowego. Kluczowym problemem jest tu obliczanie tzw. współczynnika nadmiaru w chińskim twierdzeniu o resztach. W zaprezentowanej metodzie złożoność kanału obliczającego współczynnik nadmiaru jest zredukowana kilkunastokrotnie dla 40-bitowego dynamicznego zakresu systemu resztowego. Ponadto zaprezentowano ogólny schemat skalera.

**Słowa kluczowe:** arytmetyka resztowa, skalowanie.



Pavlo Tymoshchuk<sup>5</sup>

### **Rozdział 3. A NEURAL NETWORK TRACKING CONTROL FOR THE KNOWN AFFINE CONTINUOUS-TIME NONLINEAR SYSTEM**

#### **1. Introduction**

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

Many methods of tracking control for nonlinear systems have been proposed [1-4]. In most of the existing methods, a convergence of tracking error to zero is theoretically ensured during infinite period of time. Moreover, many modern methods of tracking control require a learning phase of cost function approximation. This can lead to an unrealistic increase of the control system complexity. In addition, the procedure of such learning can be extremely time consuming. This can considerably increase the time complexity and computational complexity of tracking control problem solution.

In this paper, a neural network (NN) tracking control of continuous-time for affine in control nonlinear system with the known internal dynamics is presented. The control is described by control equation that is based on tracking equation. Both of these equations have variable structure. The NN uses a difference between the system state

---

<sup>5</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: [pavlo.tymoshchuk@unt.edu](mailto:pavlo.tymoshchuk@unt.edu)

and reference in order to minimize the tracking error. The network is accurate, fast and simpler than other close analogs. Computer simulations confirming the theoretical derivations and illustrating the controller performance are provided.

## 2. A continuous-time neural network tracking control

Continuous-time NNs compared to their discrete-time counterparts can provide a stable operation in broad change ranges of their parameters. Such networks implemented in an analog hardware have a high operation speed, miniaturization level and energy efficiency [4]. Consider the continuous-time tracking control problem of time-invariant, affine in the input nonlinear system that is defined as follows [2]:

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) + g(x(t))u(t), \quad (1)$$

where  $x \in \mathfrak{R}^n$  is the continuous differentiable state vector of the system,  $f(x) \in \mathfrak{R}^n$  is the nonlinear function of the system internal dynamics,  $g(x) \in \mathfrak{R}^{n \times m}$  is the nonlinear function of the system input coupling dynamics,  $u(t) \in \mathfrak{R}^m$  is the control input,  $x(0) = x_0 \in \mathfrak{R}^n$  is an initial condition. It is assumed that  $f(0) = 0$ ,  $f(x) + g(x)u$  is Lipschitz continuous on a set  $\Omega \subseteq \mathfrak{R}^n$  that contains the origin, and the system is stabilizable on  $\Omega$ , i. e., there exists a continuous control function  $u(t) \in U$  so that the system is asymptotically stable on  $\Omega$ . The system dynamics  $f(x)$  and  $g(x)$  are assumed to be known. In addition, it is supposed that the system is observable and controllable, i. e.,  $g(x) \neq 0$ . Otherwise if  $g(x) = 0$ , the system is not controllable and is described by a special case of differential equation (1) given by

$$\dot{x}(t) = f(x(t)). \quad (2)$$

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

$$W(x) = \int_0^{\infty} \varphi(e(t), u(t)) dt, \quad (3)$$

where  $e(t) = x(t) - r(t)$  is the tracking error,  $r(t) \in \mathfrak{R}^n$  is the reference trajectory,  $\varphi(e, u) \in \mathfrak{R}^n$  is the positive definite function. The tracking control problem is to determine a continuous-time control  $u$  such that, starting from any finite initial state  $-\infty < x_0 < \infty$ , as  $t \rightarrow \infty$ , (3) is minimized, i. e., optimal value function

$$W^*(x) = \min_u \int_0^{\infty} \varphi(e(t), u(t)) dt, \quad (4)$$

while the state  $x$  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 continuous-time affine nonlinear system formulated above, it is necessary to design a control such that  $x(t)$  tracks a given time-varying reference trajectory  $r(t)$ .

Let us design the cost function (3) as follows:

$$W(x) = \|e\| = |e|. \quad (5)$$

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

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

where control  $u(t)$  is defined as described above while the state  $x$  remains bounded.

Since the cost function  $W$  in (5) is convex, it ensures that it has a unique global minimum. Its minimizer  $W^* = 0$  can be found by means of a gradient descent method [4]. For this purpose,  $W$  can be minimized by the following gradient system:

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

where  $\dot{e} = de/dt$  and initial condition  $e(0) = e_0$ . Taking into account (5), the system (7) can be transformed to the following associated differential equation with the variable structure describing the closed-loop tracking error dynamics:

$$\dot{e} = -\alpha \operatorname{sgn}(e), \quad (8)$$

where  $\alpha = \operatorname{diag}(\alpha_1, \dots, \alpha_n)$  is the learning rate parameter diagonal matrix,

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

is the NN signum activation function [4] of tracking error  $e = x - r$ .

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

$$\dot{x}(t) = -\alpha \operatorname{sgn}(x(t) - r(t)) + \dot{r}(t), \quad (10)$$

where

$$\text{sgn}(x(t)-r(t)) \begin{cases} = 1, & \text{if } x(t) > r(t); \\ \in [-1,1], & \text{if } x(t) = r(t); \\ = -1, & \text{if } x(t) < r(t). \end{cases} \quad (11)$$

The state equation (10) describes a designed trajectory of the system.

Considering (1) and (10), the control  $u(t)$  can be given by

$$u(t) = g^{-1}(x(t))(\dot{x}(t) - f(x(t))) = g^{-1}(x(t))(-\alpha \text{sgn}(x(t) - r(t)) + \dot{r}(t) - f(x(t))). \quad (12)$$

The differential equation (1) together with control NN presented by equation (12) describes the full closed loop dynamics of the controlled nonlinear system. Substitution  $u(t)$  in (1) with (12) gives the tracking equation (10).

As it can be seen from (10), designed  $x(t)$  and  $\dot{x}(t)$  can be derived by solving the system of state equations for each time instant  $t_i, i=0,1,2,\dots$ . Using designed  $x(t)$  and  $\dot{x}(t)$ ,  $u(t)$  is determined by (12) via solving the system of linear algebraic equations. The solutions indicated above can be obtained in online mode using corresponding NNs implemented in software or in analog hardware [5, 6]. Thereafter, the desired continuous-time state variable trajectory  $x(t)$  of the controlled system can be found by a numerical integration of the differential equation (1) using the known  $x(0) = x_0$ ,  $f(x)$ ,  $g(x)$  and  $u(t)$  obtained from (12). Note that in terms of Adaptive Critic Design (ACD) approach, the equation (12) can be treated as the one performing an actor role in solving the tracking control problem. The actor and critic together can be interpreted as the ones implementing the reinforcement learning approach using a gradient descent method that minimizes the tracking error.

The main steps of the algorithm of tracking control for  $k=1,\dots,n$  time-invariant, affine in the input nonlinear systems with the known dynamics described above can be performed in parallel mode as follows:

- Step 1. Set the number of time instant  $i = 0$ ,  $\alpha_k$ , initial condition  $x_k(t_i)$ , and tracking control time range  $T$ .
- Step 2. Set  $r_k(t_i)$  and determine  $\dot{r}_k(t_i)$  by numerical differentiation of  $r_k(t_i)$ .
- Step 3. Define  $f_k(x(t_i))$  and  $g_k(x(t_i))$ .
- Step 4. Define  $u_k(t_i)$  by (12).

Step 5. Find  $\mathfrak{X}_k(t_i)$  using (1).

Step 6. Set  $i = i+1$  and obtain  $x_k(t_i)$  by numerical integration of (1) with  $u_k(t_i)$ .

Step 7. If the condition  $t_i < T$  is satisfied, repeat steps 2 to 6.

Notice that the state equation (10) contains the signum activation function (11). Moreover, this equation describes a supervised learning with learning rate parameter  $\alpha$ . In addition, the control  $u(t)$  is determined using (12) in each time instant  $t_i, i=0,1,2,\dots$  by solving the system of linear algebraic equations that can be fulfilled in online mode using the corresponding NN. Therefore, taking into account that the activation function and supervised learning are the basic characteristics of artificial NNs [5, 7], we treat the continuous-time tracking controller described by the control equation (12) based on tracking equation (10) as a tracking control NN.

### 3. Functional block-diagram of the controller

A functional block-diagram of the controlled system described by (1) and (12) is shown in Fig. 1. The tracking control NN includes the blocks of analog summation  $\Sigma$ , *sign* function *S*, amplification  $\alpha$ , differentiation  $d/dt$ , nonlinear functions  $f(x)$  and  $g(x)$ , NN solver of systems of linear algebraic equations LAESS, reference  $r$ , state variable  $x$  with initial value  $x_0$ , and control input  $u$ . As it can be seen from Fig. 1, the NN consists of  $3n$  adders,  $n$  controlled switches,  $n$  amplifiers,  $n$  differentiators,  $n \times (m+1)$  generators of nonlinear functions, and one NN solver of the systems of linear algebraic equations.

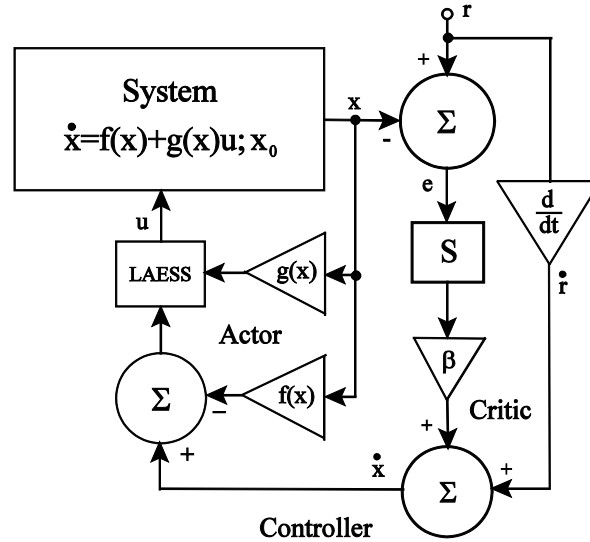


Fig. 1. The functional block-diagram of the controlled system described by (1) and (12)

The tracking control NN presented in Fig. 1 has the structure of moderate complexity compared to other close analogs. For instance, the tracking controller of continuous-time based on reinforcement learning described in [8] requires three NNs, in particular, the actor NN, the critic NN, and the disturber NN. The NN approximations to the optimal value function and optimal policy are necessary to track continuous-time nonlinear systems by using an optimal controller based on adaptive dynamic programming presented in [9]. Actor NN and critic NN are required to tune for optimal tracking of nonlinear discrete-time systems described in [10].

The network shown in Fig. 1 can be implemented in a 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 required. For this purpose, one can apply, for instance, Compute Unified Device Architecture (CUDA) [8] or parallel computing toolbox of Matlab. In particular, employing the power of modern Graphics Processing Units (GPU) makes it possible to realize the network using GPU code which significantly increases its operation speed.

In the case of software implementation of the controller, its operation speed can be insufficiently high to satisfy the requirements of real-time. Moreover, in this case, the level of miniaturization or/and energy efficiency of the controller may be insufficient to meet the demands of practical applications. Therefore, the controller can be implemented in an analog hardware suitable for parallel operation in a real-time, if high operation speed, high integration density, and energy efficient realization is necessary.

The hardware restrictions for a controller are the finite comparator speed, integrator non-idealities, mismatch, etc. However, modern analogue very large-scale integration (VLSI) is capable of improving its performance. In particular, the analog differentiator is capable of generating unstable outputs if noised outputs of real systems should be processed. Such noised differentiator inputs can be filtered. The most complex operation of the controller for its hardware implementation, which should be performed when the system of linear algebraic equations is solved, is the division that can be implemented based on multiplication. Modern logarithmic circuits performing the operations of multiplication realized on switched capacitors allow one to reach an operation accuracy of  $0.01\%$  and the elapsed time  $10\text{-}20\text{ ns}$  [11]. Note that the hardware implementation of the controller can be efficiently simulated using Cadence, LabVIEW or other appropriate software [12, 13].

Notice that the network does not require a resetting in case its state or reference is changed, a suitable analog control network, and does not need to spend extra processing time. This reduces its complexity, speeds up the network operation and makes it possible

to use it in a real-time. Therefore, an analog hardware implementation of the network is expected to be fast, simple, compact, and energy efficient.

#### 4. Computer simulations of the controller

Let us apply the tracking control (12) of the continuous-time uncertain nonlinear system given by [14]

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= -x_1 + x_1x_2 + x_2^2 - u - d; \\ \dot{x}_2 &= -\sin(x_1^3) - 2x_2 + u + d,\end{aligned}$$

where  $x_1, x_2$  are the state variables with  $x_1(0) = -0.5$  and  $x_2(0) = 1.5$ ,  $u$  is the control,  $d(x) = \theta_1x_2 \cos(x_1 + \theta_2)$  is the uncertainty,  $\theta_1 \in [-1, 1]$ ,  $\theta_2 \in [-5, 5]$ ,  $|d(x)| < |x_2|$ .

The reference trajectories are described as follows:

$$\begin{aligned}\dot{r}_1 &= -r_1 + r_2 \cos(r_2); \\ \dot{r}_2 &= -\sin^3(r_1) - 0.8r_2,\end{aligned}$$

where  $r_1(0) = r_2(0) = 0.5$ . We use the random noise uniformly distributed on intervals  $[-1, 1]$  and  $[-5, 5]$  to simulate  $\theta_1$  and  $\theta_2$ , correspondingly. The control is presented as follows:

$$u = (\dot{x}_1 - f_1(x_1) + \dot{x}_2 - f_2(x_2)) / 2,$$

where  $\dot{x}_k = -\alpha_k D(x_k(t) - r_k(t)) + \dot{r}_k$ ,  $f_1(x_1) = -x_1 + x_1 \times x_2 + x_2^2 - d$ ,  $f_2(x_2) = -\sin(x_1^3) - 2x_2 + d$ ,  $\alpha_k = 10$ ,  $k = 1, 2$ . Differential equation (1) for  $m = n = 2$  is replaced with the corresponding difference equation with the time step  $\Delta t = 0.01$ . The reference time derivatives  $\dot{r} = (\dot{r}_1, \dot{r}_2)^T$  are computed by numerical differentiation of  $r_1(t)$  and  $r_2(t)$  as first-order finite differences.

The trajectories of the system states  $x_1(t)$  and  $x_2(t)$  obtained by solving the difference equations, the trajectories of tracking errors  $e_1(t)$  and  $e_2(t)$ , and the trajectory of the controls  $u_1(t)$  and  $u_2(t)$  are shown in Fig. 2. As one can see in Fig. 2, the trajectories  $x_1(t)$  and  $x_2(t)$ ,  $e_1(t)$  and  $e_2(t)$  and  $u_1(t)$  and  $u_2(t)$  are globally stable and converge to zero steady state in less than 10 s. The convergence time is not higher than that obtained by the technique in [14], which needs the critic NN approximating optimal cost function during a few hundred seconds. The presented approach does not require such an approximation.

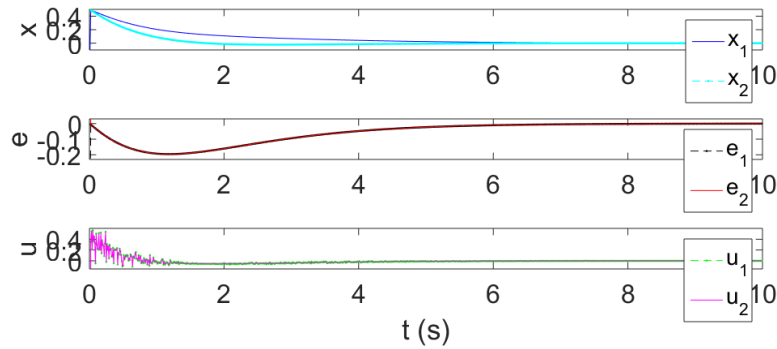


Fig. 2. Trajectories of the states  $x_1(t)$ ,  $x_2(t)$ , tracking errors  $e_1(t)$ ,  $e_2(t)$  and controls  $u_1(t)$  and  $u_2(t)$

## References

1. D. Naidu, Optimal Control Systems. London, UK: CRC Press, 2003.
2. F.L. Lewis, D.L. Vrabie, and V.L. Syrmos, Optimal Control. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2012.
3. P. Tymoshchuk, A neural circuit model of adaptive robust tracking control for continuous-time nonlinear systems, Proc. 28th Int. Conf. ICANN, LNCS 11727, Sept. 2019, pp. 819-835.
4. A. Cichocki and R. Unbehauen, Neural Networks for Optimization and Signal Processing. New York, NY, USA: Wiley, 1993.
5. A. Cichocki and R. Unbehauen, Neural Networks for Optimization and Signal Processing. New York, NY, USA: Wiley, 1993.
6. Z. Luo, H. Liu, and X. Wu, Artificial neural network computation on graphic process unit, Proc. Int. Joint Conf. Neural Netw., Montreal, Canada, 2005, pp. 622-626.
7. S. Haykin, Neural Networks and Learning Machines. Ontario, Canada: Pearson, 2008.
8. H. Modares, F.L. Lewis, and Z.-P. Jiang,  $H_\infty$  tracking control of completely unknown continuous-time systems via off-policy reinforcement learning, IEEE Trans. Neural Netw. Learn. Syst., vol. 26, no. 10, June 2015, pp. 2550-2562.
9. R. Kamalapurkar, H. Dinh, S. Bhasin, and W.E. Dixon, Approximate optimal trajectory tracking for continuous-time nonlinear systems, Automatica, vol. 51, Jan. 2015, pp. 40-48.
10. Kiumarsi, F.L. Lewis, Actor-critic based optimal tracking for partially unknown nonlinear discrete-time systems, IEEE Trans. Neural Networks Learn. Syst., vol. 26, no. 1, Jan. 2015, pp. 140-151.



11. Szcześniak and Z. Myczuda, A method of charge accumulation in the logarithmic analog-to-digital converter with a successive approximation, *Electrotech. Rev.*, vol. 86, no. 10, Jan. 2010, pp. 336-340.
12. R. Prasanna and S. L. Pinjare, Design and analog VLSI implementation of neural network architecture for signal processing, *European J. Scient. Research*, vol. 27, no. 2, Jan. 2009, pp. 199-216.
13. P. Tymoshchuk and S. Shatnyi, Hardware implementation design of parallelized fuzzy Adaptive Resonance Theory neural network, *Proc. XVth Int. Conf. MEMSTECH*, Polyana, Ukraine, 2019, pp. 61-66.
14. Wang, D. Liu, Y. Zhang, and H. Li, Neural network robust tracking control with adaptive critic framework for uncertain nonlinear systems, *Neural Networks*, vol. 97, Mar. 2018, pp. 11-18.

### Streszczenie

W artykule opisano nowy sposób sterowania ciągłymi układami nieliniowymi o znanej dynamice, wykorzystujący sieci neuronowe. Przedstawiono równanie sterowania i równanie śledzenia układu. Równania te mają zmienną strukturę. Aby zminimalizować błąd śledzenia, sterowanie wykorzystuje różnicę między trajektorią stanu systemu a trajektorią odniesienia. Zaprezentowano odpowiedni schemat funkcjonalny kontrolowanego układu. Omówiono zasady programowej i sprzętowej realizacji takiego sterowania. Sterowanie to zapewnia skończony czas zbieżności trajektorii stanu systemu do stanów ustalonych i zmniejszenie błędów śledzenia. Przeprowadzono symulacje komputerowe pracy sterownika.

**Słowa kluczowe:** ciągły, równanie różniczkowe, układ nieliniowy, śledzenie, struktura zmienna.

### Abstract

A neural network (NN) tracking control for continuous-time nonlinear systems with the known internal dynamics is designed. The control is described by the control equation based on tracking equation. These equations have variable structure. To minimize the tracking error, the control uses a difference between the system state trajectory and reference trajectory. A corresponding functional block-diagram of the controlled system is presented. Principles of software and hardware implementation of the control are discussed. The control provides finite convergence time of the system

state trajectories to steady modes and decreasing tracking errors. The convergence time can be changed by varying the learning rate parameter. The control does not need off-line learning phase and has architecture of moderate complexity. Computer simulations of the controller operation are provided.

**Keywords:** continuous-time, differential equation, nonlinear system, tracking control, variable structure.

Tomasz ADRIKOWSKI<sup>6</sup>

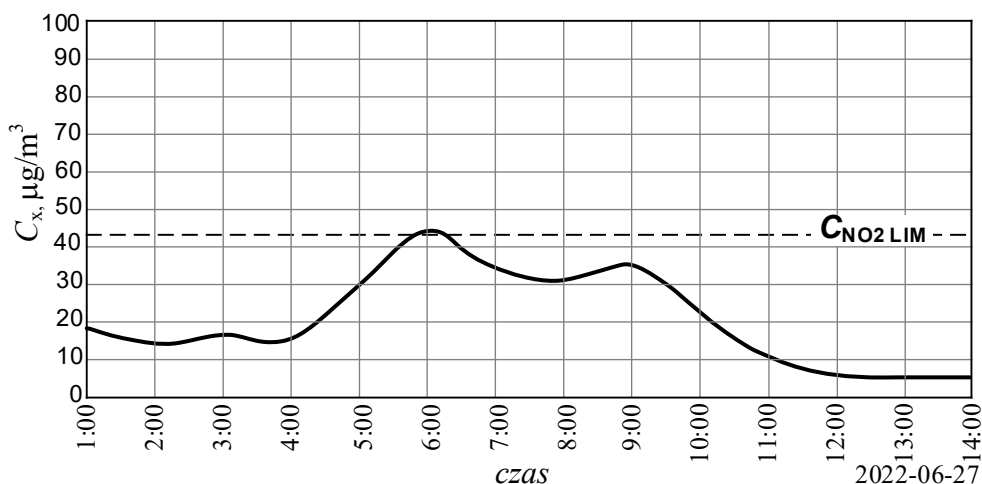
## **Rozdział 4. ANALIZA WYNIKÓW DŁUGOTERMINOWEJ KOMPENSACJI TEMPERATUROWEGO DRYFTU ZERA CZTEROELEKTRODOWEGO NISKOZAKRESOWEGO ELEKTROCHEMICZNEGO CZUJNIKA STĘŻENIA NO<sub>2</sub> ALPHASENSE NO2-B43F**

### **1. Wprowadzenie**

Monitorowanie poziomu stężenia zanieczyszczenia powietrza reguluje dyrektywa UE 2008/50 / EC, która nakłada krajom członkowskim obowiązek pomiaru szkodliwych dla zdrowia gazów i pyłów w reprezentatywnych lokalizacjach, w których spodziewane są przekroczenia dopuszczalnych poziomów zanieczyszczeń. W Polsce monitorowaniem jakości powietrza zajmuje się Główny Inspektorat Ochrony Środowiska (GIOŚ). Wyniki pomiarów z poszczególnych stacji pomiarowych są publicznie udostępniane w postaci serii wartości średnich. Dokuczliwym składnikiem zanieczyszczeń w środowisku miejskim jest NO<sub>2</sub>. Za jego obecność w powietrzu odpowiedzialny jest głównie sektor transportowy za przyczyną emisji spalin przez pojazdy spalinowe. Za dopuszczalny dla zdrowia poziom stężenia NO<sub>2</sub> uznano wartość  $C_{NO_2 LIM} = 40 \mu g/m^3$ , która po przeliczeniu na wartość względną w temperaturze  $T_{amb} = 20^\circ C$  wynosi 21 ppb. Na rys. 1 przedstawiono przykładowy wycinek przebiegu średnich 1-godzinnych wartości wyników pomiaru stężenia NO<sub>2</sub> zebranych w stacji referencyjnej GIOŚ **SIKatoKossut** (Katowice, ul. Kossutha) w dniu 27.06.2022 r.

---

<sup>6</sup> Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny, Katedra Elektrotechniki i Informatyki, ul. Akademicka 2A, 44-100 Gliwice, e-mail: [Tomasz.adrikowski@polsl.pl](mailto:Tomasz.adrikowski@polsl.pl)



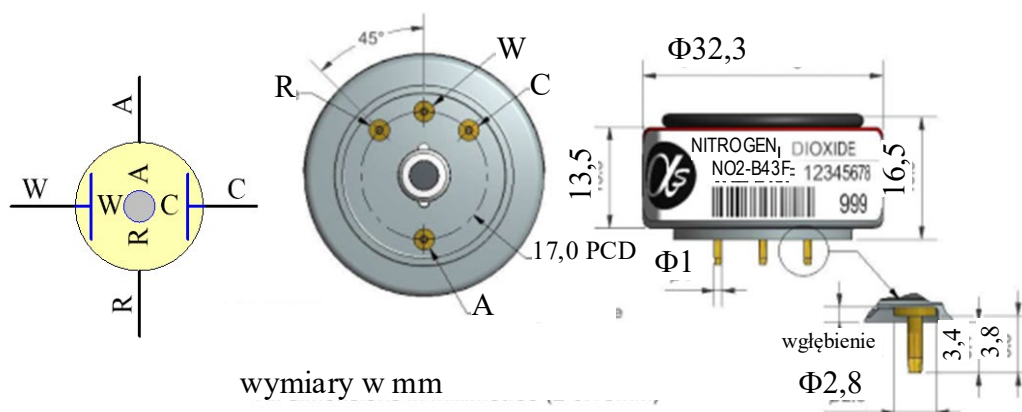
Rys. 1. Przykładowy wycinek przebiegu średnich 1-godzinnych wartości wyników pomiaru stężenia NO<sub>2</sub> zebranych w stacji referencyjnej GIOŚ SIKatoKossut (Katowice, ul. Kossutha) w dniu 27.06.2022 r.

## 2. Elektrochemiczny czujnik stężenia gazu Alphasense NO2-B43F

Pomiar stężenia NO<sub>2</sub> w powietrzu, które typowo osiąga wartości rzędu kilku, co najwyżej kilkudziesięciu ppm, wymaga zastosowania dokładnych metod pomiarowych o bardzo dużej rozdzielczości, na poziomie ułamka ppm. W taką aparaturę pomiarową są wyposażone stacje referencyjne, w których wykorzystuje się powszechnie metody chemiluminescencyjną lub dyspersyjną. Metody te wiążą się jednak z dużymi gabarytami aparatury oraz wysoką ceną, co uniemożliwia ich zastosowanie w przyrządach przenośnych, w których istotne są niewielkie gabaryty oraz niska cena.

Niewielkie gabaryty cechują elektrochemiczne czujniki gazów. Czujnik Alphasense NO2-B43F [4] jest relatywnie tanim, 4-elektrodowym elektrochemicznym czujnikiem NO<sub>2</sub> pracującym w zakresie pomiarowym do 20 000 ppm. Zakres nie jest co prawda zbyt optymalny, jednak niewielki błąd nieliniowości oraz imponująca rozdzielczość sprawiają, że czujnik może być użyty do pomiaru małych stężeń NO<sub>2</sub> z początkowego obszaru zakresu pomiarowego z niepewnością pomiaru kształtującą się na poziomie  $\pm 7,5$  ppm (obejmującą statystycznie 68% ogółu pomiarów). Czujnik jest wyposażony w filtr gazu O<sub>3</sub>, co eliminuje uciążliwą kompensację reakcji skrośnej na ten gaz. Oprócz trzech standardowych elektrod: W – roboczej (wyjściowa), R – referencyjnej oraz C – przeciwelektrody, czujnik ma dodatkową czwartą elektrodę A. Jest to elektroda wyjściowa, odizolowana od mierzonego gazu, generująca z założenia składową zerową. W praktyce jednak kompensacja temperaturowego dryftu zera przez odjęcie sygnału z elektrody A od sygnału z elektrody W nie przynosi zadowalających rezultatów.

Graficzny symbol elektryczny i wymiary czujnika Alphasense NO2-B43F zilustrowano na rys. 2, z kolei w tabeli 1 zebrano jego wybrane parametry.



Rys. 2. Graficzny symbol elektryczny i wymiary czujnika Alphasense NO2-B43F

Czujnik wytypowano do zastosowania w przenośnym detektorze jakości powietrza, który był celem realizacji projektu finansowanego przez Narodowe Centrum Badań i Rozwoju w ramach Programu Operacyjnego Inteligentny Rozwój, POIR.04.01.04-00-0060/19.

Istotną przeszkodą w aplikacji czujnika jest temperaturowy dryft zera, o wartościach rzędu kilku, kilkudziesięciu ppb, a nawet setek ppb, a więc porównywalnych lub wręcz przekraczających odpowiedź na NO<sub>2</sub>. Dodatkowo krzywa dryftu jest unikalna dla danego egzemplarza i wymaga indywidualnego wyznaczenia w celu jej kompensacji. Pomiar niewielkich stężeń NO<sub>2</sub> wyklucza możliwość wyznaczenia krzywej dryftu zera w warunkach laboratoryjnych ze względu na niedostępność odpowiednio czystych próbek powietrza.

Tabela 1

Wybrane parametry czujnika NO2-B43F

Parametr	Wartość
Wzmocnienie, nA/ppb	-0,200 ... -0,650
Zakres, ppb	20 000
Rozdzielczość ( $\pm 1$ odchylenie standardowe), ppb	$\pm 7,5$
Temperatura otoczenia, °C	-30 ... 40
Dopuszczalna wilgotność, %	15 ... 85
Zero w temperaturze otoczenia -20°C, ppb	-125 ... 0 ppb
Zero w temperaturze otoczenia -20°C, ppb	-250 ... 50 ppb
Dryft wzmocnienia, % zmiana/rok	-20 ... -40
Dryft zera, ppb zmiana/rok	0 ... +20

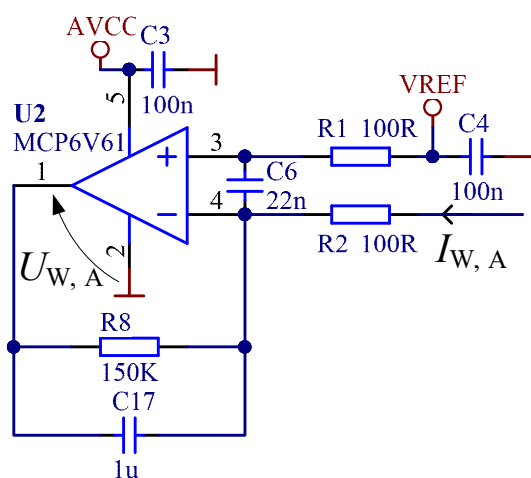


Rys. 3. Prototyp przenośnego detektora jakości powietrza powstały w ramach projektu finansowanego przez Narodowe Centrum Badań i Rozwoju w ramach Programu Operacyjnego Inteligentny Rozwój, POIR.04.01.04-00-0060/19

Dobre rezultaty uzyskano po wykorzystaniu korelacyjnej metody statystycznej opisaną w [1], opierającej się na pracach [2], [3], [5]. Metoda bazuje na statystycznej analizie długoterminowej serii pomiarów oraz wskazań wzorcowych pochodzących ze stacji pomiaru zanieczyszczeń powietrza.

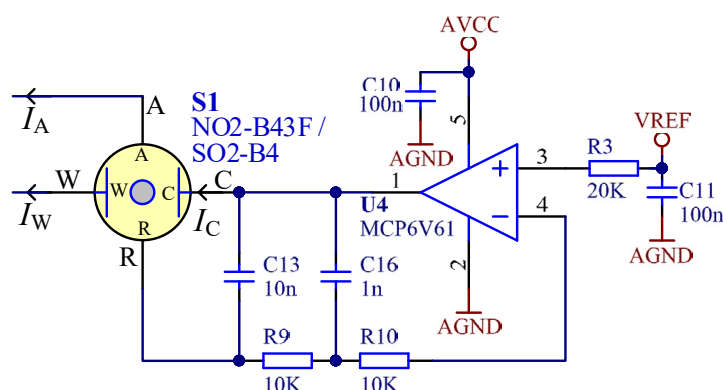
### 3. Układ pomiaru stężenia $\text{NO}_2$ z czujnikiem ALPHASENSE NO2-B43F

Bardzo słaby sygnał prądowy wyjściowych elektrod W i A został wzmocniony w dwóch identycznych wzmacniaczach transrezystancyjnych o transrezystancji  $R_{\text{amp}} = 150 \text{ k}\Omega$  (rys. 4). Dla reprezentatywnej wartości wzmocnienia czujnika NO2-B43F:  $-0,4 \text{ nA/ppb}$  zmiana stężenia o  $\pm 1 \text{ ppb}$  spowoduje zmianę napięcia wyjściowego wzmacniaczy  $U_W$  i  $U_A$  o  $\pm 60 \mu\text{V}$ .



Rys. 4. Schemat wzmacniacza pomiarowego

Do utrzymania stałego stabilnego napięcia między elektrodami C i R z dopuszczalną niestalością  $\pm 1\text{mV}$  wykorzystano klasyczny układ potencjostatyczny pokazany na rys. 5.



Rys.5. Układ potencjostatyczny utrzymujący stałe napięcie pomiędzy elektrodą W a elektrodą R czujnika NO2-B43F

#### 4. Wstępna kompensacja temperaturowa zerowego prądu tła

Wstępna korekta wartości prądu elektrody W została przeprowadzona zgodnie z zaleceniami producenta [6], przy uwzględnieniu sygnału wyjściowego elektrody A, według wzoru:

$$U_{Wc} = (R_{amp} \cdot I_{Wu} - U_{W0e}) - n_T (R_{amp} \cdot I_{Au} - U_{A0e}) \quad (1)$$

gdzie:

$U_{Wc}$  – skorygowany sygnał wyjściowy **W**, mV,

$I_{Wu}$  – nieskorygowana surowa wartość prądu  $I_W$ , nA,

$U_{W0e}$  – offset wyjściowy układu elektronicznego w kanale **W**, mV

$I_{Au}$  – nieskorygowana surowa wartość prądu  $I_A$ , nA,

$U_{A0e}$  – offset wyjściowy układu elektronicznego w kanale **A**, mV,

$n_T$ ,  $1/^\circ\text{C}$  – zalecany przez producenta współczynnik korekcji (tabela 2):

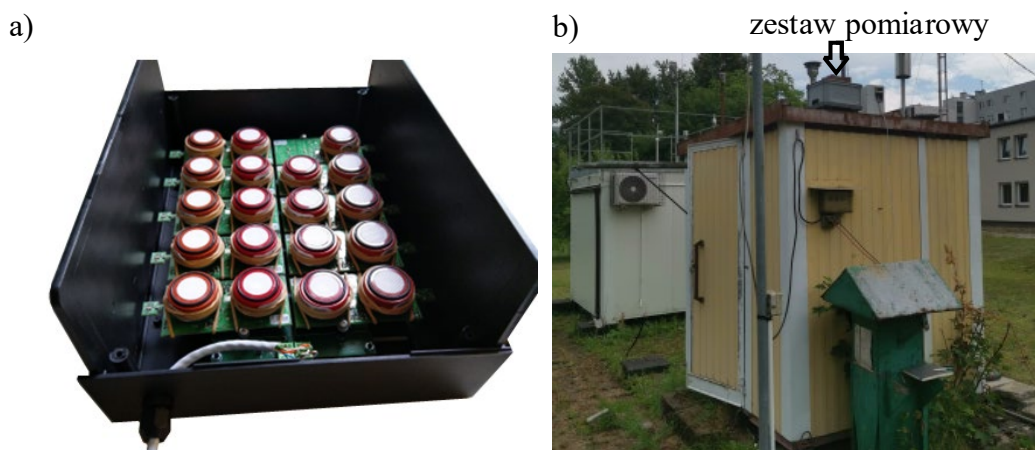
Tabela 2

Wybrane parametry czujnika NO2-B43F

Współczynnik	Temperatura, $^\circ\text{C}$								
	-30	-20	-20	0	10	20	30	40	50
$n_T$ , $1/^\circ\text{C}$ :	1,3	1,3	1,3	1,3	1,0	0,6	0,4	0,2	-1,5

## 5. Przeprowadzenie długiej serii wyników pomiarów grupy czujników

Na potrzeby badań zgrupowano 10 egzemplarzy czujników NO<sub>2</sub>-B43F, które oznaczono kolejno jako: N0 ÷ N9. Czujniki zainstalowano w przenośnym zestawie pomiarowym (rys. 6a), zawierającym również 10 egzemplarzy czujników SO<sub>2</sub>-B4 (do pomiaru SO<sub>2</sub>). Zestaw czujników został zainstalowany na dachu lokalnej stacji pomiaru jakości powietrza GIOŚ, zlokalizowanej w Katowicach przy ul. Kossutha 6 (rys. 6b).



Rys.6. Zestaw pomiarowy zawierający 10 modułów z czujnikami NO<sub>2</sub>-B43F i SO<sub>2</sub>-B4 (do pomiaru SO<sub>2</sub>): a) zestaw gotowy do instalacji, b) zestaw zainstalowany na dachu lokalnej stacji pomiaru jakości powietrza GIOŚ (Katowice, ul. Kossutha 6)

Długoterminowe pomiary przeprowadzono trzykrotnie w następujących terminach:

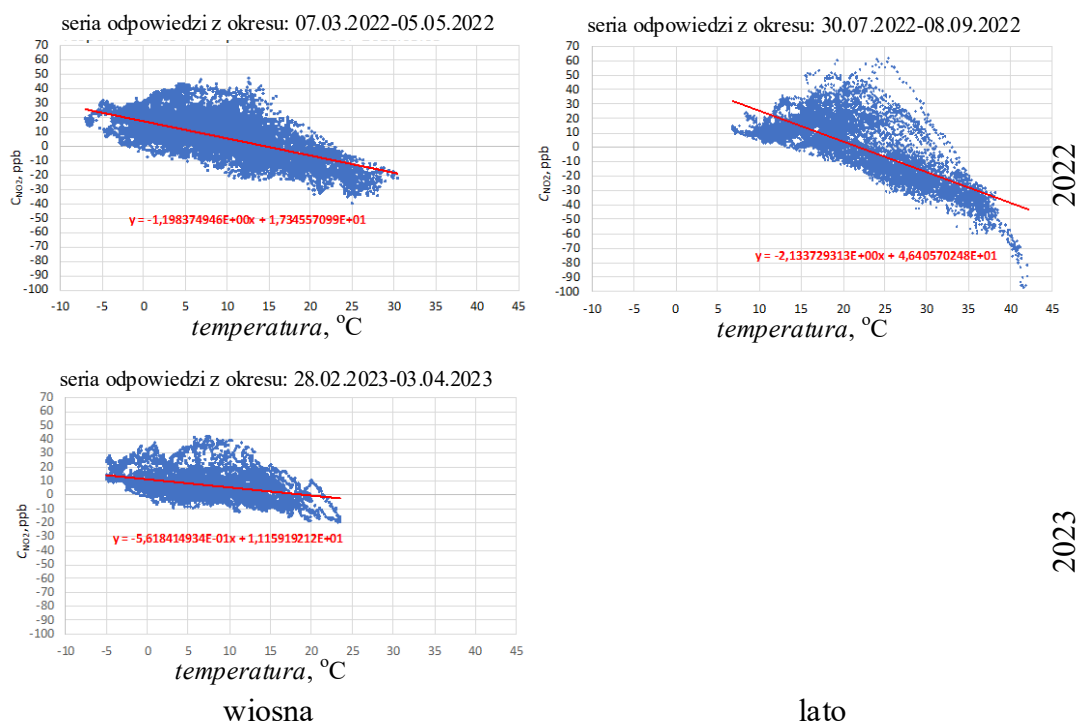
- wiosna 2022 r.: 7.03.2022 r. – 5.05.2022 r.,
- lato 2022 r.: 30.07.2022 r. – 8.09.2022 r.,
- wiosna 2023 r.: 28.02.2023 r. – 3.04.2023 r.,

wyznaczając na podstawie uzyskanych serii danych indywidualne temperaturowe krzywe dryftu zera oraz przeprowadzając ich kompensację – z wykorzystaniem metody korelacyjnej.

## 6. Kreślenie ogólnej zależności między wartościami wyjściowymi czujnika a temperaturą

Rozrzut wartości odpowiedzi przykładowego czujnika N1 w zależności od temperatury otoczenia dla poszczególnej serii pomiarowej zaprezentowano na rys. 7.





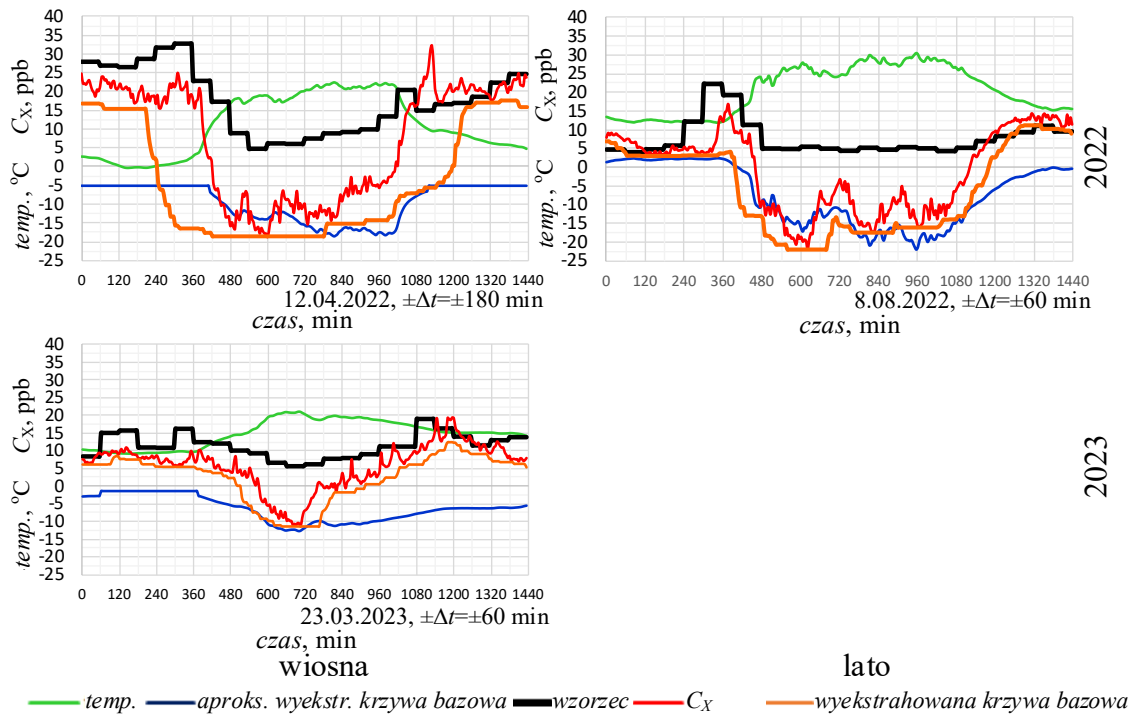
Rys. 7. Rozrzut wartości odpowiedzi przykładowego czujnika N1 w zależności od temperatury otoczenia dla pomiarów przeprowadzonych w terminach: wiosna 2022 r. (7.03.2022 r. – 5.05.2022 r.), lato 2022 r. (30.07.2022 r. – 8.09.2022 r.) i wiosna 2023 r. (28.02.2023 r. – 3.04.2023 r.)

Na wykresach zauważalny jest wspólny trend – spadek wskazań wraz ze wzrostem temperatury, przy czym jest on wyraźniejszy w porze letniej, kiedy temperatura osiąga większe wartości, z czego można wyciągnąć wniosek, że temperaturowy dryft nasila się powyżej temperatury ok. 20°C. Dokładny kształt krzywej dryftu można uzyskać, korzystając z metody korelacyjnej, rozpoczynając od wyodrębnienia dobowej i długoterminowej krzywej bazowej temperaturowego dryftu zera.

## 7. Wyodrębnianie krzywej bazowej temperaturowego dryftu zera

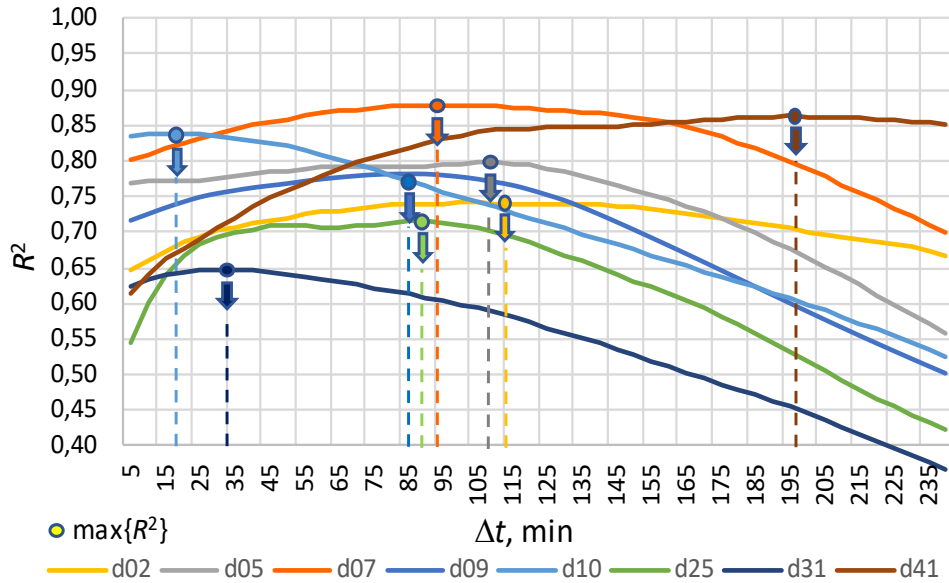
Fundamentalnym założeniem przyjętym w metodzie korelacyjnej jest przyjęcie za najbardziej zbliżoną do poprawnej zerową odpowiedź czujnika w danym momencie  $t$  jako wartość minimalną odpowiedzi z przedziału  $t \pm \Delta t$ , gdzie  $\Delta t$  jest optymalnie dobierane według kryterium maksymalizacji funkcji korelacji  $R^2$  między wzorcem a wskazaniem skorygowanym przez wyeliminowanie wyekstrahowanego zera. Ekstrakcja przeprowadzana jest w ujęciu dobowym, a następnie ujęciu długoterminowym, obejmującym cały łączny czas rejestracji danych. Na rys. 8 przedstawiono przy-

kładowe przebiegi dobowe z wyekstrahowaną krzywą bazową temperaturowego dryftu zera dla przykładowego czujnika N0.



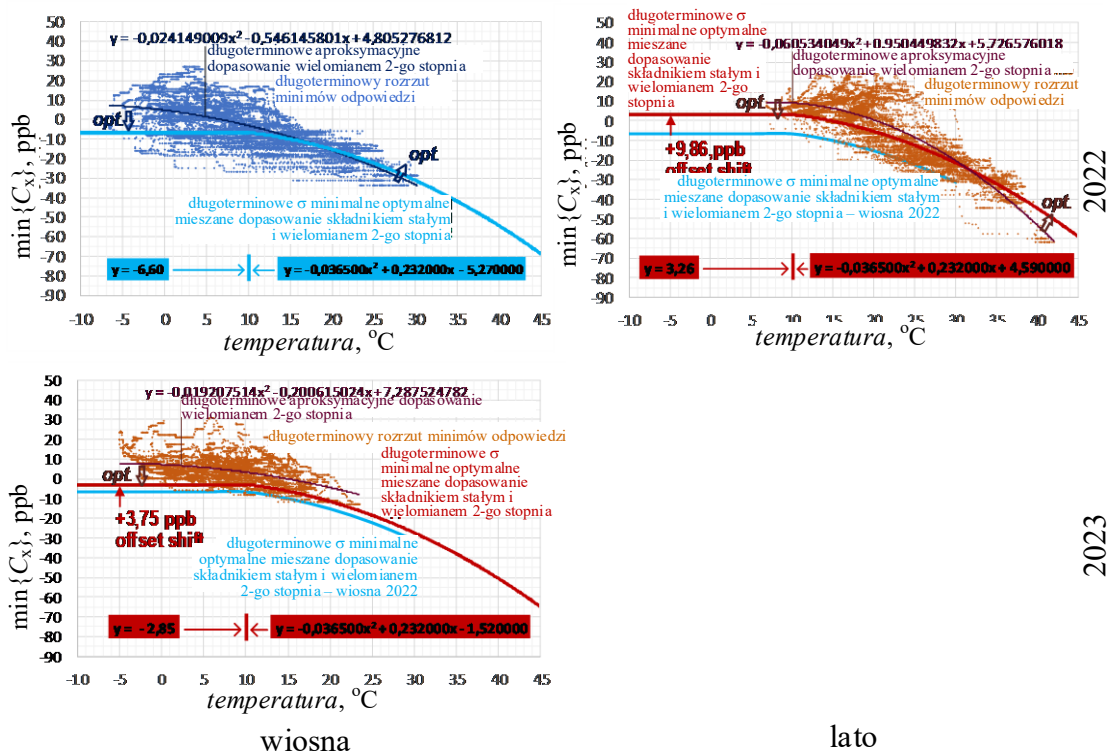
Rys. 8. Minima odpowiedzi  $C_x$  w optymalnym przedziale czasu  $\pm\Delta t$  jako linia bazowa dryftu temperatury zerowej. Przykładowy dzienny przebieg odpowiedzi minima czujnika N0 w poszczególnych okresach.

Na rys. 9 natomiast pokazano wykresy zależności  $R^2$  w funkcji przedziału czasu  $\Delta t$ , wyznaczone dla kilku okresów dobowych wiosną 2022 r. dla czujnika N0. W poszczególnych okresach dobowych krzywe maksymalizują się przy różnych czasach  $\Delta t$ , więc ostatecznie w ujęciu długoterminowym przyjęto średnią ważoną z czasów uzyskanych w poszczególnych okresach dobowych. Większą wagę przyznano okresom dobowym o większych amplitudach temperatury.



Rys. 9. Optymalny przedział czasu  $\pm\Delta t$  w cyklu dobowym według kryterium maksimum  $R^2$

Wyniki długoterminowej ekstrakcji krzywej bazowej temperaturowego dryftu zera w poszczególnych okresach rejestracji danych dla czujnika N0 przedstawiono na rys. 10.



Rys. 10. Długoterminowe dopasowanie aproksymacyjne zależności między minimami odpowiedzi  $C_x$  i temperaturą

Krzywą otrzymano w efekcie aproksymacji wielomianem drugiego stopnia zależności między minimami odpowiedzi a temperaturą. Następnie zależność tę skorygowano na drodze optymalizacji według kryterium minimalizacji odchylenia średniokwadratowego  $\sigma(1h)$  błędu bezwzględnego  $\varepsilon_i$  pełnej serii 1-godzinnych średnich wartości odpowiedzi:

$$\varepsilon_i = C_{X(1h)Deti} - C_{X(1h)REFi} \quad (2)$$

gdzie:

$C_{X(1h) Det i}$  –  $i$ -ta 1-godzinna średnia wartość odpowiedzi czujnika po odjęciu składowej zerowej,

$C_{X(1h) REF i}$  –  $i$ -ta 1-godzinna średnia wartość odpowiedzi wzorca (ze stacji pomiarowej).

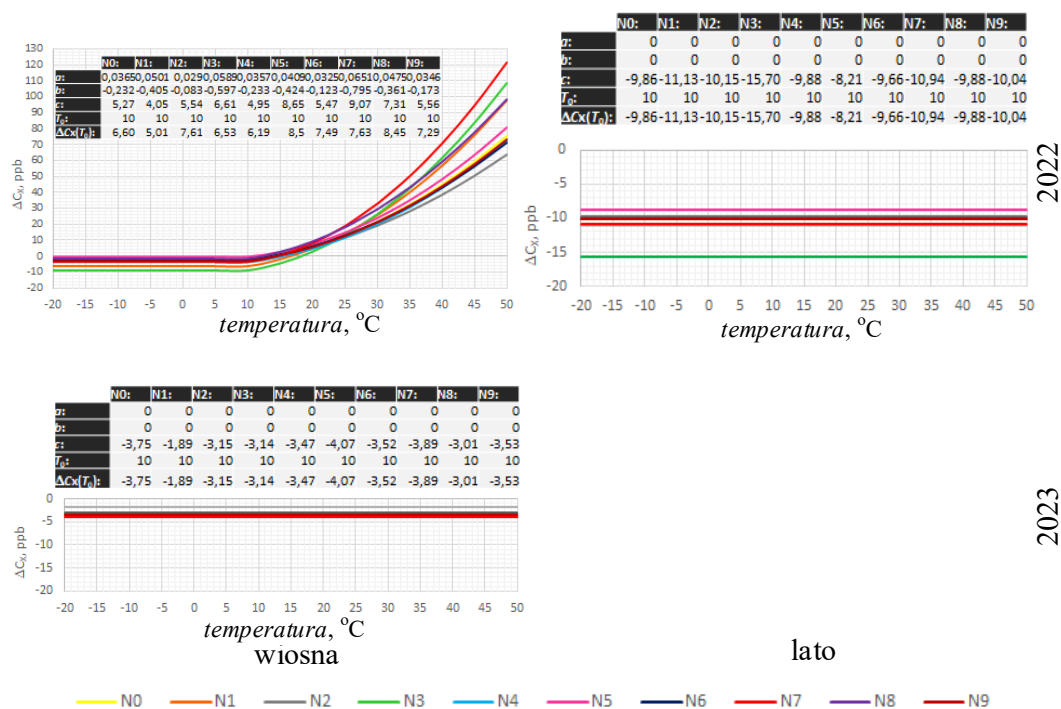
Ponieważ w zakresie niskich temperatur do  $T_0 = 10^\circ\text{C}$  zero czujników zmienia się wraz z temperaturą w pomijalnym stopniu, więc ostatecznie do temperatury  $T_0$  równanie opisujące długookresową krzywą bazową temperaturowego dryftu zera zostało aproksymowane składnikiem stałym, a tylko powyżej  $T_0$  wielomianem 2. stopnia:

$$C_{Xz}(T) = \begin{cases} a_z \cdot T^2 + b_z \cdot T + c_z & \text{for } T > T_0, \quad T_0 = 10^\circ\text{C} \\ C_{Xz}(T_0) & \text{for } T \leq T_0. \end{cases} \quad (3)$$

Równanie opisujące krzywą korekcji dryftu temperatury zera czujnika wynika wprost z zależności (3):

$$\Delta C_X(T) = -C_{Xz.b.}(T) = \begin{cases} -a_z \cdot T^2 - b_z \cdot T - c_z & \text{for } T > T_0, \quad T_0 = 10^\circ\text{C} \\ \Delta C_X(T_0) & \text{for } T \leq T_0. \end{cases} \quad (4)$$

Krzywe korekcji dryftu temperaturowego poszczególnych czujników zebrano na rys. 11.

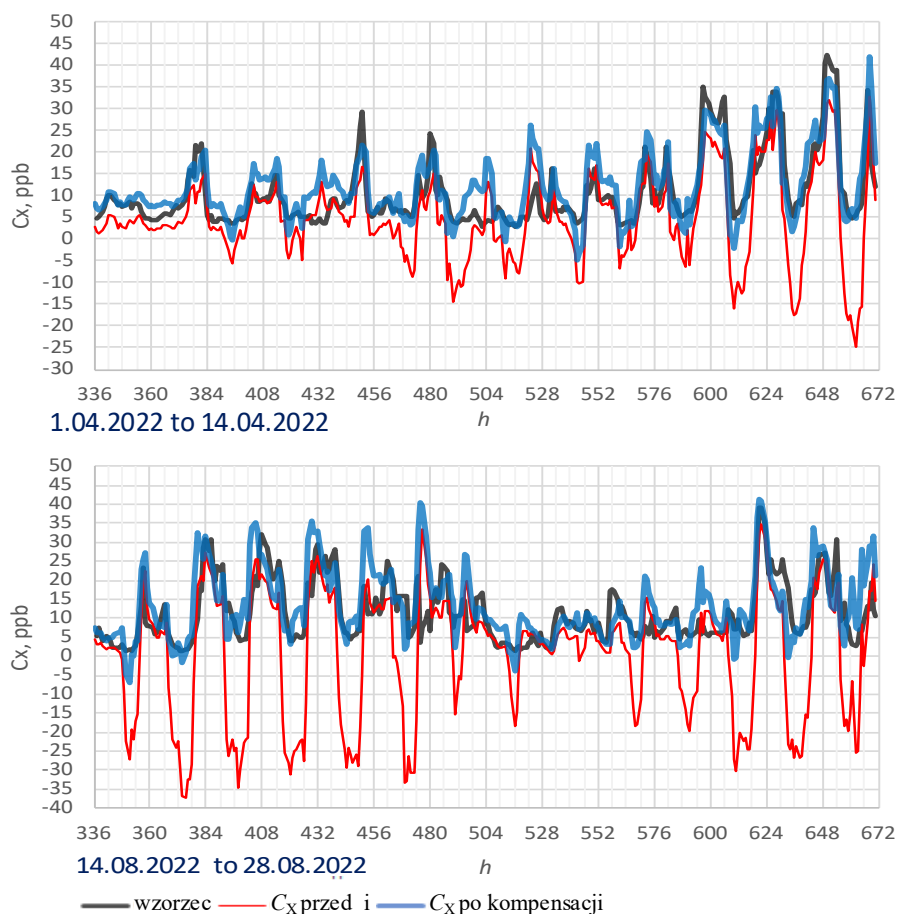


Rys. 11. Krzywa korekcji dryftu temperaturowego poszczególnych czujników

Jak można zauważyć, po wyznaczeniu i uwzględnieniu indywidualnej krzywej temperaturowego dryftu zera w pierwszym okresie rejestracji danych (wiosna 2022 r.) w każdym kolejnym badaniu (lato 2022 r., wiosna 2023 r.) obserwuje się jedynie przesunięcie zera o stały offset (niezmienny w całym analizowanym zakresie temperatur).

## 8. Podsumowanie

Wielodobowe przebiegi odpowiedzi (rys. 12) badanego czujnika pomiaru stężenia  $\text{NO}_2$  potwierdzają, że zastosowanie korekty powoduje uzyskanie zadowalającego zbliżenia wskazań czujnika do wzorca. Analiza statystycznych pozwala stwierdzić, że po korekcie odchylenie standardowe w odniesieniu do wzorca mieści się w przedziale  $\pm 7,5$  ppb (68% ogółu wskazań), co oznacza zbliżenie się do niepewności wyniku wynikającej z gwarantowanej przez producenta rozdzielczości.



Rys. 12. Przykładowy wielodobowy przebieg skorygowanych średnich 1-godzinnych odpowiedzi czujników  $C_x$  na tle odpowiedzi przed korektą oraz odpowiedzi wzorca

## Bibliografia

1. Adrikowski T.: Correlation method of compensating the zero temperature-drift of four-electrode low-range electrochemical NO<sub>2</sub> and SO<sub>2</sub> gas concentration sensors. *Przegląd Elektrotechniczny*, 99 (2023), nr 3, s. 79-85.
2. Popoola O.A.M., Stewart G.B., Mead M.I., Jones R.L.: Development of a baseline-temperature correction methodology for electrochemical sensors and its implications for long-term stability. *Atmospheric Environment*, 147 (2016), pp. 330-343.
3. Cross E.S., Williams L.R., Lewis D.K., Magoon G.R., Onasch T.B., Kaminsky M.L., Worsnop D.R., Jayne J.T.: Use of electrochemical sensors for measurement of air pollution: correcting interference response and validating measurements. *Atmospheric Measurement Techniques*, 10 (2017), No. 9, pp. 3575-3588.

4. NO2-B43F Nitrogen Dioxide 4-Electrode Sensor, Technical Specification. Alphasense Ltd., 2019.
5. Rogulski M., Badyda A., Gayer A., Reis J.: Improving the Quality of Measurements Made by Alphasense NO2 Non-Reference Sensors Using the Mathematical Methods. *Sensors*, 22 (2022), pp. 3619-3635.
6. AAN 105-03 Designing A Potentiostatic Circuit, Alphasense Application Note AAN 105-03. Alphasense Ltd., 2009.

### **Streszczenie**

W pracy zostały omówione wyniki kompensacji temperaturowego dryftu zera wskazań czujnika stężenia NO<sub>2</sub> Alphasense NO2-B43F z użyciem metody korelacyjnej, opisanej w [1], na przykładzie 10 egzemplarzy zainstalowanych obok czujnika wzorcowego na terenie stacji GIOŚ. Zgromadzone w ciągu ponad jednego miesiąca serie wyników, powtórzone co okres kilku miesięcy, pozwoliły na wyeliminowanie ze wskazań krzywej bazowej termicznego dryftu zera oraz starzeniowej składowej dryftu zera.

**Słowa kluczowe:** czteroelektrodowy czujnik elektrochemiczny, czujnik niskich stężeń NO<sub>2</sub> Alphasense NO2-B43F, temperaturowy dryft zera, zanieczyszczenie powietrza, monitorowanie dwutlenku azotu w terenie.

Tadeusz BIAŁOŃ<sup>7</sup>, Roman NIESTRÓJ<sup>8</sup>, Wojciech SKARKA<sup>9</sup>, Wojciech KORSKI<sup>10</sup>

## **Rozdział 5. BADANIA PORÓWNAWCZE CEL BATERII LITOWO-JONOWYCH TRZECH RÓŻNYCH TYPÓW**

### **1. Wstęp**

Celem badań jest stworzenie dokładnych modeli symulacyjnych trzech ogniw litowo-jonowych różnych typów i porównanie ich właściwości.

Podstawą modelu symulacyjnego jest schemat zastępczy celi, opisujący właściwości statyczne i dynamiczne. W praktyce stosuje się wiele różnych postaci schematów zastępczych ogniw baterii [1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11], uwzględniających różne zjawiska fizyczne i chemiczne. Wybór odpowiedniego zależy od jego przeznaczenia oraz sposobu, w jaki zostaną zidentyfikowane jego parametry.

Z punktu widzenia metod identyfikacji najczęściej stosuje się testy ładowania i rozładowania impulsowego [4, 12, 13] lub HPPC (Hybrid Pulse Power Characterization) [14, 15, 16, 17, 18] w połączeniu z charakterystyką ładowania i rozładowania [19, 20, 15]. Testy HPPC i charakterystyki rozładowania zastosowano również tutaj.

Na podstawie tych testów można zidentyfikować parametry schematu zastępczego celi o postaci obwodu Thevenina [7, 10, 21, 22, 23], wykorzystanego również w opisywanych tutaj badaniach.

---

<sup>7</sup> Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny, Katedra Elektrotechniki i Informatyki, ul. Akademicka 10, 44-100 Gliwice; Sieć Badawcza Łukasiewicz – Instytut Technik Innowacyjnych EMAG, ul. Leopolda 31, 40-189 Katowice; e-mail: [Tadeusz.bialon@polsl.pl](mailto:Tadeusz.bialon@polsl.pl)

<sup>8</sup> Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny, Katedra Elektrotechniki i Informatyki, ul. Akademicka 10, 44-100 Gliwice; Sieć Badawcza Łukasiewicz – Instytut Technik Innowacyjnych EMAG, ul. Leopolda 31, 40-189 Katowice; e-mail: [roman.niestroj@polsl.pl](mailto:roman.niestroj@polsl.pl)

<sup>9</sup> Politechnika Śląska, Wydział Mechaniczny Technologiczny, Katedra Podstaw Konstrukcji Maszyn, ul. Konarskiego 18A, 44-100 Gliwice; BUMECH S.A., ul. Krakowska 191, 40-389 Katowice; e-mail: [Wojciech.skarka@polsl.pl](mailto:Wojciech.skarka@polsl.pl)

<sup>10</sup> Sieć Badawcza Łukasiewicz – Instytut Technik Innowacyjnych EMAG, ul. Leopolda 31, 40-189 Katowice, e-mail: [wojciech.korski@emag.lukasiewicz.gov.pl](mailto:wojciech.korski@emag.lukasiewicz.gov.pl)



Po zidentyfikowaniu parametrów schematu zastępczego uzyskany model ogniwa poddano weryfikacji w symulowanych warunkach operacyjnych. Wykorzystano w tym celu test CDC (Charge Depleting Cycle) [24], symulujący warunki pracy ogniw takie jak w rzeczywistym pojeździe elektrycznym. Profil testowy składa się z serii impulsów prądowych, rozładowujących o stosunkowo małej wartości i długim czasie trwania (jazda ze stałą prędkością), krótkich impulsów rozładowujących o dużej wartości (przyspieszenie) oraz impulsów ładujących (hamowanie z odzyskiem energii). Profil jest powtarzany cyklicznie aż do pełnego rozładowania celi. Zastosowanie testów opartych na cyklach jest typową strategią weryfikacji modeli matematycznych ogniw baterii. Inne popularne tego typu testy to DST (Dynamic Stress Test) [25, 17, 26, 27], ARTEMIS [28, 29] i inne [30, 7, 31, 32, 33, 34, 35]. Test został wykonany w laboratorium dla rzeczywistych cel oraz symulacyjnie dla utworzonych modeli matematycznych. Porównanie wyników symulacji i pomiarów stanowi podstawę do oceny jakości zidentyfikowanego modelu matematycznego.

## 2. Cele baterii i ich model matematyczny

Badania przeprowadzono dla cel baterii litowo-jonowych trzech różnych typów. W szczególności cele różnią się zastosowanym składem chemicznym elektrolitu, który determinuje ich właściwości fizyczne i elektryczne. Cele NMC charakteryzują się największą gęstością energii w stosunku do masy, w związku z czym są stosowane we wszelkiego typu pojazdach oraz urządzeniach przenośnych. Ich wadą jest natomiast skłonność do pożarów w przypadku uszkodzenia mechanicznego lub przegrzania. Cele LFP są bezpieczniejsze w użytkowaniu, gdyż są niepalne. W przypadku uszkodzenia lub przegrzania emitują jednak trujące gazy, a gęstość ich energii jest mniejsza niż w przypadku cel NMC. Cele LTO są najbezpieczniejsze w użytkowaniu, gdyż nawet w przypadku poważnego mechanicznego uszkodzenia czy przegrzania nie palą się i nie emitują trujących gazów. Ich wadami są natomiast najmniejsza gęstość energii oraz niskie napięcie pojedynczej celi. Parametry znamionowe cel zastosowanych w badaniach zebrano w tabeli 1.

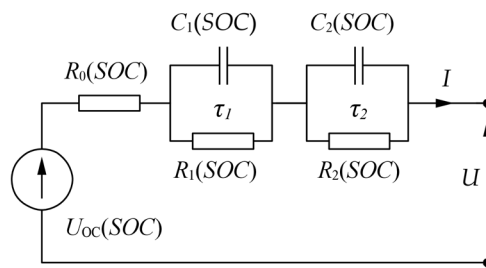
Tabela 1

Dane znamionowe cel baterii wykorzystanych w badaniach

Typ	$Q_n$ [Ah]	$E/m$ [Wh/kg]	$U_{min} / U_n / U_{max}$ [V]	$I_n / I_{max}$ [A] (1C)
Kokam SLPB78205130H (NMC)	16	146	2,7 / 3,7 / 4,2	48 (3C) / 240 (15C)
Elerix EX-T30K (LTO)	30	68	1,5 / 2,4 / 2,9	30 (1C) / 300 (10C)
Winston LFP040AHA (LFP)	40	82,5	2,5 / 3,3 / 4	20 (0,5C) / 400 (10C)

W tabeli 1C to wskaźnik szybkości ładowania/rozładowania celi, opisujący względną wartość prądu. Wartość 1C podana w A jest równa co do wartości pojemności znamionowej celi  $Q_n$  podanej w Ah.

Do modelowania ogniw litowo-jonowych w praktyce najczęściej stosuje się modele matematyczne w postaci schematu zastępczego Thevenina [22, 23, 17, 11, 27, 33, 36], zawierające do pięciu par RC odpowiadających stałym czasowym ogniwa (rys. 1). W przypadku ogniw litowo-jonowych pierwsza (najmniejsza) stała czasowa ma wartość kilku sekund, natomiast druga od kilkunastu do kilkudziesięciu sekund. Trzecia stała czasowa jest mierzona w dziesiątkach minut itd. Testy HPPC, o impulsach trwających 60 s (takie jak zastosowane w punkcie 2), mogą zidentyfikować tylko dwie pierwsze z nich, więc pozostałe zostały tutaj pominięte.



Rys. 1. Schemat zastępczy Thevenina celi baterii litowo-jonowej

Zastosowano model matematyczny ogniwa w postaci obwodu zastępczego Thevenina, zawierający dwie pary RC, symulując w ten sposób dwie stałe czasowe celi [25, 27, 33]:

$$\tau_1 = R_1 \cdot C_1, \quad \tau_2 = R_2 \cdot C_2, \quad (1)$$

Wszystkie rezystancje, pojemności oraz napięcie stanu jałowego  $U_{OC}$  zależą od stanu naładowania  $SOC$  (State of Charge) ogniwa, który jest szacowany na podstawie prądu  $I$  [25, 22, 37, 26, 29, 36]:

$$SOC = SOC_0 - \frac{1}{Q} \int_0^t I d\tau, \quad (2)$$

gdzie  $SOC_0$  to początkowy stan naładowania ogniwa, a  $Q$  to jego całkowita pojemność. Należy pamiętać, że rzeczywista pojemność ogniwa  $Q$  zależy od wielu czynników, takich jak temperatura i jego stan zdrowia SOH (State of Health). Wartość  $Q$  zwykle różni się od znamionowej  $Q_n$ . Tutaj została ona wyznaczona pomiarowo na podstawie cha-

rakterystyk rozładowania. Dla celi Kokam uzyskano wartość  $Q = 17,1$  Ah, dla celi Winston  $- Q = 45,7$  Ah, a dla celi Elerix  $- Q = 33,3$  Ah.

### 3. Identyfikacja parametrów modelu Thevenina

Charakterystyki opisujące zależności parametrów schematu zastępczego z rysunku 1 w funkcji stanu naładowania celi  $SOC$  zidentyfikowano na podstawie wyników testów HPPC.

Podstawą do identyfikacji charakterystyki stanu jałowego  $U_{OC}(SOC)$  są wartości napięcia celi  $U$  zmierzone w stanie bezprądowym przed wystąpieniem impulsu HPPC [38]. Uzyskany zestaw punktów pomiarowych aproksymowano funkcjami ciągłymi odpowiednimi do kształtu charakterystyki. Spośród znanych z literatury różnych postaci funkcji aproksymujących charakterystykę stanu jałowego [1, 8, 39, 40] po przeprowadzeniu serii eksperymentów z aproksymacją [38] wybrano dwie: funkcję Tremblay [3] i funkcję LLE (Log-Linear-Exponential) [1, 31].

Charakterystykę stanu jałowego celi Kokam aproksymowano funkcją Tremblay, uzyskując następującą jej postać:

$$U_{OC}(SOC) = 3,563 + 0,6842 \cdot \exp[2,773 \cdot (SOC - 1)] - \frac{0,01618}{SOC + 0,02028} \text{ [V]} . \quad (3)$$

Charakterystyki pozostałych dwóch cel aproksymowano funkcją LLE, dla celi Winston otrzymując:

$$U_{OC}(SOC) = 3,490 + 0,1394 \cdot \log(SOC) - 0,1825 \cdot SOC - \exp[399,0 \cdot (SOC - 1,001)] \text{ [V]} \quad (4)$$

a dla celi Elerix:

$$U_{OC}(SOC) = 2,221 + 0,07272 \cdot \log(SOC + 1,000 \cdot 10^{-4}) + 0,09415 \cdot SOC - \exp[19,71 \cdot (SOC - 1,034)] \text{ [V]} . \quad (5)$$

Następnie zidentyfikowano charakterystyki parametrów RC impedancji schematu zastępczego. W tym celu przebiegi napięcia celi  $U$  w trakcie trwania impulsów HPPC aproksymowano w funkcji czasu przebiegiem dwuwykładniczym [38]:

$$U(t) = U_{OC} - I \cdot R_0 - I \cdot R_1 \cdot \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) \right] - I \cdot R_2 \cdot \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_2}\right) \right] . \quad (6)$$

W rezultacie, korzystając dodatkowo z zależności (1), wyznaczono wartości elementów RC. Wartościom tym odpowiadają wartości *SOC* wyznaczone dla chwili początkowej rozpatrywanego impulsu HPPC. Wszystkie aproksymacje (3) – (6) przeprowadzono autorską metodą wykorzystującą algorytm roju cząstek [38].

Wynikiem aproksymacji (6) jest zbiór wartości parametrów RC oraz odpowiadających im wartości *SOC*. Wartości te należy aproksymować po raz kolejny, aby uzyskać gładką funkcję *SOC*. Dla wszystkich parametrów RC zastosowano aproksymację wielomianem 3. rzędu:

$$f(SOC) = a_0 + a_1 \cdot SOC + a_2 \cdot SOC^2 + a_3 \cdot SOC^3, \quad (7)$$

przeprowadzoną metodą Levenberga-Marquardta. Otrzymane wartości współczynników funkcji (7) dla kolejnych parametrów RC zestawiono w tabeli 2.

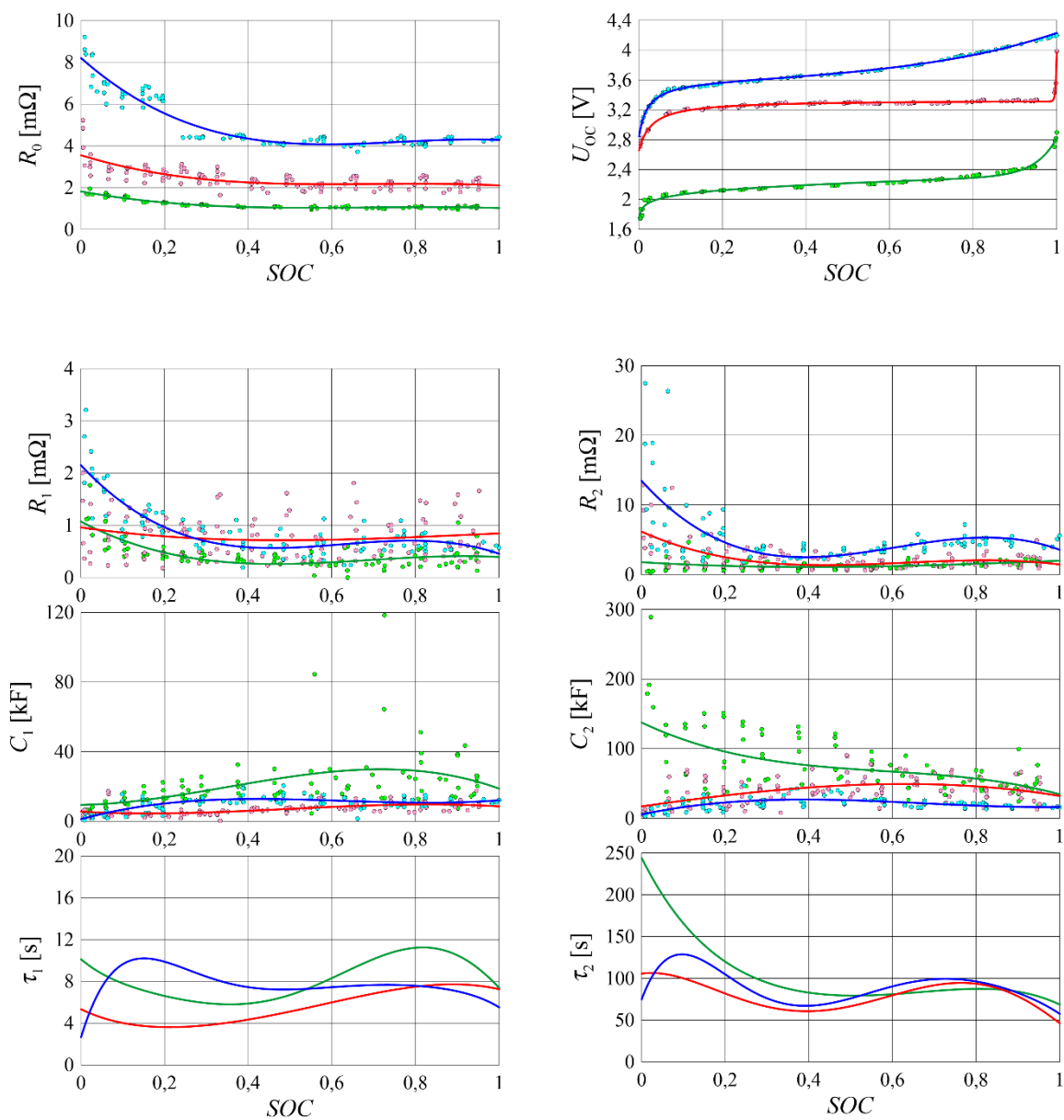
Tabela 2

Współczynniki aproksymacji wielomianowej parametrów RC

	$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$
Kokam				
$R_0$ [mΩ]	8,205	-17,75	24,54	-10,71
$R_1$ [mΩ]	2,152	-8,577	14,78	-7,903
$R_2$ [mΩ]	13,47	-66,78	126,0	-69,10
$C_1$ [kF]	1,235	66,09	-117,9	62,65
$C_2$ [kF]	5,557	127,4	-230,1	113,4
Winston				
$R_0$ [mΩ]	3,551	-6,172	8,993	-4,267
$R_1$ [mΩ]	0,9601	-1,154	1,611	-0,5716
$R_2$ [mΩ]	6,169	-26,78	46,90	-24,85
$C_1$ [kF]	5,549	-13,59	50,58	-33,97
$C_2$ [kF]	17,123	85,90	-28,50	-42,43
Elerix				
$R_0$ [mΩ]	1,820	-3,662	5,521	-2,656
$R_1$ [mΩ]	1,074	-4,214	6,830	-3,296
$R_2$ [mΩ]	1,775	-3,632	5,436	-1,589
$C_1$ [kF]	9,418	5,049	104,8	-100,5
$C_2$ [kF]	137,5	-283,6	421,2	-240,6

Wyniki wszystkich przeprowadzonych aproksymacji podsumowano na rysunku 2. Na rysunku 2 przebiegi wartości stałych czasowych  $\tau_1$  i  $\tau_2$  obliczono, podstawiając do wzorów (1) funkcje (7) z odpowiednimi wartościami współczynników z tabeli 1.

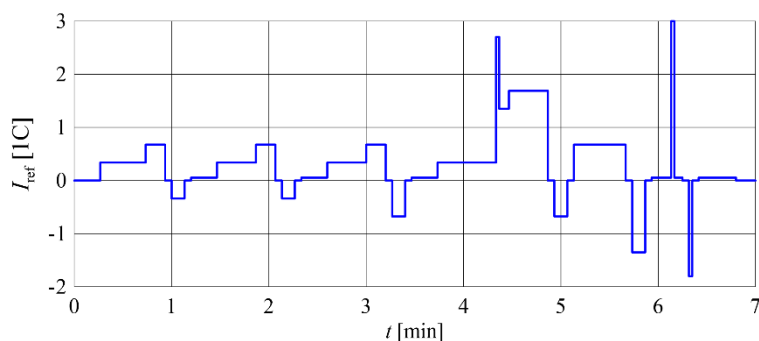
Wartości pojemności  $Q$  podane na końcu punktu 1, charakterystyki stanu jałowego (3) – (5) oraz charakterystyki parametrów RC opisane funkcją (7) o parametrach z tabeli 2 stanowią komplet danych w pełni opisujących schemat zastępczy celi z rysunku 1 oraz uzupełniające go równanie (2). Wszystko to razem jest podstawą do budowy modelu symulacyjnego celi. Modele wszystkich trzech cel zaimplementowano w programie Matlab-Simulink.



Rys. 2. Zidentyfikowane charakterystyki parametrów schematu zastępczego. Kokam – niebieski, Winston – czerwony, Elerix – zielony, punkty – wartości wynikające z interpretacji impulsów HPPC (jeden punkt to jeden impuls), linie – aproksymacja

#### 4. Weryfikacja zidentyfikowanych modeli

Zarówno rzeczywiste cele w laboratorium, jak i ich modele symulacyjne w programie Matlab-Simulink przetestowano w takich samych symulowanych warunkach operacyjnych, zgodnie z metodologią testu CDC [24]. Podczas testów cele i ich modele pracowały przy wymuszeniu prądowym o profilu podanym na rysunku 3. Pojedynczy cykl rozładowuje celę o równowartość  $0,033 Q_n$ .

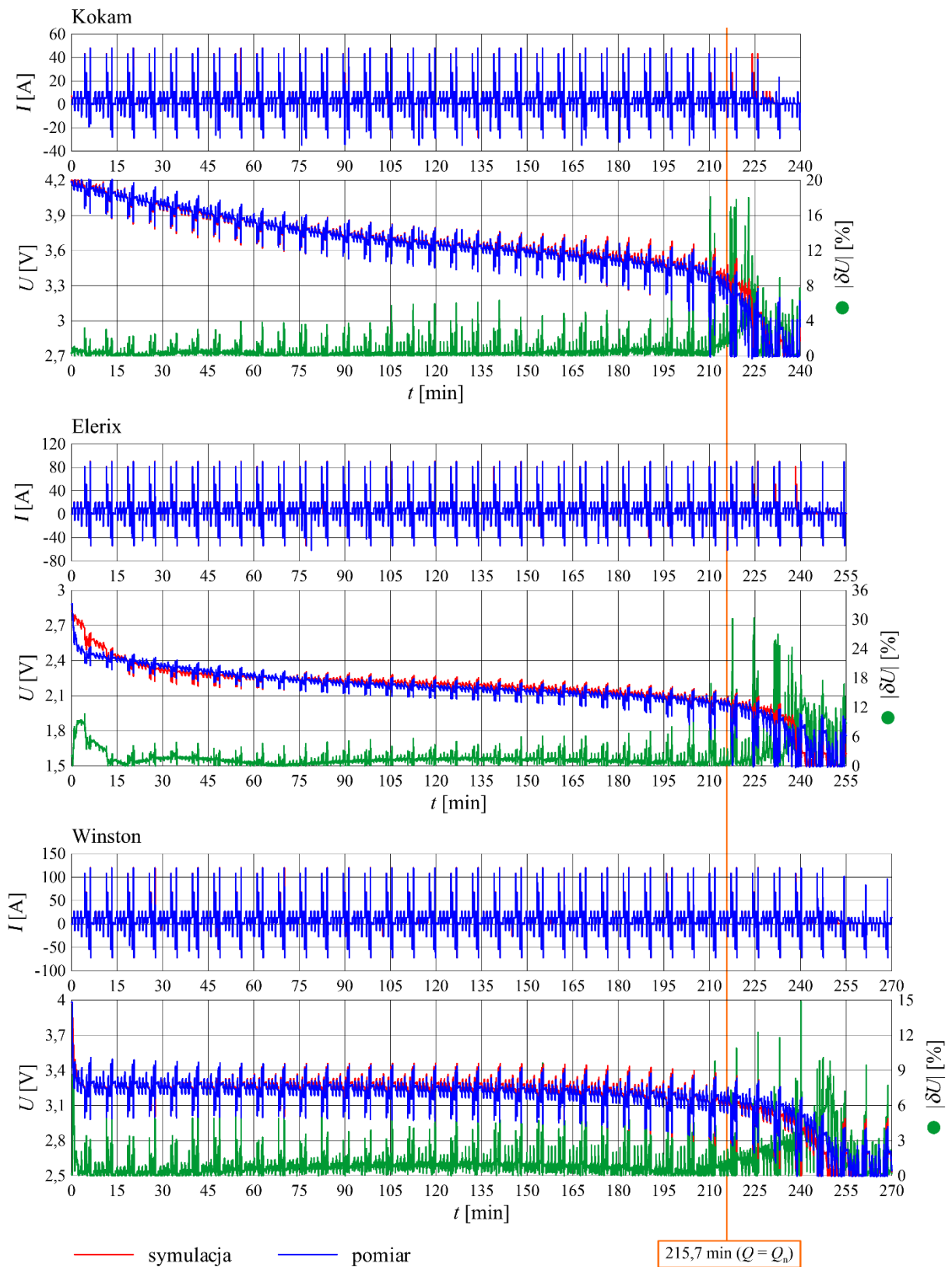


Rys. 3. Profil poboru prądu wykorzystany podczas testów CDC

Zarówno stanowisko laboratoryjne, jak i model symulacyjny były wyposażone w układ zasilania (lub jego model) pracujący w trybach CC/CV (constant current / constant voltage). W trakcie normalnej pracy wykorzystywany jest tryb CC, czyli wymuszenie prądowe zgodne z zadanym profilem. Gdy wartość napięcia celi osiąga wartość graniczną (minimalną lub maksymalną) podaną w tabeli 1, wtedy układ zasilania przełącza się w tryb CV (wymuszenie napięciowe) i ogranicza prąd, aby utrzymać napięcie w dopuszczalnym dla badanej celi zakresie.

Uzyskane wyniki symulacji i pomiarów porównano na rysunku 4. Z wykresów wynika, że różnice napięcia pomiędzy modelem symulacyjnym a wynikiem pomiaru dla wszystkich trzech cel utrzymują się na poziomie kilku procent w przedziale pracy od pełnego naładowania  $SOC = 1$  dla  $t = 0$  aż do momentu, gdy z celi zostaje pobrany ładunek równy znamionowemu  $Q_n$ . Moment ten wyznacza pomarańczowa linia na rysunku 4 ( $t = 215,7$  min). Należy zauważyć, że rzeczywiste, zmierzone pojemności wszystkich trzech cel były większe od znamionowych  $Q_n$ . Po przekroczeniu tego punktu cele pracują w stanie głębokiego rozładowania, który charakteryzuje się gwałtownym spadkiem napięcia jałowego  $U_{OC}$  oraz wzrostem impedancji wewnętrznej. Wynika to z kształtu wykresów na rysunku 2 dla  $SOC \approx 0$ . W tym obszarze pracy różnice napięcia są znacznie większe, w szczególności w przypadku celi Elerix. W praktyce jednak unika się pracy baterii w stanie głębokiego rozładowania, gdyż powoduje ona szybszą degra-

dację cel. Dokładność odwzorowania napięcia cel w najczęściej wykorzystywanym zakresie wartości  $SOC$  jest więc bardzo dobra.



Rys. 4. Porównanie wyników symulacji i testów laboratoryjnych

## 5. Wnioski

Przeprowadzone badania wykazały, że wypracowane metody identyfikacji parametrów schematu zastępczego cel baterii litowo-jonowych umożliwiają budowę dokładnego modelu symulacyjnego, w zadowalającym stopniu oddającego ich właściwości. Wypracowane metody są uniwersalne i umożliwiają skuteczną identyfikację parametrów cel różnych typów, w szczególności znacznie różniących się kształtem charakterystyki stanu jałowego.

## Bibliografia

1. Davi K., Hayes J.G.: Comparison of Lithium-Ion Battery Pack Models Based on Test Data from Idaho and Argonne National Laboratories. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Detroit, MI, USA, 11–15 October 2020, pp. 5626–5632.
2. Rahmoun A., Biechl H.: Modelling of li-ion batteries using equivalent circuit diagrams. *Electr. Rev.* 2012, 2, pp. 152–156.
3. Tremblay O., Dessaint L., Dekkiche A.: A Generic Battery Model for the Dynamic Simulation of Hybrid Electric Vehicles. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Arlington, TX, USA, 9–12 September 2007, pp. 274–279.
4. Cipin R., Toman M., Prochazka P., Pazdera I.: Identification of Li-ion Battery Model Parameters. International Conference on Electrical Drives & Power Electronics (EDPE), The High Tatras, Slovakia, 24–26 September 2019, pp. 225–229.
5. Chen S.X., Tseng K.J., Choi S.S.: Modeling of Lithium-Ion Battery for Energy Storage System Simulation. Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, Wuhan, China, 28–30 March 2009, pp. 1–4.
6. Huang K., Wang Y., Feng J.: Research on equivalent circuit Model of Lithium-ion battery for electric vehicles. 3rd World Conference on Mechanical Engineering and Intelligent Manufacturing (WCMEIM), Shanghai, China, 4–6 December 2020, pp. 492–496.
7. He H., Xiong R., Fan J.: Evaluation of Lithium-Ion Battery Equivalent Circuit Models for State of Charge Estimation by an Experimental Approach. *Energies* 2011, 4, pp. 582–598.



8. Sibi Krishnan K., Pathiyil P., Sunitha R.: Generic Battery model covering self-discharge and internal resistance variation. IEEE 6th International Conference on Power Systems (ICPS), New Delhi, India, 4–6 March 2016, pp. 1–5.
9. Wu W., Qin L., Wu G.: State of power estimation of power lithium-ion battery based on an equivalent circuit model. *J. Energy Storage* 2022, 51, 104538.
10. Khattak A.A., Khan A.N., Safdar M., Basit A., Zaffar N.A.: A Hybrid Electric Circuit Battery Model Capturing Dynamic Battery Characteristics. IEEE Kansas Power and Energy Conference (KPEC), Manhattan, KS, USA, 13–14 July 2020, pp. 1–6.
11. Mueller K., Schwiederik E., Tittel D.: Analysis of parameter identification methods for electrical Li-Ion battery modelling. World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27), Barcelona, Spain, 17–20 November 2013, pp. 1–9.
12. Nemes R., Ciornei S., Ruba M., Hedesiu H., Martis C.: Modeling and simulation of first-order Li-Ion battery cell with experimental validation. 8th International Conference on Modern Power Systems (MPS), Cluj-Napoca, Cluj, Romania, 21–23 May 2019, pp. 1–6.
13. Nemes R.O., Ciornei S.M., Ruba M., Martis C.: Parameters identification using experimental measurements for equivalent circuit Lithium-Ion cell models. 11th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE), Bucharest, Romania, 28–30 March 2019, pp. 1–6.
14. Li Z., Shi X., Shi M., Wei C., Di F., Sun H.: Investigation on the Impact of the HPPC Profile on the Battery ECM Parameters' Offline Identification. Asia Energy and Electrical Engineering Symposium (AEEES), Chengdu, China, 28–31 May 2020, pp. 753–757.
15. Haghjoo Y., Khaburi D.A.: Modeling, simulation, and parameters identification of a lithium-ion battery used in electric vehicles. 9th Iranian Conference on Renewable Energy & Distributed Generation (ICREDG), Mashhad, Iran, 23–24 February 2022, pp. 1–7.
16. Tran M.K., Mathew M., Janhunen S., Panchal S., Raahemifar K., Fraser R., Fowler M.: A comprehensive equivalent circuit model for lithium-ion batteries, incorporating the effects of state of health, state of charge, and temperature on model parameters. *J. Energy Storage* 2021, 43, 103252.
17. Deng S.D., Liu S.Y., Wang L., Xia L.L., Chen L.: An improved second-order electrical equivalent modeling method for the online high power Li-ion battery state of charge estimation. IEEE 12th Energy Conversion Congress & Exposition—Asia (ECCE-Asia), Singapore, 24–27 May 2021, pp. 1725–1729.

18. Parthasarathy C., Laaksonen H., Halagi P.: Characterisation and Modelling Lithium Titanate Oxide Battery Cell by Equivalent Circuit Modelling Technique. IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies—Asia (ISGT Asia), Brisbane, Australia, 5–8 December 2021, pp. 1–5.
19. Navas S.J., Cabello González G.M., Pino F.J., Guerra J.J.: Modelling Li-ion batteries using equivalent circuits for renewable energy applications. *Energy Rep.* 2023, 9, 4456–4465.
20. Wang J., Jia Y., Yang N., Lu Y., Shi M., Ren X., Lu D.: Precise equivalent circuit model for Li-ion battery by experimental improvement and parameter optimization. *J. Energy Storage* 2022, 52, 104980.
21. Baczyńska A., Niewiadomski W., Gonçalves A., Almeida P., Luís R.: Li-NMC Batteries Model Evaluation with Experimental Data for Electric Vehicle Application. *Batteries* 2018, 4, 11.
22. Somakettarin N., Funaki T.: Study on Factors for Accurate Open Circuit Voltage Characterizations in Mn-Type Li-Ion Batteries. *Batteries* 2017, 3, 8.
23. Gao Y., Ji W., Zhao X.: SOC Estimation of E-Cell Combining BP Neural Network and EKF Algorithm. *Processes* 2022, 10, 1721.
24. Belt J.R.: *Battery Test Manual for Plug-In Hybrid Electric Vehicles*. 2nd ed.; U.S. Department of Energy Vehicle Technologies Program: USA, 2010.
25. Shi J., Guo H., Chen D.: Parameter identification method for lithium-ion batteries based on recursive least square with sliding window difference forgetting factor. *J. Energy Storage* 2021, 44, 103485.
26. Tang A., Gong P., Li J., Zhang K., Zhou Y., Zhang Z.: A State-of-Charge Estimation Method Based on Multi-Algorithm Fusion. *World Electr. Veh. J.* 2022, 13, 70.
27. Yang Z., Wang X.: An improved parameter identification method considering multi-timescale characteristics of lithium-ion batteries. *J. Energy Storage* 2023, 59, 106462.
28. Shaheen A.M., Hamida M.A., El-Sehiemy R.A., Elattar E.E.: Optimal parameter identification of linear and non-linear models for Li-Ion Battery Cells. *Energy Rep.* 2021, 7, pp. 7170–7185.
29. Hamida M.A., El-Sehiemy R.A., Ginidi A.R., Elattar E., Shaheen A.M.: Parameter identification and state of charge estimation of Li-Ion batteries used in electric vehicles using artificial hummingbird optimizer. *J. Energy Storage* 2022, 51, 104535.

30. Stroe D.I., Swierczynski M., Stroe A.I., Knudsen Kær S.: Generalized Characterization Methodology for Performance Modelling of Lithium-Ion Batteries. *Batteries* 2016, 2, 37.
31. Baccouche I., Jemmali S., Manai B., Omar N., Amara N.E.B.: Improved OCV Model of a Li-Ion NMC Battery for Online SOC Estimation Using the Extended Kalman Filter. *Energies* 2017, 10, 764.
32. Pizarro-Carmona V., Castano-Solís S., Cortés-Carmona M., Fraile-Ardanuy J., Jimenez-Bermejo G.: GA-based approach to optimize an equivalent electric circuit model of a Li-ion battery-pack. *Expert Syst. Appl.* 2021, 172, 114647.
33. Karimi D., Behi H., Van Mierlo J., Berecibar M.: Equivalent Circuit Model for High-Power Lithium-Ion Batteries under High Current Rates, Wide Temperature Range, and Various State of Charges. *Batteries* 2023, 9, 101.
34. Plett G.L.: High-performance battery-pack power estimation using a dynamic cell model. *IEEE Trans. Veh. Technol.* 2004, 53, pp.1586–1593.
35. Marušić D., Vašak M.: Efficient Method of Identifying a Li-Ion Battery Model for an Electric Vehicle. *IEEE 20th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, Brasov, Romania, 25–28 September 2022, pp. 421–426.
36. Guenther C., Barillas J.K., Stumpp S., Danzer M.A.: A dynamic battery model for simulation of battery-to-grid applications. *3rd IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Europe (ISGT Europe)*, Berlin, Germany, 14–17 October 2012, pp. 1–7.
37. Feng D., Huang J., Jin P., Chen H., Wang A., Zheng M.: Parameter Identification and Dynamic Simulation of Lithium-Ion Power Battery Based on DP Model. *14th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, Xi'an, China, 19–21 June 2019, pp. 1275–1279.
38. Białoń T., Niestrój R., Korski W.: PSO-Based Identification of the Li-Ion Battery Cell Parameters. *Energies* 2023, 16, 3995.
39. Hemi H., M'Sirdi N.K., Naamane A., Ikken B.: Open Circuit Voltage of a Lithium ion Battery Model Adjusted by Data Fitting. *6th International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)*, Rabat, Morocco, 5–8 December 2018, pp. 1–5.
40. Zhang Q., Shang Y., Li Y., Cui N., Duan B., Zhang C.: A novel fractional variable-order equivalent circuit model and parameter identification of electric vehicle Li-ion batteries. *ISA Trans.* 2020, 97, pp. 448–457.

*Artykuł powstał w ramach projektu współfinansowanego z Europejskiego Funduszu Rozwoju Regionalnego zgodnie z umową POIR.01.01.01-00-1427/20-00.*

### **Streszczenie**

W artykule przedstawiono wyniki badań porównawczych cel baterii litowo-jonowych trzech różnych typów: niklowo-kobaltowo-manganowej (NMC), litowo-żelazowo-fosforanowej (LFP) i litowo-tytanowej (LTO). Wyniki identyfikacji wykorzystano do budowy modeli symulacyjnych cel o postaci schematu zastępczego Thevenina z dwiema stałymi czasowymi. Na koniec wyniki symulacji porównano z wynikami pomiarów, dokonując weryfikacji uzyskanych modeli. W artykule podano, będący wynikiem przeprowadzonych badań, komplet parametrów schematu zastępczego wszystkich trzech cel, umożliwiający czytelnikowi budowę własnego, w pełni funkcjonalnego modelu symulacyjnego.

**Słowa kluczowe:** test HPPC, bateria niklowo-manganowo-kobaltowa NMC, bateria litowo-żelazowo-fosforanowa LFP, bateria litowo-tytanowa LTO.

Tadeusz BIAŁOŃ<sup>11</sup>, Roman NIESTRÓJ<sup>12</sup>, Wojciech KORSKI<sup>13</sup>

## **Rozdział 6. ZASTOSOWANIE ALGORYTMU PSO DO IDENTYFIKACJI PARAMETRÓW OGNIWA BATERII LITOWO-JONOWEJ**

### **1. Wstęp**

Modelowanie baterii i ich cel to szeroka i złożona dziedzina nauki, obejmująca wiele zagadnień z zakresu chemii, fizyki i elektrotechniki. Zjawiska elektryczne, chemiczne i termodynamiczne zachodzące w ogniwie baterii są ze sobą powiązane i mają silnie nieliniowy charakter. Szeroko stosowane są schematy zastępcze ze względu na prostą konstrukcję, wysoką precyzję i możliwość modelowania zjawisk takich jak napięcie stanu jałowego OCV (Open Circuit Voltage), rezystancja wewnętrzna i efekty polaryzacji baterii [1].

Do obliczeń zużycia energii wykorzystuje się modele uproszczone [2, 3], które przedstawiają celę jako źródło napięcia zależne od ładunku z impedancją wewnętrzną modelowaną jako pojedynczy rezystor [4, 5]. W przypadku bardziej złożonych modeli, reprezentujących właściwości dynamiczne celi, struktura modelu związana jest ze sposobem identyfikacji jego parametrów. W prezentowanych tu badaniach identyfikacji dokonano na podstawie testu HPPC [6], który pozwala na identyfikację parametrów modelu w postaci obwodu RC Thevenina [7, 8].

Źródło napięcia w modelu Thevenina, reprezentujące OCV celi, ma wartość będącą nieliniową funkcją stanu naładowania *SOC* (State of Charge) celi. W jego

---

<sup>11</sup> Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny, Katedra Elektrotechniki i Informatyki, ul. Akademicka 10, 44-100 Gliwice; Sieć Badawcza Łukasiewicz – Instytut Technik Innowacyjnych EMAG, ul. Leopolda 31, 40-189 Katowice; e-mail: [Tadeusz.bialon@polsl.pl](mailto:Tadeusz.bialon@polsl.pl)

<sup>12</sup> Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny, Katedra Elektrotechniki i Informatyki, ul. Akademicka 10, 44-100 Gliwice; Sieć Badawcza Łukasiewicz – Instytut Technik Innowacyjnych EMAG, ul. Leopolda 31, 40-189 Katowice; e-mail: [roman.niestroj@polsl.pl](mailto:roman.niestroj@polsl.pl)

<sup>13</sup> Sieć Badawcza Łukasiewicz – Instytut Technik Innowacyjnych EMAG, ul. Leopolda 31, 40-189 Katowice, e-mail: [wojciech.korski@emag.lukasiewicz.gov.pl](mailto:wojciech.korski@emag.lukasiewicz.gov.pl)

charakterystyce można wyróżnić trzy strefy [2, 9]. W pierwszej strefie, począwszy od pełnego naładowania, następuje początkowy spadek napięcia [10]. Następnie w drugiej strefie napięcie stabilizuje się, spadając powoli, prawie liniowo. Wreszcie w strefie trzeciej, dla mocno rozładowanego akumulatora, spadek napięcia ponownie przyspiesza [10].

W praktyce charakterystyka OCV jest identyfikowana przez pomiar. Najczęściej wykorzystuje się tu charakterystyki ładowania i rozładowania mierzone przy stałym prądzie, a następnie uśredniane [11, 12]. Jednak ta metoda ma pewne wady. Po pierwsze, mierzone napięcie ogniwa, oprócz OCV, obejmuje również spadek napięcia na impedancji wewnętrznej, który jest silnie nieliniowy i może zmieniać się inaczej podczas ładowania niż podczas rozładowywania. Po drugie, pojemność ogniw mierzona podczas ładowania różni się od tej podczas rozładowywania ze względu na występowanie strat mocy. Aby uniknąć tych problemów, w artykule zaproponowano metodę wyznaczania charakterystyk OCV na podstawie wyników badań HPPC, polegającą na uśrednieniu napięcia zarejestrowanego w stanie bezprądowym przed każdym impulsem.

Niezależnie od sposobu pozyskania wartości OCV otrzymane bezpośrednio z pomiarów zawierają nieregularności i zaburzenia, co powoduje, że nie nadają się one wprost do tworzenia modeli symulacyjnych, a więc wymagają aproksymacji. Aproksymację można przeprowadzić za pomocą funkcji o różnych postaciach [2, 13, 14, 15, 16, 17, 18]. Parametry funkcji można identyfikować analitycznie, zwykle na podstawie ręcznie wybranych punktów odpowiadających wspomnianym trzem charakterystycznym strefom OCV [2]. Wadą tej metody jest to, że często trudno jest określić granice między trzema charakterystycznymi strefami. Inną metodą jest wykorzystanie optymalizacji [7, 19, 18].

Kolejnym problemem jest identyfikacja stałych czasowych i parametrów RC modelu Thevenina. Najczęściej przeprowadza się ją na podstawie wyników testu HPPC [20, 21, 22]. W tym przypadku również jest konieczne aproksymowanie przebiegów pomiarowych funkcją, tutaj: wielowykładniczą. Liczba wyrazów wykładniczych w funkcji jest równa liczbie par RC w obwodzie Thevenina.

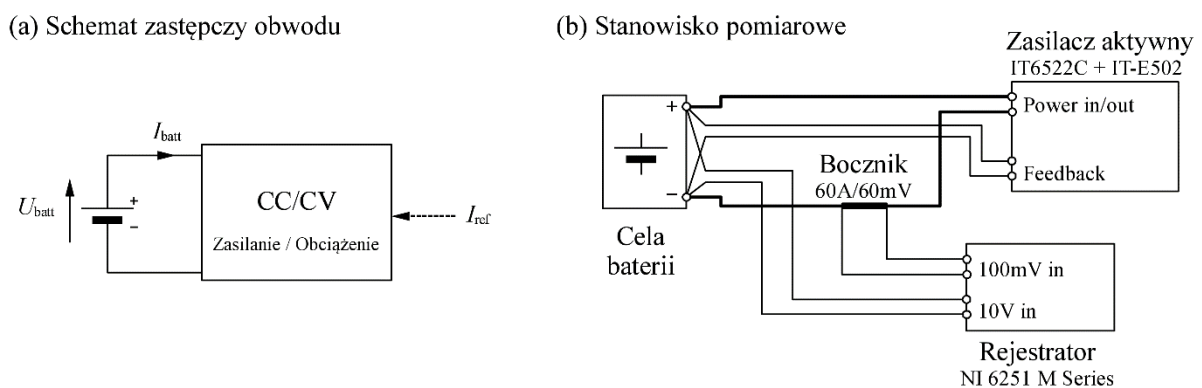
Wspomniane powyżej zadania aproksymacji, zarówno dla charakterystyki OCV, jak i par RC modelu Thevenina, można realizować na drodze optymalizacji. W praktyce można zastosować metody deterministyczne [23, 24]. Mają one jednak zasadniczą wadę: wynik optymalizacji zależy od punktu startowego algorytmu, który nie zawsze jest łatwy do wybrania. Problem ten nie występuje w algorytmach metaheurystycznych opartych na populacji, takich jak algorytm genetyczny, PSO i inne [7, 23, 24]. Algorytmy te przetwarzają jednocześnie wiele punktów rozmieszczonych w całej

przestrzeni poszukiwań [25], dzięki czemu charakteryzują się dużą skutecznością znajdowania globalnego ekstremum. Tutaj zastosowano algorytm roju cząstek PSO (Particle Swarm Optimization).

Motywacją do opisanych tu badań jest projekt magazynu energii dla w pełni elektrycznego pojazdu typu LHD (Load-Hull-Dump). Opracowane metody zostaną wykorzystane do identyfikacji różnych typów modeli cel. Następnie stworzone modele symulacyjne cel zostaną wykorzystane w procesie projektowania baterii trakcyjnej pojazdu, zgodnie z metodologią MBD (Model-Based Design), co jest typowym zastosowaniem takich modeli [26, 27, 28].

## 2. Układ pomiarowy i badania laboratoryjne

Badania przeprowadzono dla celi baterii litowo-jonowej typu KOKAM SLPB78205130H, wykonanej w technologii niklowo-manganowo-kobaltowej (NMC), o pojemności znamionowej  $Q_n = 16$  Ah. Na podstawie wyników pomiarów zidentyfikowano parametry schematu zastępczego celi. Schemat ten stał się następnie podstawą stworzonego modelu symulacyjnego. Na koniec porównano wyniki symulacji z wynikami pomiarów.



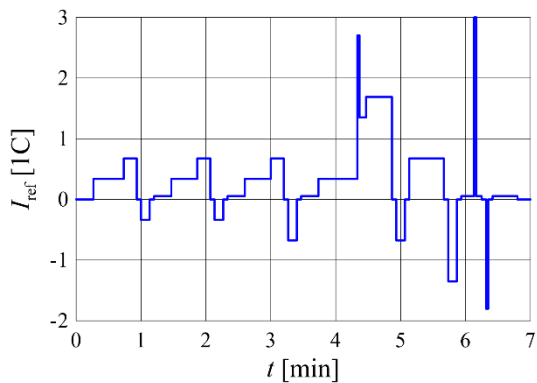
Rys. 1. Układ laboratoryjny i schemat obwodu modelu symulacyjnego (a), szczegółowy schemat połączeń zastosowanych urządzeń (b).

W układzie pokazanym na rysunku 1 przeprowadzono serię testów HPPC i test CDC (Charge Depleting Cycle). Ogniwo zasilane jest zasilaczem aktywnym z funkcją obciążenia, pracującym w trybie stałoprądowym (CC) i stałonapięciowym (CV). Celi ładowano i rozładowywano w trybie CC zgodnie z zadanym profilem testowym prądu odniesienia  $I_{ref}$  (rys. 2). Gdy napięcie ogniwa osiągało dopuszczalną wartość minimalną

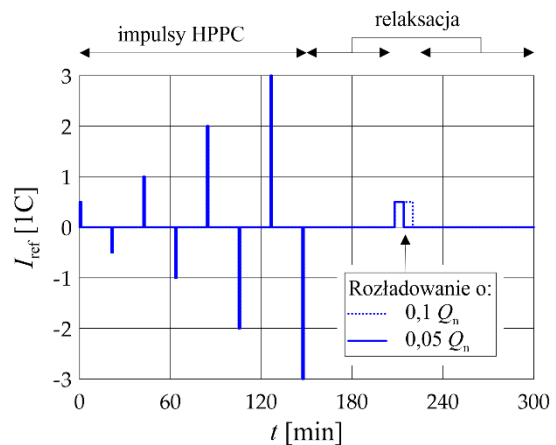
lub maksymalną, zasilacz przełączał się w tryb CV, ograniczając prąd, aby utrzymać napięcie w dopuszczalnym zakresie.

Testy HPPC rozpoczęto po całkowitym naładowaniu ogniwa (do maksymalnego napięcia). Następnie wykonano 15 testów z przykładowym profilem pokazanym na rysunku 2b. Kolejny test wykonywano po kilku godzinach relaksacji celi.

(a) Profil prądowy testu CDC



(b) Profil prądowy testu HPPC



Rys. 2. Zastosowane profile testów CDC i HPPC

Przeprowadzono również test CDC (Charge Depleting Cycle) symulujący warunki pracy celi, takie jak w rzeczywistym pojeździe elektrycznym (rys. 2a). Składa się z serii impulsów rozładowania o stosunkowo małej wartości i długim czasie trwania (jazda ze stałą prędkością), krótkich impulsów rozładowania o dużej wartości (przyspieszenie) oraz impulsów ładowania (hamowanie z odzyskiem energii). Test opracowano na podstawie wzorcowego profilu poboru prądu dla hybrydowych pojazdów elektrycznych typu plug-in, podanego w instrukcji [37]. Pojedynczy cykl zmniejsza ładowanie akumulatora o  $0,033 Q_n$ , dlatego pełne rozładowanie wymaga około 30 cykli.

Laboratoryjne testy HPPC dostarczyły danych do kolejnego kroku, jakim była identyfikacja parametrów modelu ogniwa baterii. Z wyników tych testów wyodrębniono dwa zestawy danych. Pierwszy zawierał wartości OCV  $U_{OC}$  ogniwa (napięcie przy prądzie  $I_{batt} = 0$ ) oraz odpowiadające im wartości stanu naładowania ( $SOC$ ). OCV obliczono jako średnią wartość zarejestrowanego napięcia  $U_{batt}$  za okres 10 s, w stanie bezprądowym przed każdym impulsem HPPC. Podobną strategię pomiaru OCV, ale opartą na impulsowych testach ładowania i rozładowania, przedstawiono w [15, 26]. Ten zestaw danych wykorzystano do identyfikacji parametrów funkcji aproksymacji charakterystyki OCV w funkcji  $SOC$ .



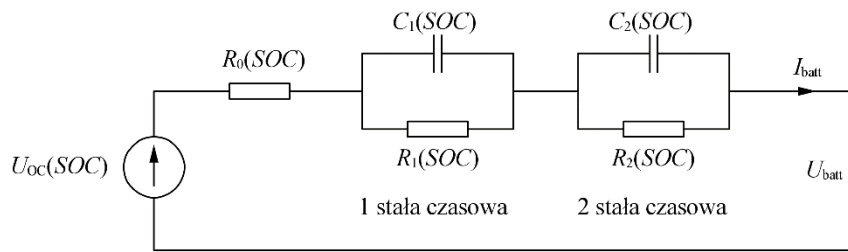
Drugi zestaw danych zawierał przebiegi przejściowe impulsów napięcia HPPC i odpowiadające im początkowe wartości  $SOC$ . Każdy impuls był aproksymowany funkcją wykładniczą, która określała rezystancje i pojemności, które obejmowały zależną od  $SOC$  impedancję wewnętrzną ogniwa.

Parametry funkcji charakterystyki OCV i funkcji wykładniczej impulsu zostały zoptymalizowane za pomocą algorytmu roju cząstek (PSO) opracowanego przez autorów.

Na koniec utworzono model symulacyjny w środowisku Matlab-Simulink na podstawie zidentyfikowanych parametrów modelu matematycznego ogniwa akumulatora i przeprowadzono symulację testu cyklu CDC, identycznego z zarejestrowanym w laboratorium.

### 3. Schemat zastępczy celi

Model matematyczny celi jest reprezentowany przez szeregowy obwód Thevenina (rys. 3), składający się ze źródła napięcia  $U_{OC}(SOC)$ , reprezentujący napięcie obwodu otwartego OCV, zależne od stanu naładowania  $SOC$  celi. Impedancja wewnętrzna ogniwa jest reprezentowana przez rezystor szeregowy  $R_0$ , natomiast spadki napięcia zależne od czasu są modelowane przez obwody RC [19, 21, 24].



Rys. 3. Schemat zastępczy Thevenina celi baterii

Liczba obwodów RC określa liczbę stałych czasowych modelu matematycznego [1]:

$$\tau_k = R_k \cdot C_k, \quad (1)$$

gdzie  $k \in [1, 2]$ . Wszystkie rezystancje i pojemności zależą od  $SOC$  celi, które jest szacowane na podstawie prądu [1, 19, 16]:

$$SOC = SOC_0 - \frac{1}{Q_{batt}} \int_0^t I_{batt} d\tau, \quad (2)$$

gdzie  $SOC_0$  to początkowy  $SOC$  celi, a  $Q_{batt}$  to jej pojemność. Rzeczywista pojemność ogniwa zwykle różni się od nominalnej  $Q_n$  i zależy od temperatury otoczenia, stanu zdrowia ogniwa itp. Tutaj oszacowano ją jako całkowity ładunek oddany przez ogniwo we wszystkich 15 testach HPPC:

$$Q_{batt} = \sum_{15} \int_0^t I_{batt} d\tau. \quad (3)$$

Otrzymana wartość wyniosła  $Q_{batt} = 17,1$  Ah i była większa od znamionowej  $Q_n$ . Liczba 15 testów HPPC wynika z faktu, że kolejne testy prowadzono aż do osiągnięcia minimalnej wartości napięcia ogniwa, a impulsy prądu rozładowania zostały odcięte przez mechanizm CC/CV.

### 3.1. Charakterystyka OCV

Charakterystykę napięcia  $U_{oc}(SOC)$  można aproksymować funkcjami, których różne formy można znaleźć w literaturze. Pierwsza z analizowanych funkcji została wykorzystana w modelu symulacyjnym dostępnym w środowisku Matlab–Simulink (Toolbox Simscape Electrical):

$$U_{oc}(SOC) = a \frac{SOC}{1-b \cdot (1-SOC)}. \quad (4)$$

Dla uproszczenia funkcja ta będzie dalej nazywana „funkcją Beta”, od oznaczenia współczynnika występującego w jej pierwotnej postaci w programie Matlab. Funkcja ta wymaga identyfikacji tylko dwóch parametrów opisujących jej kształt:  $a$  i  $b$ . Prostota modelu uniemożliwiła jednak zadowalające dopasowanie go do rzeczywistej charakterystyki napięciowej celi. W szczególności funkcja Beta nie jest w stanie zobrazować wzrostu napięcia celi w pobliżu  $SOC = 1$ . Istotne rozbieżności występowały również w pobliżu  $SOC = 0$ , ponieważ funkcja (4) ma w tym miejscu wartość 0, podczas gdy w praktyce rzeczywiste napięcie celi nie może spaść poniżej minimalnego, większego od 0.

Lepszym odwzorowaniem kształtu charakterystyki jest funkcja Tremblay [2, 29], nazwana tak od nazwiska twórcy. Podobną funkcję zastosowano w [30]. Ta funkcja zawierała człon wykładniczy reprezentujący wzrost napięcia w pobliżu  $SOC = 1$ :

$$U_{oc}(SOC) = a + b \cdot e^{-c \cdot (1-SOC)} - \frac{d}{SOC}. \quad (5)$$

Krzywa charakterystyki przy niskich wartościach  $SOC$  jest odwzorowywana za pomocą funkcji odwrotnej, co stanowi problem – składowa ta ma asymptotę dla  $SOC = 0$ , co uniemożliwia dobre dopasowanie funkcji do kształtu charakterystyki pomiarowej.

Aby poprawić odwzorowanie charakterystyk w zakresie niskich wartości  $SOC$ , do funkcji Tremblay dodano dodatkowy, piąty parametr  $e$ :

$$U_{OC}(SOC) = a + b \cdot e^{-c \cdot (1-SOC)} - \frac{d}{SOC+e}. \quad (6)$$

Gdy  $e > 0$ , to asymptota funkcji (6) mieści się w przedziale ujemnych wartości  $SOC$ , tj. poza obszarem roboczym  $0 < SOC < 1$ , a wartość  $U_{OC}(SOC = 0)$  jest większa od zera. Funkcja opisana równaniem (6) będzie dalej nazywana Tremblay2.

Kolejną analizowaną funkcją jest model logarytmiczno-liniowo-wykładniczy (LLE) [2, 17]:

$$U_{OC}(SOC) = a + b \cdot \ln(SOC + c) + d \cdot SOC + e^{e \cdot (SOC-f)}. \quad (7)$$

Zawiera 3 składniki zależne od  $SOC$ : logarytmiczny, odwzorowujący kształt charakterystyki dla  $SOC \approx 0$ , liniowy, określający nachylenie środkowej części charakterystyki, oraz wykładniczy, opisujący kształt funkcji dla  $SOC \approx 1$ .

W literaturze [1, 2, 15, 16] wspomina się również o aproksymacji charakterystyki OCV komórki wielomianem lub wielomianem rozszerzonym wyrazem wykładniczym [31]:

$$U_{OC}(SOC) = a + b \cdot e^{-c \cdot (1-SOC)} + d \cdot SOC + e \cdot SOC^2 + f \cdot SOC^3 + \dots \quad (8)$$

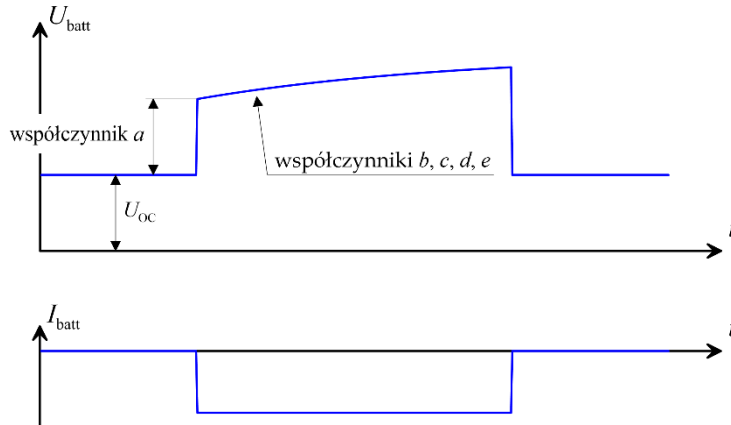
Funkcja ta będzie określana jako PolyEXP. W pracach [2, 14, 15, 16] zauważono, że funkcja wielomianu nie daje dobrych wyników. Dla wielomianów 3. stopnia i mniejszych dopasowanie nie jest dokładne, a dla wyższych stopni funkcja oscyluje wokół charakterystyki odniesienia. Niezależnie od tego autorzy postanowili włączyć funkcję (8) do programu prezentowanych tu badań.

### 3.2. Impedancja obwodu Thevenina

Nieustalony przebieg napięcia celi podczas impulsu HPPC można opisać funkcją wielowykładniczą:

$$U_{batt}(t) = U_{OC} \pm a \pm b \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{c}}\right) \pm d \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{e}}\right), \quad (9)$$

gdzie znaki dodatnie (+) oznaczają impulsy ładowujące, a ujemne (–) rozładowujące.  $U_{OC}$  jest zmierzonym OCV (dla prądu ogniwa  $I_{batt} = 0$ ) w chwili poprzedzającej impuls. Współczynniki  $a - e$  określają kształt impulsu (rys. 4). Równanie (9) odpowiada obwodowi Thevenina z 2 stałymi czasowymi  $\tau_1$  i  $\tau_2$ , oznaczonymi odpowiednio jako  $c$  i  $e$ . Gdy bierze się pod uwagę tylko jedną stałą czasową, to ostatni składnik ( $d$  i  $e$ ) jest pomijany.



Rys. 4. Pojedynczy (ładujący) impuls HPPC opisany funkcją (9)

#### 4. Optymalizacja PSO

Parametry  $a, b, c, \dots$  funkcji aproksymujących (4) – (9) zostały zoptymalizowane w celu dopasowania do danych pomiarowych. Na potrzeby optymalizacji zaproponowano funkcję celu w postaci pierwiastka kwadratowego z wariancji, czyli średniej sumy kwadratów odchyleń od mierzonej charakterystyki  $U_{OC}(SOC)$  lub napięcia stanu nieustalonego impulsu HPPC  $U_{batt}(t)$ :

$$F = \sqrt{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (U_{ref}(SOC_k) - U_{OC}(SOC_k))^2}, \quad (10)$$

$$F = \sqrt{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (U_{ref}(t_k) - U_{batt}(t_k))^2}, \quad (11)$$

gdzie  $k$  to numer próbki zmierzonego sygnału. W procesie optymalizacji poszukuje się minimum funkcji  $F$ . Do optymalizacji wykorzystano algorytm optymalizacji rojem cząstek (PSO) opisany w [32]. Algorytm ten został wybrany ze względu na jego wysoką skuteczność w znajdowaniu globalnych ekstremalnych i szerokich opcji konfiguracyjnych, co umożliwia łatwą adaptację procesu optymalizacji.

Stosowano zamiennie trzy różne metody uczenia [32]: GB (Global Best), LB (Local Best) i FIPS (Fully Informed Particle Swarm). Metody uczenia są ściśle powiązane z topologią roju, która określa wzajemne oddziaływania między cząstkami, tj. sposób definiowania sąsiedztwa. Istnieją dwa podstawowe typy sąsiedztw, statyczne i dynamiczne.

Sąsiedztwo statyczne jest definiowane raz, przed uruchomieniem algorytmu. Dla każdej cząstki w roju definiujemy zbiór zawierający  $R$  innych cząstek i w trakcie działania algorytmu zbiór ten nie ulega zmianie. W rozważanym algorytmie wykorzystano sąsiedztwa statyczne o topologii sieci pierścieniowej różnych rzędów  $R$  oraz dwuwymiarową siatkę von Neumanna ( $R = 4$ ) [33, 34].

W przeciwieństwie do sąsiedztwa statycznego sąsiedztwo dynamiczne jest wybierane podczas każdej iteracji algorytmu. Algorytmy oparte na tego typu sąsiedztwie wymagają większego nakładu obliczeniowego. Obecnie najbardziej powszechnym typem sąsiedztwa dynamicznego jest FDR (Fitness Distance Ratio) [33, 35].

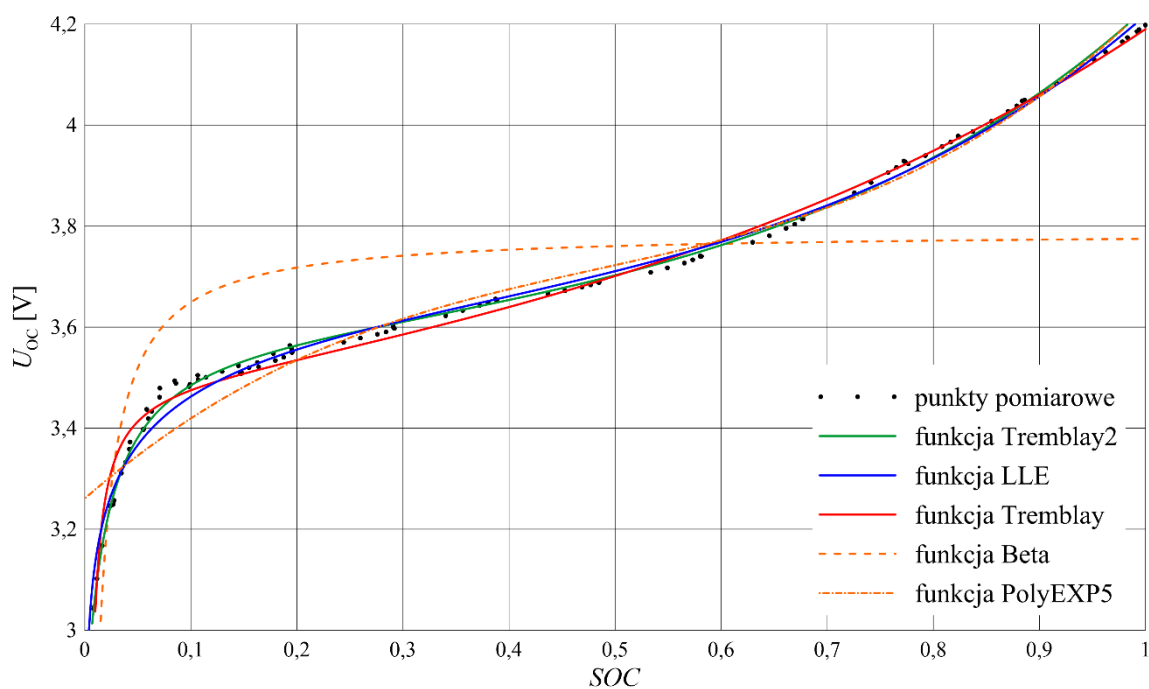
Każda cząstka roju jest opisana przez jej położenie i prędkość, które są od siebie zależne. W związku z tym każda cząstka, i w konsekwencji cały rój, jest systemem dynamicznym. W systemie dynamicznym zawsze występuje problem stabilności [36, 33]. Właściwości dynamiczne roju są określane przez wartość współczynnika uczenia  $\varphi$ . W [36] stwierdza się, że rój traci stabilność dla współczynnika uczenia  $\varphi$  mniejszego niż około 4, a dokładna wartość graniczna stabilności zależy od zastosowanej metody uczenia, topologii roju oraz ograniczeń prędkości i położenia. Gdy rój jest niestabilny, to przy kolejnych iteracjach algorytmu jego cząstki oddalają się od siebie w tempie wykładniczym. Algorytm nie jest więc w stanie osiągnąć zbieżności. Kiedy algorytm jest zbieżny, to przy kolejnych iteracjach prędkości cząstek i odległości między nimi asymptotycznie maleją do zera.

## 5. Wyniki optymalizacji i symulacji

Optymalizację PSO przeprowadzono dla funkcji OCV (4) – (8), przy czym w przypadku funkcji (8) dla trzech różnych stopni wielomianu: 3, 5 i 7. Dla każdej funkcji optymalizację przeprowadzono wielokrotnie w poszukiwaniu optymalnych ustawień algorytmu PSO. Najlepszy uzyskany wynik, dla funkcji Tremblay2, przedstawiono na rys. 5. Wyniki otrzymane dla pozostałych funkcji OCV zebrano w tabeli 1.

Optymalizacja współczynników funkcji (9), opisującej stan przejściowy napięcia impulsu HPPC, została przeprowadzona w dwóch seriach: pierwsza seria dla jednej stałej czasowej w modelu Thevenina, a druga dla dwóch. Ustawienia algorytmu PSO

w każdej serii były takie same. W każdej serii zoptymalizowano łącznie 96 impulsów. Wykonano co prawda 15 testów HPPC po 8 impulsów każdy, co daje łącznie 120, ale część impulsów została odrzucona z powodu zniekształcenia przez mechanizm CC/CV. Przykładowe wyniki optymalizacji dla impulsu nr 6 z testu HPPC nr 3 pokazano na rysunku 6.



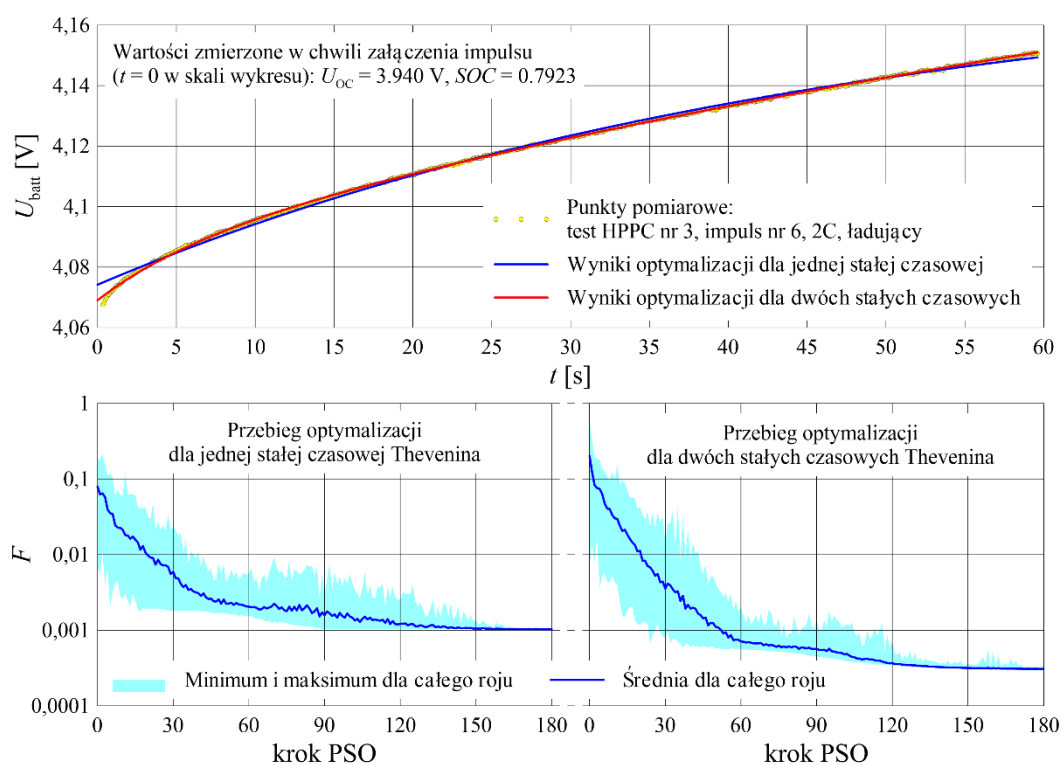
Rys. 5. Charakterystyka OCV aproksymowana różnymi funkcjami

Tabela 1

Wyniki optymalizacji współczynników funkcji OCV

		Funkcja aproksymująca charakterystyki OCV						
		Beta	Tremblay	Tremblay 2	LLE	PolyEXP 3	PolyEXP 5	PolyEXP 7
Parametry funkcji oraz wartość	<i>a</i>	3,775	3,302	3,563	3,760	3,271	3,261	3,250
	<i>b</i>	0,996 2	0,8931	0,6842	0,1474	$3,56 \times 10^{-3}$	0	1,219
	<i>c</i>	–	1,564	2,773	$1,58 \times 10^{-7}$	2,783	2,990	3,574
	<i>d</i>	–	0,004545	0,01618	–0,3078	1,768	1,823	1,170
	<i>e</i>	–	–	0,02028	2,618	–2,581	–2,475	–0,8740
	<i>f</i>	–	–	–	1,102	1,749	0,8092	–1,844
	<i>g</i>	–	–	–	–	–	1,366	2,736
	<i>h</i>	–	–	–	–	–	–0,5519	–1,397
	<i>i</i>	–	–	–	–	–	–	0,3985
	<i>j</i>	–	–	–	–	–	–	–0,4576

	$F$	0,180	0,0243	0,0138	0,0213	0,0514	0,0506	0,0571
Czas PSO (względny)		1	58,7	3,89	5,06	5,08	5,04	5,10
Parametry PSO	$I$	120	120	120	120	120	120	120
	$N$	36	64	64	64	100	100	100
	Topologia ( $R$ )	–	FDR (4)	VN (4)	RL (6)	VN (4)	VN (4)	VN (4)
	Uczenie ( $\varphi$ )	GB (4,1)	LB (4,15)	FIPS (4,1)	FIPS (4,15)	LB (4,25)	LB (4,25)	LB (4,25)
	Ograniczenia	$v \ i \ x$	tylko $x$	$v \ i \ x$	$v \ i \ x$	$v \ i \ x$	$v \ i \ x$	$v \ i \ x$



Rys. 6. Pojedynczy impuls HPPC aproksymowany funkcjami wykładniczymi z jedną i z dwiema stałymi czasowymi

Na rysunku 6 przedstawiono również wykresy wartości funkcji celu  $F$ , ilustrujące przebieg procesu optymalizacji. Statystyki PSO dla obu serii optymalizacji podsumowano w tabeli 2.

Tabela 2

Statystyki funkcji celu i parametry PSO dla optymalizacji impulsów HPPC

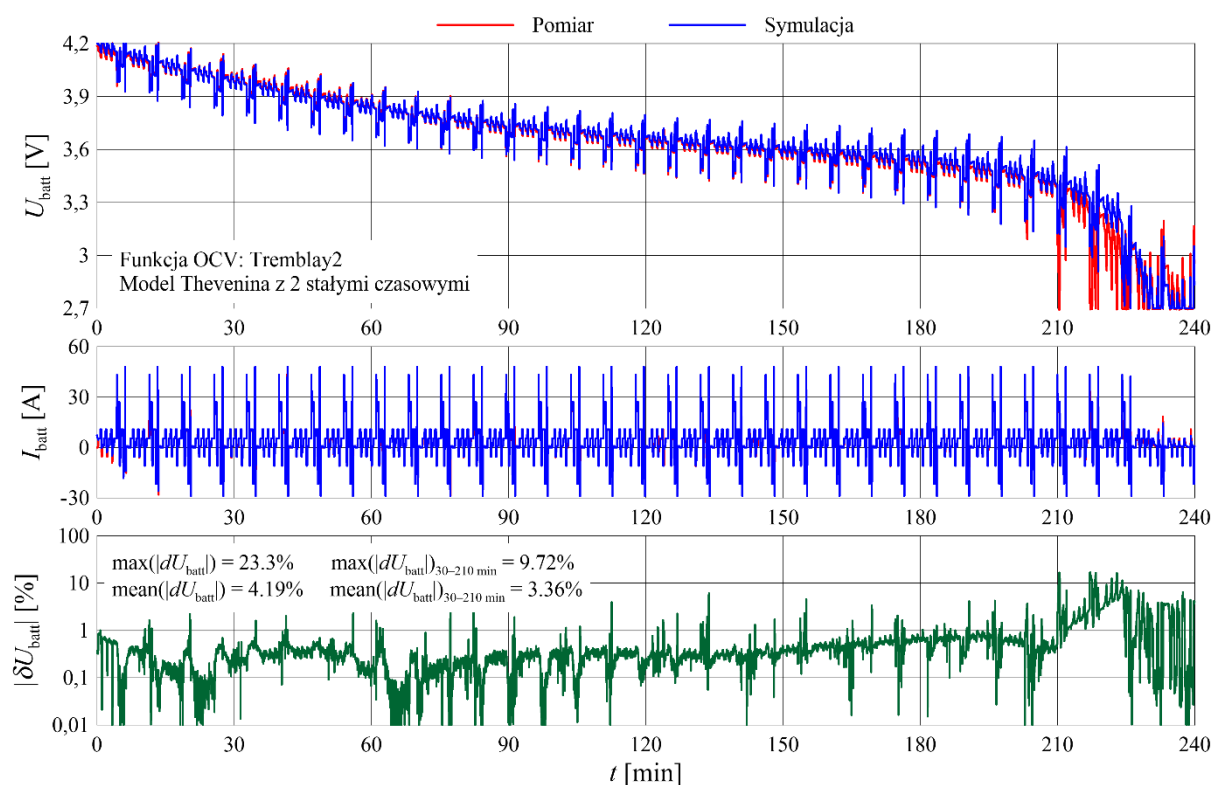
Liczba stałych czasowych		1	2
Parametry PSO	$I$	180	180
	$N$	36	64
	Topologia ( $R$ )	VN (4)	RL (8)
	Uczenie ( $\varphi$ )	FIPS (4,1)	FIPS (4,1)
	Ograniczenia	$\mathbf{v \ i \ x}$	$\mathbf{v \ i \ x}$
Statystyki funkcji celu	$\min(F)$ *	$3,07 \times 10^{-4}$	$1,73 \times 10^{-4}$
	$\max(F)$ *	$3,84 \times 10^{-3}$	$2,80 \times 10^{-3}$
	Średnia $F$ *	$9,87 \times 10^{-4}$	$4,73 \times 10^{-4}$
	Mediana $F$ *	$7,91 \times 10^{-4}$	$3,95 \times 10^{-4}$

\* Obliczone dla finalnych wartości  $F$  z 96 optymalizacji.

Wyniki optymalizacji, funkcję OCV oraz parametry modelu Thevenina wprowadzono do modelu symulacyjnego odwzorowującego warunki pracy celi podczas testu laboratoryjnego CDC. Następnie przeprowadzono serię 14 symulacji dla siedmiu funkcji OCV i dwóch wersji modelu Thevenina z jedną i dwiema stałymi czasowymi. Najlepszy wynik symulacji przedstawiono na rysunku 7. Wszystkie 14 symulacji podsumowano w tabeli 3.

Błąd względny napięcia  $\delta U_{\text{batt}}$  to różnica pomiędzy napięciem zmierzonym a będącym wynikiem symulacji. W tabeli 3 oraz na rysunku 11 przedstawiono średnie i maksymalne wartości błędów obliczonych dla całego czasu symulacji oraz obliczonych dla przedziału czasu od 30 do 210 minut. Wartości ograniczone do tego przedziału czasu lepiej oddają praktyczną przydatność modelu symulacyjnego, ponieważ pomijają przedział czasu pełnego naładowania i całkowitego rozładowania akumulatora. W praktyce bateria pracuje w tych stanach stosunkowo rzadko, a zidentyfikowane charakterystyki modelu obarczone są największymi odchyleniami dla tych stanów, co przeszacowuje błędy symulacji.





Rys. 7. Najlepszy wynik symulacji porównany z wynikiem pomiaru

Tabela 3

## Podsumowanie wyników wszystkich symulacji

Funkcja OCV	Liczba stałych czasowych	$\max( \delta U_{\text{batt}} )$ [%]	Średnia $ \delta U_{\text{batt}} $ [%]	$\max( \delta U_{\text{batt}} )_{30-210 \text{ min}}$ [%]	Średnia $ \delta U_{\text{batt}} _{30-210 \text{ min}}$ [%]
Beta	1	23,3	4,19	9,72	3,36
	2	23,3	4,15	9,42	3,30
Tremblay	1	19,4	0,758	6,14	0,359
	2	19,3	0,684*	5,77*	0,284*
Tremblay2	1	17,0	0,771	6,45	0,466
	2	16,9*	0,684*	6,08	0,377
LEE	1	17,0	0,800	6,69	0,505
	2	16,9*	0,722	6,32	0,420
PolyEXP3	1	18,5	1,53	7,22	0,716
	2	18,2	1,46	6,85	0,671
PolyEXP5	1	17,9	1,42	7,08	0,645
	2	17,6	1,37	6,71	0,620
PolyEXP7	1	19,0	1,54	6,72	0,688
	2	18,6	1,46	6,35	0,635

\* Najlepsze uzyskane wartości.

## 6. Podsumowanie i wnioski

W przeprowadzonych testach algorytm PSO wykazał się dużą elastycznością i jakością działania wystarczającą do stworzenia modelu symulacyjnego dokładnie odzwierciedlającego rzeczywiste warunki pracy ogniwa baterii.

Zadanie optymalizacyjne jest tym trudniejsze dla algorytmu, im więcej zmiennych jest optymalizowanych, co wymaga zastosowania bardziej zaawansowanych metod uczenia, topologii oraz zwiększenia zarówno liczby cząstek w roju, jak i liczby kroków algorytmu. Widać to na wynikach przedstawionych w tabeli 1. Dla funkcji Beta, która ma tylko dwa parametry, najlepsze wyniki uzyskano przy użyciu najprostszej metody uczenia GB i stosunkowo małej liczby cząstek w roju  $N = 36$ . Zastosowanie bardziej zaawansowanych metod i większej liczby cząstek nie poprawiło jakości otrzymanych wyników. Przeprowadzone badania wykazały, że funkcja Beta, choć najłatwiejsza do sparametryzowania, najgorzej odzwierciedla kształt charakterystyki OCV celi. Najlepsze wyniki uzyskano dla funkcji Tremblay2, która pomimo pięciu parametrów okazała się stosunkowo łatwa do parametryzacji. Otrzymanie w miarę dobrego efektu w przypadku jej pierwotnej wersji (Tremblay) wymagało zastosowania najbardziej złożonej topologii roju FDR, co skutkuje najdłuższym czasem obliczeń. Eksperymenty z optymalizacją funkcji PolyEXP potwierdziły jej główną wadę opisywaną w literaturze, tj. tendencję do oscylowania wokół charakterystyki pomiarowej. Zwiększenie stopnia wielomianu nie poprawiło tutaj sytuacji, dodatkowo utrudniając optymalizację przez zwiększenie liczby optymalizowanych zmiennych. Podsumowując, kształt charakterystyki OCV najlepiej oddaje funkcja Tremblay2, nieco wyprzedzając funkcje LEE i Tremblay.

Identyfikacja optymalizacyjna stałych czasowych modelu Thevenina wymagała zwiększenia liczby kroków algorytmu do 180 w porównaniu ze 120 dla charakterystyki OCV (tab. 2). Przypadek, w którym identyfikowane są dwie stałe czasowe, wymagał zwiększenia liczby cząstek w roju z  $N = 36$  (dla jednej stałej czasowej) do  $N = 64$  oraz rzędu topologii z  $R = 4$  do  $R = 8$  w celu wymuszenia bliższej współpracy cząstek w roju. Zidentyfikowany model z dwiema stałymi czasowymi lepiej oddaje rzeczywiste właściwości ogniwa, co wynika z mniejszych błędów uzyskanych we wszystkich symulacjach dla tego modelu w porównaniu z symulacjami przeprowadzonymi dla jednej stałej czasowej (tab. 3).

## Bibliografia

1. Shi J., Guo H., Chen D.: Parameter identification method for lithium-ion batteries based on recursive least square with sliding window difference forgetting factor. *J. Energy Storage* 2021, 44, 103485.
2. Davis K., Hayes J.G.: Comparison of Lithium-Ion Battery Pack Models Based on Test Data from Idaho and Argonne National Laboratories. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Detroit, MI, USA, 11–15 October 2020, pp. 5626–5632.
3. Rahmoun A., Biechl H.: Modelling of li-ion batteries using equivalent circuit diagrams. *Electr. Rev.* 2012, 2, pp. 152–156.
4. Chen S.X., Tseng K.J., Choi S.S.: Modeling of Lithium-Ion Battery for Energy Storage System Simulation. *Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*, Wuhan, China, 28–30 March 2009, pp. 1–4.
5. Huang K., Wang Y., Feng J.: Research on equivalent circuit Model of Lithium-ion battery for electric vehicles. *3rd World Conference on Mechanical Engineering and Intelligent Manufacturing (WCMEIM)*, Shanghai, China, 4–6 December 2020, pp. 492–496.
6. Li Z., Shi X., Shi M., Wei C., Di F., Sun H.: Investigation on the Impact of the HPPC Profile on the Battery ECM Parameters' Offline Identification. *Asia Energy and Electrical Engineering Symposium (AEEES)*, Chengdu, China, 28–31 May 2020, pp. 753–757.
7. He H., Xiong R., Fan J.: Evaluation of Lithium-Ion Battery Equivalent Circuit Models for State of Charge Estimation by an Experimental Approach. *Energies* 2011, 4, pp. 582–598.
8. Khattak A.A., Khan A.N., Safdar M., Basit A., Zaffar N.A.: A Hybrid Electric Circuit Battery Model Capturing Dynamic Battery Characteristics. *IEEE Kansas Power and Energy Conference (KPEC)*, Manhattan, KS, USA, 13–14 July 2020, pp. 1–6.
9. Sibi Krishnan K., Pathiyil P., Sunitha R.: Generic Battery model covering self-discharge and internal resistance variation. *IEEE 6th International Conference on Power Systems (ICPS)*, New Delhi, India, 4–6 March 2016, pp. 1–5.
10. Zhang Q., Shang Y., Li Y., Cui N., Duan B., Zhang C.: A novel fractional variable-order equivalent circuit model and parameter identification of electric vehicle Li-ion batteries. *ISA Trans.* 2020, 97, pp. 448–457.

11. Navas S.J., Cabello González G.M., Pino F.J., Guerra J.J.: Modelling Li-ion batteries using equivalent circuits for renewable energy applications. *Energy Rep.* 2023, 9, pp. 4456–4465.
12. Wang J., Jia Y., Yang N., Lu Y., Shi M., Ren X., Lu D.: Precise equivalent circuit model for Li-ion battery by experimental improvement and parameter optimization. *J. Energy Storage* 2022, 52, 104980.
13. Yu Q., Wan C., Li J., E L. Zhang X., Huang Y., Liu T.: An Open Circuit Voltage Model Fusion Method for State of Charge Estimation of Lithium-Ion Batteries. *Energies* 2021, 14, 1797.
14. Gao L., Liu S., Dougal R.A.: Dynamic lithium-ion battery model for system simulation. *IEEE Trans. Compon. Packag. Technol.* 2002, 25, 495–505.
15. Wen F., Duan B., Zhang C., Zhu R., Shang Y., Zhang J.: High-Accuracy Parameter Identification Method for Equivalent-Circuit Models of Lithium-Ion Batteries Based on the Stochastic Theory Response Reconstruction. *Electronics* 2019, 8, 834.
16. Feng D., Huang J., Jin P., Chen H., Wang A., Zheng M.: Parameter Identification and Dynamic Simulation of Lithium-Ion Power Battery Based on DP Model. 14th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), Xi'an, China, 19–21 June 2019, pp. 1275–1279.
17. Baccouche I., Jemmali S., Manai B., Omar N., Amara N.E.B.: Improved OCV Model of a Li-Ion NMC Battery for Online SOC Estimation Using the Extended Kalman Filter. *Energies* 2017, 10, 764.
18. Pillai P., Sundaresan S., Kumar P., Pattipati K.R., Balasingam B.: Open-Circuit Voltage Models for Battery Management Systems: A Review. *Energies* 2022, 15, 6803.
19. Somakettarin N., Funaki T.: Study on Factors for Accurate Open Circuit Voltage Characterizations in Mn-Type Li-Ion Batteries. *Batteries* 2017, 3, 8.
20. Tran M.K., Mathew M., Janhunen S., Panchal S., Raahemifar K., Fraser R., Fowler M.: A comprehensive equivalent circuit model for lithium-ion batteries, incorporating the effects of state of health, state of charge, and temperature on model parameters. *J. Energy Storage* 2021, 43, 103252.
21. Deng S.D., Liu S.Y., Wang L., Xia L.L., Chen L.: An improved second-order electrical equivalent modeling method for the online high power Li-ion battery state of charge estimation. IEEE 12th Energy Conversion Congress & Exposition—Asia (ECCE-Asia), Singapore, 24–27 May 2021, pp. 1725–1729.
22. Parthasarathy C., Laaksonen H., Halagi P.: Characterisation and Modelling Lithium Titanate Oxide Battery Cell by Equivalent Circuit Modelling Technique. IEEE PES

- Innovative Smart Grid Technologies (ISGT Asia), Brisbane, Australia, 5–8 December 2021, pp. 1–5.
23. Jarraya I., Degaa L., Rizoug N., Chabchoub M.H., Trabelsi H.: Comparison study between hybrid Nelder-Mead particle swarm optimization and open circuit voltage - Recursive least square for the battery parameters estimation. *J. Energy Storage* 2022, 50, 104424.
  24. Mueller K., Schwiederik E., Tittel D.: Analysis of parameter identification methods for electrical Li-Ion battery modelling. *World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27)*, Barcelona, Spain, 17–20 November 2013, pp. 1–9.
  25. Castanho D., Guerreiro M., Silva L., Eckert J., Antonini Alves T., Tadano Y.D.S., Stevan S.L., Jr., Siqueira H.V., Corrêa F.C.: Method for SoC Estimation in Lithium-Ion Batteries Based on Multiple Linear Regression and Particle Swarm Optimization. *Energies* 2022, 15, 6881.
  26. Diampovesa S., Hubert A., Yvars P.A.: Designing physical systems through a model-based synthesis approach. Example of a Li-ion battery for electrical vehicles. *Comput. Ind.* 2021, 129, 103440.
  27. Skarka W.: Model-Based Design and Optimization of Electric Vehicles. *25th ISPE International Conference on Transdisciplinary Engineering*, Modena, Italy, 3–6 July 2018, Volume 7, pp. 566–575.
  28. Niestrój R., Rogala T., Skarka W.: An Energy Consumption Model for Designing an AGV Energy Storage System with a PEMFC Stack. *Energies* 2020, 13, 3435.
  29. Zhang Y., Lyden S., de la Barra B.A.L., Haque M.E.: Optimization of Tremblay's battery model parameters for plug-in hybrid electric vehicle applications. *Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, Melbourne, Australia, 19–22 November 2017, pp. 1–6.
  30. Li R., Wang Z., Yu J., Lei Y., Zhang Y., He J.: Dynamic Parameter Identification of Mathematical Model of Lithium-Ion Battery Based on Least Square Method. *IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, Shenzhen, China, 4–7 November 2018, pp. 1–5.
  31. Zhang R., Pan Z.: Model Identification of Lithium-Ion Batteries Considering Current-Rate Effects on battery impedance. *4th International Conference on Power and Renewable Energy (ICPRE)*, Chengdu, China, 21–23 September 2019, pp. 305–309.
  32. Białoń T., Niestrój R., Korski W.: Badania identyfikacyjne cel baterii litowo-jonowych na potrzeby projektowania metodą MBD, *Konferencja z podstaw*

- elektrotechniki i teorii obwodów. XLIII SPETO, Gliwice – Ustroń 25-27.05.2022, 2022, Politechnika Śląska, s. 30-30
33. Cleghorn C.W., Engelbrecht A.P.: Fitness-distance-ratio particle swarm optimization: Stability analysis. Genetic and Evolutionary Computation Conference (GECCO), Berlin Germany, 15–19 July 2017, pp. 12–18.
34. Fernandes C.M., Rosa A.C., Fachada N., Laredo J.L.J., Merelo J.J.: Particle swarm and population structure. Genetic and Evolutionary Computation Conference Companion (GECCO), Kyoto, Japan, 15–19 July 2018, pp. 85–86.
35. Peram T., Veeramachaneni K., Mohan C.K.: Fitness-distance-ratio based particle swarm optimization. IEEE Swarm Intelligence Symposium (SIS), Indianapolis, IN, USA, 26 April 2003, pp. 174–181.
36. Poli R., Kennedy J., Blackwell, T.: Particle swarm optimization: An overview. *Swarm Intell* 2007, 1, pp. 33–57.
37. Belt J.R.: Battery Test Manual for Plug-In Hybrid Electric Vehicles, 2nd ed., U.S. Department of Energy Vehicle Technologies Program: USA, 2010.

*Artykuł powstał w ramach projektu współfinansowanego z Europejskiego Funduszu Rozwoju Regionalnego zgodnie z umową POIR.01.01.01-00-1427/20-00.*

### Streszczenie

W artykule przedstawiono metody identyfikacji parametrów schematu zastępczego ogniwa baterii litowo-jonowej na podstawie wyników testów HPPC (ang. Hybrid Pulse Power Characterization). Otrzymane z badań statyczne charakterystyki napięcia jałowego oraz przebiegi spadku napięcia na impedancji wewnętrznej zostały aproksymowane funkcjami o parametrach zoptymalizowanych z wykorzystaniem algorytmu roju cząstek PSO (ang. Particle Swarm Optimization). Na podstawie zidentyfikowanego schematu zastępczego stworzono model symulacyjny, a uzyskane za jego pomocą wyniki porównano z wynikami badań laboratoryjnych.

**Słowa kluczowe:** litowo-jonowa bateria NMC, optymalizacja rojem cząstek PSO, test HPPC.

Krzysztof SZTYMELSKI<sup>14</sup>, Rafał KLOSKA<sup>15</sup>, Grzegorz ZIOŁO<sup>16</sup>

## **Rozdział 7. ROBOTYKA MOBILNA W MROŹNIACH PRZEMYSŁOWYCH – ZASILANIE POJAZDÓW AGV/AMR**

### **1. Wstęp**

Niniejszy artykuł jest bezpośrednią kontynuacją rozważań oraz prac badawczych przedstawionych na konferencji XLIII SPETO w 2022 r. z publikacją w monografii [1]. Założeniem realizowanych prac jest możliwość wykorzystania zasilanej akumulatorowo robotyki mobilnej, opierającej się na pojazdach AGV/AMR, do ekstremalnie niekorzystnych warunków, jakimi są wielkogabarytowe mroźnie przemysłowe. Temperatura w miejscach takich spada poniżej  $-15^{\circ}\text{C}$ , praca ludzi jest tam niezwykle trudna, a potencjalnych klientów tego typu rozwiązań intralogistycznych jest bardzo wielu, i to zarówno w Polsce, jak i poza granicami naszego kraju. Jednocześnie zaznaczyć można, że pomimo dużego zainteresowania rozwiązań takich nie ma obecnie w żadnych ofertach komercyjnych.

Pojazdy AGV/AMR zasilane są najczęściej nowoczesnymi bateriami akumulatorowymi opierającymi się na litie (ogniwa NMC lub rzadziej LFP). Akumulatory takie mają korzystny stosunek pojemności do objętości oraz do masy (duża gęstość energii), czyli czynników bardzo istotnych w robotyce mobilnej. Jednakże ogniwa takie cechuje niemal całkowity brak możliwości ładowania w ujemnych temperaturach, natomiast pomysł podgrzewania akumulatora z wykorzystaniem energii w nim zgromadzonej ogranicza czas pracy pojazdu między kolejnymi ładowaniami, czyli skraca czas pracy i wydłuża proces intralogistyczny – najistotniejszy parametr takich zastosowań dla przemysłu 4.0.

---

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

<sup>15</sup> Etisoft Smart Solutions Sp. z o. o., ul. Jowisza 4A, 44-117 Gliwice, E-mail: [rkloska@ess.etisoft.pl](mailto:rkloska@ess.etisoft.pl)

<sup>16</sup> Etisoft Smart Solutions Sp. z o. o., ul. Jowisza 4A, 44-117 Gliwice, E-mail: [gziolo@ess.etisoft.pl](mailto:gziolo@ess.etisoft.pl)

Badania prowadzące do prototypowych zastosowań pojazdów AGV/AMR na terenie mroźni przemysłowych są kosztowne, dlatego postanowiono je wykonać z dofinansowaniem Unii Europejskiej w ramach projektu RPO.

## 2. Badania wstępne

W pierwszym etapie oszacowano stratę zgromadzonej energii ogniw oraz baterii akumulatorowej zbudowanej z ogniw tego typu. Wykonano stanowisko badawcze oparte na przemysłowej zamrażarce z akumulatorem zimna, stanowiącym pojemnik z wodą o pojemności 50 l. W zamrażalniku zamontowano wentylator oraz przemysłowy układ termostatowy zapewniający stabilną temperaturę. Do rozładowania akumulatora oraz pojedynczego ogniwa wykorzystywano obciążenie elektroniczne RND 320-KEL103 (rys. 1).



Rys. 1. Badania początkowe

Rejestracja odbywała się z wykorzystaniem oscyloskopu przemysłowego Fluke 124B i pozwoliła na oszacowanie różnic rozładowania ogniwa i akumulatora w temperaturze pokojowej oraz w ujemnej. Różnice te wyróżniono w tabeli 1 [1].

Tabela 1

Porównanie rozładowywanego ogniwa oraz akumulatora wyrażone w Wh

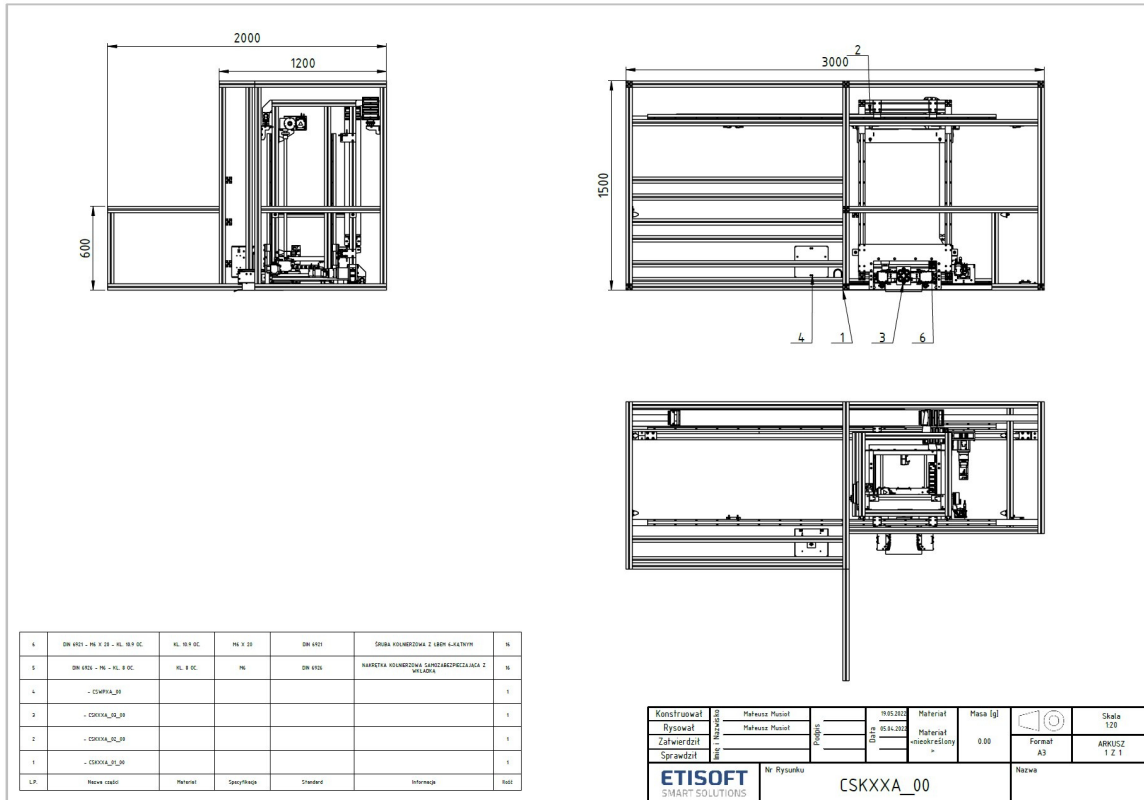
	Pojemność nominalna	20°C	<-20°C	Strata
<b>OGNIWO</b>	10,8 Wh	10,6 Wh	7,9 Wh	25,5%
<b>AKUMULATOR</b>	1058,4 Wh	1008,9 Wh	842,6 Wh	16,5%



Podkreślić tutaj należy, że oszacowanie zmiany pojemności wyrażonej w najpopularniejszej jednostce, jaką są Ah, nie jest wymierne. Spowodowane jest to dużym wpływem temperatury na napięcie ogniwa przy ustabilizowanym prądzie rozładowania. Pojęcie sprawności akumulatora zawsze bardziej uwidacznia się w napięciu niż w odzyskiwanym prądzie. Obciążenia każdego akumulatora w sposób stałoprądowy (CC – constant current) często dają podobne czasy ładowania i rozładowania i błędnie sugerują sprawności rzędu 100%. Akumulator nie jest magazynem idealnym i ma swoją sprawność, tylko że ta widoczna jest w pojemności energii. Przykładem może tu być akumulator ołowiowy o pojemności 40 Ah. Naładowany, przyjmie ok. 500 Wh energii, rozładowywany – odda również 40 Ah, ale jedynie ok. 400 Wh energii, gdyż jego sprawność maksymalnie sięga 80% [2], [3].

### **3. Wymiana akumulatora**

Jak opisano we wstępie (zostało to również potwierdzone empirycznie), ładowanie akumulatora pojazdu AGV/AMR w ujemnych temperaturach nie jest możliwe, a podgrzewanie akumulatora jest nieopłacalne energetycznie. W ramach projektu zaproponowano zrealizowanie stacji automatycznej wymiany akumulatorów SAWA. Urządzenie takie korzystnie wpływa na proces intralogistyczny (robot nie traci czasu na ładowanie akumulatora, wymiana trwa wielokrotnie krócej). Urządzenie takie powinno być dobrze izolowane termicznie, zapewnić optymalną temperaturę ładowania i powinno zapewnić ładowanie większej liczby akumulatorów niż robotów AGV/AMR pracujących w systemie. Większa liczba ładowanych akumulatorów pozwala na ładowanie akumulatora mniejszymi prądami, i to w warunkach optymalnej temperatury 20°C, co wyraźnie wpływa na czas eksploatacji stosowanych akumulatorów, czyli na bardzo istotny czynnik ekonomiczny oraz ekologiczny takiego rozwiązania. Na rys. 3 przedstawiono realizację fizyczną SAWA, a schemat złożeniowy stacji został pokazany na rys. 2.



Rys. 2. Projekt stacji automatycznej wymiany akumulatorów SAWA

a)



b)



Rys. 3. Automatyka stacja wymiany akumulatora SAWA: a) przed zaizolowaniem b) po zaizolowaniu

Dla wygody wymiany wykonano autorski akumulator z przeciwsobnie umieszczonymi elektrodami. Mniejsza elektroda dodatnia została umiejscowiona na górnej ścianie akumulatora, a elektroda ujemna (większa) na dole. Pomysł ten ułatwia wymianę akumulatora, nie jest obecnie nigdzie stosowany i został zastrzeżony jako europejski wzór użytkowy (rys. 4).

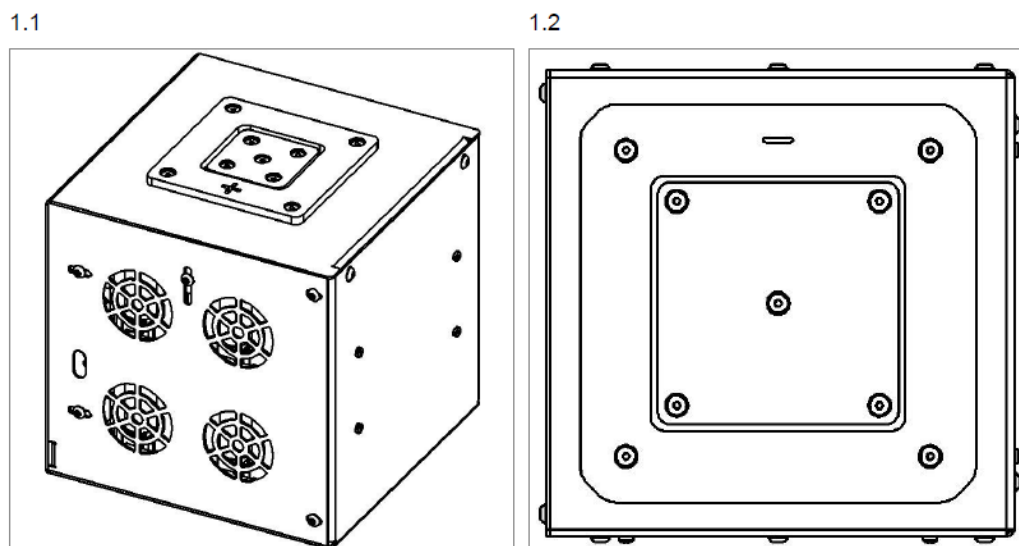


URZĄD UNII EUROPEJSKIEJ DS. WŁASNOŚCI INTELEKTUALNEJ (EUIPO)  
Zgłoszenie zarejestrowanych wzorów wspólnotowych

Państwo pierwszego zgłoszenia:	Nr wzoru	Numer przedłożenia:	Data	Załączony dokument:
Pierwszeństwo z wystawienia				
Nazwa i data wystawy:		Nr wzoru	Data pierwszego zgłoszenia:	Załączony dokument:
Informacje o projektancie (projektantach)				
Numer identyfikacyjny obecnego projektanta	Projektant (Projektanci)			Nr wzoru
	Olaf Dudek			1
	Krzysztof Sztymelski			1
	Krzysztof Schiffner			1
	Grzegorz Ziolo			1
<b>ZAŁĄCZNIK: Wzór wspólnotowy N° 008851000-0001</b>				

**Rzuty podlegające ochronie (6):**

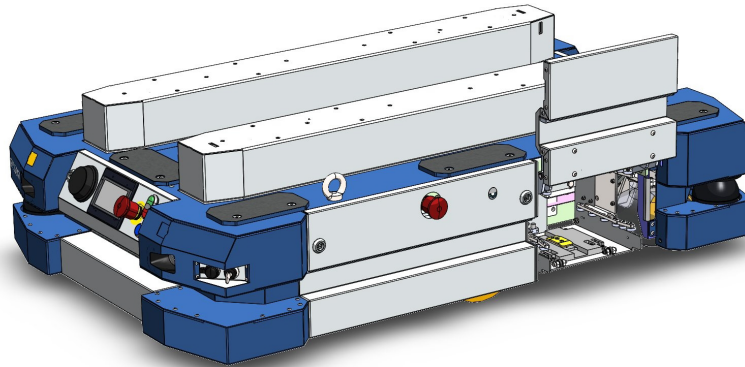
Kolejność chronionych rzutów nie ma wpływu na ochronę wzoru. Niemniej jednak pierwszy rzut zwykle pojawia się na liście wyników wyszukiwania. (patrz eSearch plus i DesignView).



Rys. 4. Europejski wzór użytkowy akumulatora

Wymiana odbywała się z wykorzystaniem ramienia elektromagnetycznego, a do ogrzewania SAWA zastosowano 3 grzejniki rezystancyjne o wymuszonej konwekcji i łącznej mocy 6 kW. Dobór mocy i rozkład wewnętrzny temperatury zostały potwier-

dzzone symulacjami numerycznymi MES. Stacja SAWA współpracowała w systemie z dwoma bliźniaczymi prototypami robotów mobilnych AGV/AMR, których wizualizację pokazano na rys. 5.



Rys. 5. Wizualizacja prototypowych robotów mobilnych AGV/AMR

#### 4. Badania w mroźni przemysłowej

Ze względu na rozmiar całego systemu niemożliwe było przeprowadzenie badań w komorze klimatycznej. W okresie od 19 do 23 grudnia 2022 r. prototypy, czyli izolowana i ogrzewana stacja SAWA (wraz z pięcioma akumulatorami), roboty mobilne AGV/AMR, a także dok z paletą typu Euro1 o wadze 550 kg zostały przetransportowane na teren mroźni przemysłowej firmy Frigo Logistic w Radomsku (rys. 6), a badania odbywały się w temperaturze niższej niż  $-15^{\circ}\text{C}$ .



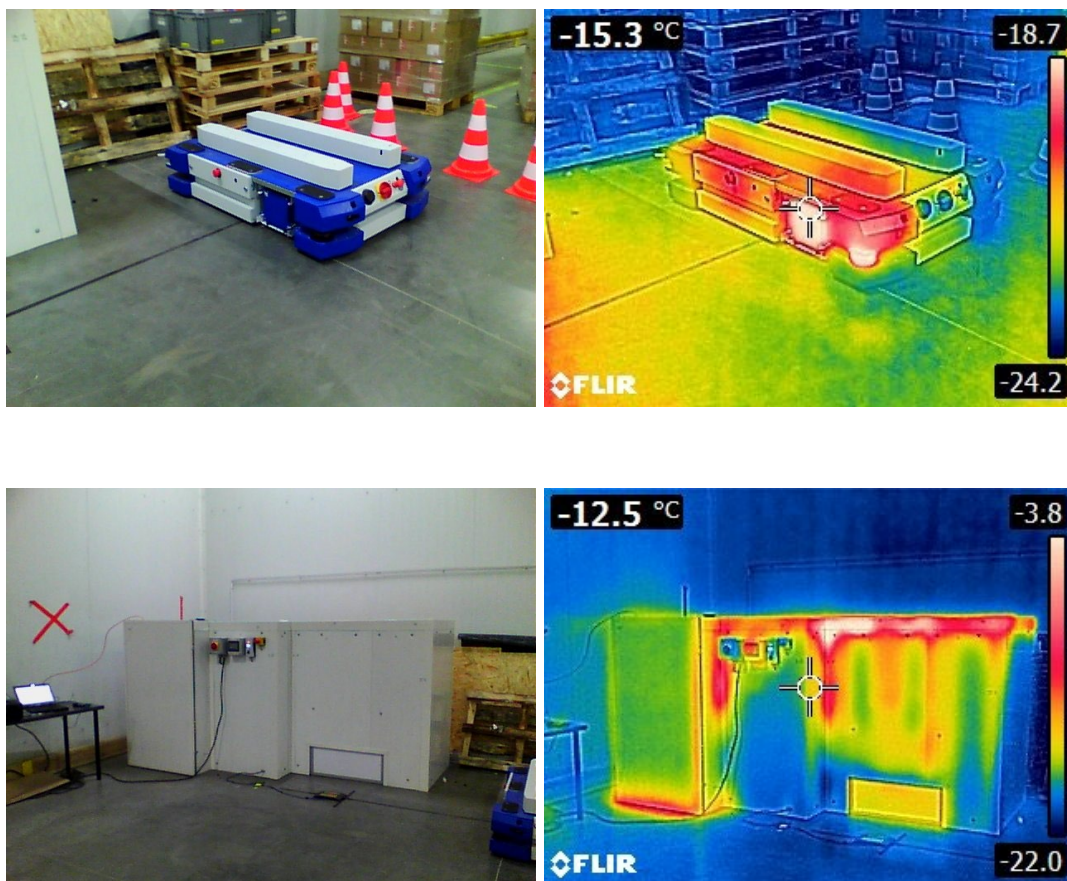
Rys. 6. Montaż systemu na terenie mroźni





Rys. 7. Paleta o wadze 550 kg pobierana z doku

Badania obejmowały testy wymiany akumulatora, przejazdu pojazdem obciążonym i nieobciążonym, pobieranie oraz odkładanie obciążonej palety typu Euro1 z doku (rys. 7). Ważnym elementem badań była także termowizyjna ocena emisji ciepła do otoczenia mroźni przemysłowej (rys. 8).

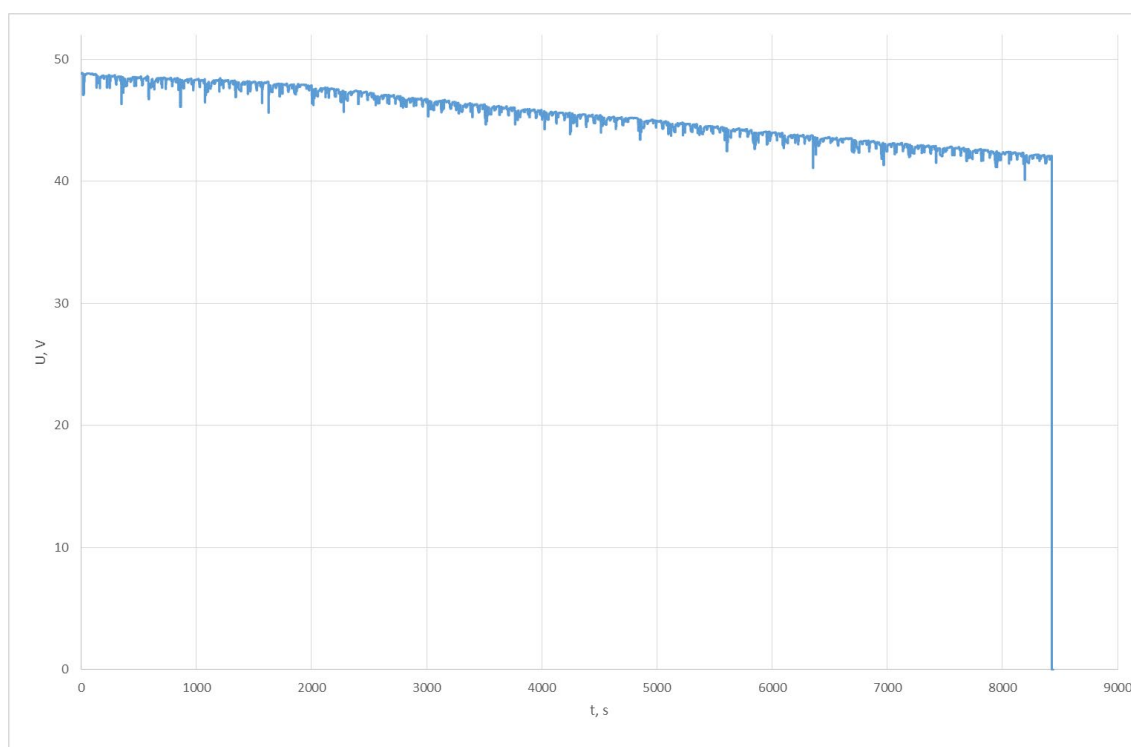


Rys. 8. Pomiary termowizją

Podobnie jak w przypadku badań wstępnych postanowiono poddać ocenie także porównanie zużycia energii z akumulatora znajdującego się w mroźni i w temperaturze pokojowej ok. 20°C.

## 5. Porównanie

W tabeli 1 przedstawiono utratę pojemności ogniwa oraz, co ważniejsze, zbudowanego z 98 takich ogniw akumulatora wyposażonego w dedykowany układ BMS. Zarejestrowano utratę pojemności energii wynoszącą 16,5%. W ramach badań istotne były jednak: ocena pracy takiego akumulatora w rzeczywistych warunkach, czyli w robocie AGV/AMR, i wpływ temperatury na realny czas pracy takiego pojazdu. Akumulator tego typu po naładowaniu do pełnej pojemności, w optymalnej temperaturze, prądem nieprzekraczającym 1 C (1 C odpowiada 20 A dla akumulatora o pojemności  $C = 20$  Ah) został zabudowany w prototypowym robocie. Rejestrację zużycia energii próbowano przeprowadzić w pracującym pojeździe, obciążonym paletą o wadze 550 kg, w trakcie przejazdów od w pełni naładowanego akumulatora do jego całkowitego rozładowania (odcięcia przez układ BMS). Okazało się jednak, że w temperaturze otoczenia mroźni przemysłowej (ok.  $-20^{\circ}\text{C}$ ) dostępny oscyloskop przemysłowy Fluke 124B nie pozwala na uruchomienie i rejestracja nie jest możliwa. Najem mroźni przemysłowej do wykonywania takich testów jest nie tyle kosztowny, ile wręcz niemożliwy i odbywał się tylko dzięki uprzejmości firmy Frigo Logistic z Radomska, która była bezpośrednio zainteresowana wynikami badań. Badania te musiały się jednak zakończyć 23 grudnia 2022 r. i nie było można ich przedłużyć, aby dostarczyć do mroźni sprzęt pomiarowy wytrzymujący tak ekstremalne warunki pracy. Aby badania mogły w ogóle dać możliwość oceny wpływu niskiej temperatury otoczenia na czas pracy pojazdu AGV/AMR, zarejestrowano jedynie czas przejazdów robota po ustalonej ścieżce w pełnym obciążeniu aż do całkowitego rozładowania akumulatora i wyniósł on 1 h 41 min. Następnie ścieżkę tę odtworzono na terenie poligonu firmy Etisoft Smart Solutions, lecz w temperaturze pokojowej ok.  $20^{\circ}\text{C}$ . Pojazd obciążono tą samą paletą, o wadze 550 kg, a następnie dokonano rejestracji prądów i napięć (rys. 9) akumulatora aż do jego całkowitego rozładowania, czyli do odcięcia przez układ BMS (Battery Management System – system zarządzania baterią).



Rys. 9. Rejestracja napięcia akumulatora w czasie pracy pojazdu AGV/AMR w temperaturze pokojowej ok. 20°C

Dane porównawcze przedstawiono w tabeli 2.

Tabela 2

Porównanie czasu rozładowania akumulatora pracującego pojazdu AGV/AMR

	~ 20°C	~ -20°C	Strata
<b>Czas pracy</b>	2 h 18 min	1 h 41 min	26,8%

## 6. Wnioski

Robotyka mobilna oparta na pojazdach AGV/AMR to istotna gałąź dla przemysłu 4.0. Badania nad przeniesieniem takich rozwiązań do warunków tak ekstremalnych jak mroźnie przemysłowe jest ważna. Tego typu rozwiązania oparte są na zasilaniu akumulatorowym. Ładowanie akumulatorów w ujemnych temperaturach jest bardzo trudne lub wręcz niemożliwe, lecz ich rozładowanie nie stanowi większego problemu. Strata energii badanego robota pracującego w mroźni w stosunku do identycznego pracującego w optymalnych warunkach nie przekraczała 30%. Energia elektryczna (pobierana z akumulatora) niezbędna do utrzymania temperatury na poziomie optymalnej jest wielokrotnie wyższa od strat energii związanej z pracą w temperaturach poniżej -20°C. Pojazd AGV/AMR nie może jednak opuszczać mroźni na czas rozgrzania i ładowania, gdyż

powoduje to bardzo dużą kondensację wilgoci, a ta uszkadza elektronikę robota. Rozwiązaniem wydaje się wymiana akumulatora rozładowanego, bądź częściowo rozładowanego, na akumulator naładowany w optymalnych warunkach. Wymiana taka może odbywać się manualnie lub w sposób automatyczny z wykorzystaniem dedykowanej stacji ładującej. Badania na prototypach wykonane z dofinansowania projektu RPO pokazały, że realizacja takich systemów intralogistycznych jest możliwa.

## Bibliografia

1. Sztymelski K., Ziolo G.: Rzeczywisty spadek pojemności akumulatora litowego NMC przy rozładowaniu w niskich temperaturach. Rozdział w monografii Analiza, synteza i optymalizacja układów elektrycznych, Wyd. Politechniki Śląskiej, Gliwice 2023.
2. Linden D., Reddy T.B.: Handbook Of Batteries. McGraw-Hill Professional, 3rd edition, New York 2001.
3. Czerwiński A.: Akumulatory, baterie, ogniwa. WKŁ, Warszawa 2005.



Rzeczpospolita  
Polska



Śląskie.

Unia Europejska  
Europejski Fundusz Społeczny



*Prace badawcze zostały sfinansowane ze środków Regionalnego Programu Operacyjnego Województwa Śląskiego na lata 2014-2020 (Europejski Fundusz Rozwoju Regionalnego) w ramach projektu pt. „System intralogistyczny do obsługi chłodni wielkopowierzchniowych działający w oparciu o roboty mobilne charakteryzujące się niską zewnętrzną emisją ciepła (system LOTIS)” o numerze WND-RPSL.01.02.00-24-0AA7/20-006.*

## Streszczenie

Robotyzacja pomieszczeń, w których praca ludzi jest bardzo utrudniona, staje się istotna dla potencjalnych inwestorów. Jednym z takich miejsc są wielkogabarytowe mroźnie przemysłowe, będące magazynami dla branży spożywczej czy medycznej. W takich chłodniach często temperatura spada poniżej  $-15^{\circ}\text{C}$ , a obsługa z wykorzystaniem robotów mobilnych AGV/AMR jest rozwiązaniem bardzo nowatorskim, wręcz niespotykanym. Poważnym problemem jest eksploatacja magazynów energii, które zasilają te pojazdy w ujemnych temperaturach.

**Słowa kluczowe:** robotyka mobilna, ogniwa odwracalne, akumulatory litowe, Pb, LFP, NMC, praca akumulatorów w ujemnych temperaturach.



Janusz KOŁODZIEJ<sup>17</sup>, Piotr MYNAREK<sup>18</sup>, Marcin KOWOL<sup>19</sup>,  
Marian ŁUKANISZYN<sup>20</sup>

## **Rozdział 8. MASZYNA ELEKTRYCZNA ZE ZINTEGROWANĄ PRZEKŁADNIĄ MAGNETYCZNĄ**

### **1. Wstęp**

Dla aplikacji przemysłowych wymagających napędu o wysokim momencie obrotowym przy jednocześnie niskiej prędkości obrotowej najczęściej stosowana jest przetwornica częstotliwości i maszyna wysokoobrotowa z przekładnią mechaniczną. Jest to rozwiązanie najtańsze i najefektywniejsze, jednak nie zawsze może być ono stosowane, np. z uwagi na ograniczoną przestrzeń montażową. Alternatywnym rozwiązaniem jest użycie maszyny z magnesami trwałymi o strumieniu poprzecznym, która charakteryzuje się względnie dużą gęstością momentu obrotowego ( $25 - 50 \text{ kN}\cdot\text{m}/\text{m}^3$ ) [6, 12, 13]. Jednak w tym przypadku wadą takiego rozwiązania jest bardziej złożona konstrukcja, a co za tym idzie – również wyższe koszty produkcji, mniejsza niezawodność oraz obniżona wytrzymałość mechaniczna takiego przetwornika. Trzecim rozwiązaniem możliwym do zastosowania w omawianej aplikacji jest wykorzystanie maszyny elektrycznej ze zintegrowaną przekładnią magnetyczną (MGPM – Magnetic-Geared Permanent Magnet Machine lub MGM – Magnetically Geared Machines). Jest to stosunkowo młoda, nowa klasa przetworników, która wykształciła się wraz z rozwojem technologii przekładni magnetycznych [1, 2, 3, 9, 10, 12, 13]. Przetworniki te charakteryzują się zdecydowanie większą gęstością momentu obrotowego (nawet do  $150 \text{ kN}\cdot\text{m}/\text{m}^3$ ) oraz wyższym współczynnikiem mocy w porównaniu z maszynami ze strumieniem poprzecznym.

---

<sup>17</sup> Politechnika Opolska, Wydział Elektrotechniki, Automatyki i Informatyki, Katedra Automatykacji Napędów i Robotyki, ul. Prószkowska 76, 45-758 Opole, e-mail: [ja.kolodziej@po.edu.pl](mailto:ja.kolodziej@po.edu.pl)

<sup>18</sup> Jw., e-mail: [p.mynarek@po.edu.pl](mailto:p.mynarek@po.edu.pl)

<sup>19</sup> Jw., e-mail: [m.kowol@po.edu.pl](mailto:m.kowol@po.edu.pl)

<sup>20</sup> Jw., e-mail: [m.lukaniszyn@po.edu.pl](mailto:m.lukaniszyn@po.edu.pl)

Rozwiązanie to jest również korzystniejsze od urządzeń łączonych w sposób kaskadowy (silnik i przekładnia magnetyczna). Dodatkowo z racji dużej gęstości momentu obrotowego przetworniki te stały się konkurencyjne na tle napędu bezpośredniego [6].

W pracy przedstawiono koncepcję i rozwój zyskujących współcześnie na popularności hybrydowych przetworników z magnesami trwałymi. Opisano stan prac dotyczących modelowania i badań przetworników elektromagnetycznych ze zintegrowaną przekładnią magnetyczną, realizowanych w Katedrze Automatykacji Napędów i Robotyki Politechniki Opolskiej. W artykule opisano opracowany model numeryczny i pokazano uzyskane wyniki obliczeń polowych oraz przeprowadzono szczegółową analizę składowych indukcji magnetycznej w szczelinach powietrznych. Aby potwierdzić uzyskane wyniki obliczeń, na zbudowanym prototypie wykonano również serię pomiarów, prezentując w formie graficznej porównanie siły elektromotorycznej oraz momentu statycznego.

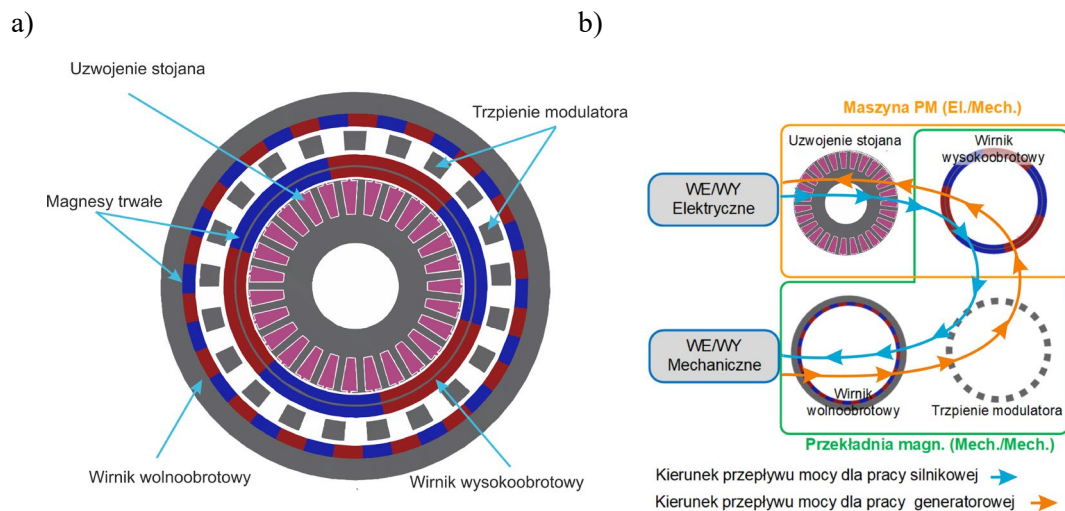
## **2. Przegląd rozwiązań konstrukcyjnych maszyn hybrydowych z przekładnią magnetyczną**

Pierwsze prace w zakresie MGPM zapoczątkował Venturini, który pierwszą koncepcję hybrydowego przetwornika elektromagnetycznego przedstawił w 1993 r. [12]. Obecnie można wyróżnić kilka rozwiązań konstrukcyjnych, jakie spotyka się w tej klasie przetworników elektromechanicznych. Podział wynika głównie z umiejscowienia uzwojenia, a mianowicie [6, 11, 14]:

- z wewnętrznym stojanem (MGPM-IAS – Inner Armature Stator),
- z zewnętrznym stojanem (MGPM-OAS – Outer Armature Stator),
- z uzwojeniem na modulatorze (MGPM-SAS – Sandwiched Armature Stator).

Pierwsza z wymienionych grup maszyn elektrycznych ze zintegrowaną przekładnią magnetyczną – MGPM-IAS – charakteryzuje się stojanem zlokalizowanym wewnątrz konstrukcji przetwornika. W konstrukcji tej można wyróżnić cztery podstawowe elementy (rys. 1a): dwa wirniki z magnesami trwałymi, modulator oraz stojan. Wał napędowy przetwornika połączony jest z wirnikiem wolnoobrotowym (zewnętrznym). W przypadku wirnika wysokoobrotowego (wewnętrznego) należy zwrócić szczególną uwagę na jego specyficzną budowę. Wirnik ten składa się z trzech warstw, zewnętrzne warstwy utworzone są z magnesów trwałych o takiej samej liczbie par biegunów i są osadzone na rdzeniu ferromagnetycznym. W przypadku tej grupy MGPM można w sposób intuicyjny wyodrębnić z konstrukcji przetwornika (przedstawionego na rys. 1a) obszary, wchodzące w skład typowej maszyny z magnesami trwałymi

(tj. stojan oraz wirnik wewnętrzny) oraz przekładni magnetycznej, którą stanowi: wirnik zewnętrzny, wewnętrzny i modulator. W przypadku MGPM-IAS występują analogiczne zasady doboru liczby par biegunów magnesów trwałych wirników i trzpieni modulatora do przypadku współosiowej przekładni magnetycznej. Podczas projektowania uzwojenia w stojanie dąży się do tego, aby liczba par biegunów była równa liczbie par biegunów wirnika wewnętrznego.

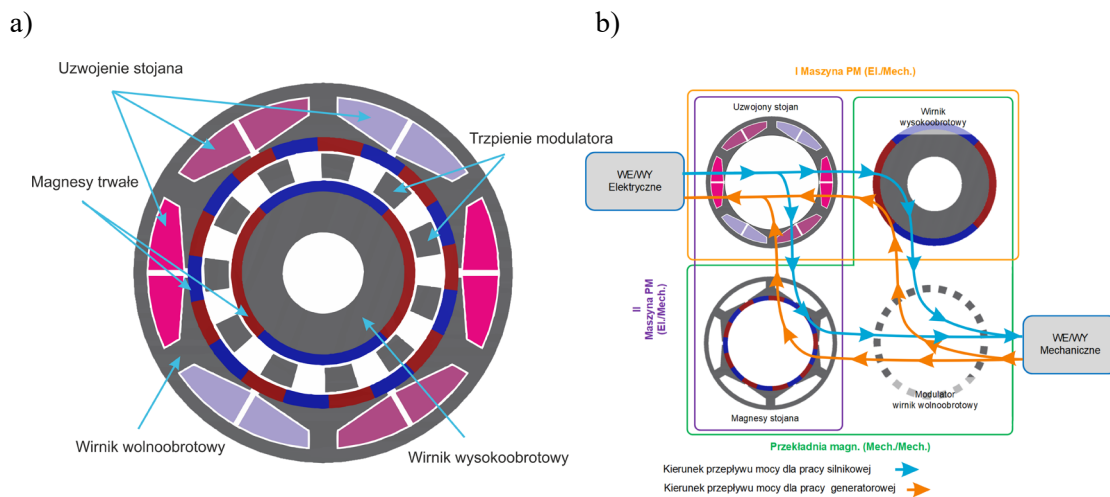


Rys. 1. Struktura maszyny MGPM-IAS (a), kierunki przepływu energii (b) [6]

Na rysunku 1b przedstawiono poglądowo drogę przepływu energii w MGPM-IAS. Dla pracy silnikowej podczas zasilania uzwojenia stojana powstaje pole magnetyczne, które w wyniku oddziaływania z polem magnetycznym wirnika wewnętrznego (wysokoobrotowego) wytwarza moment obrotowy. Następnie w wyniku transformacji momentu obrotowego z wirnika wewnętrznego przez modulator do wirnika zewnętrznego uzyskuje się niską prędkość i pożądaną dużą moment na wale maszyny. Na podstawie analizy rozkładu pola magnetycznego w maszynie można zaobserwować, że występuje w niej szeregową ścieżką transformacji energii, a co za tym idzie – moment obrotowy jest ograniczony przez zdolność transformacji momentu magnetycznego w zintegrowanej przekładni magnetycznej.

Charakterystyczną cechą konstrukcji MGPM-OAS jest umiejscowienie stojana jako elementu zewnętrznego przetwornika. W odróżnieniu od MGPM-IAS można wyróżnić trzy elementy składowe przetwornika: stojan, modulator – stanowiący jednocześnie wirnik wolnoobrotowy – oraz wirnik wysokoobrotowy (rys. 2a). Szczególną uwagę w tego typu przetwornikach należy zwrócić na stojan, w którym zastosowano jawne bieguny magnetyczne oraz naklejone dodatkowo na jego wewnętrznej powierzchni magnesy trwałe. Dobór liczby par biegunów magnesów i uzwojenia stojana oraz liczby

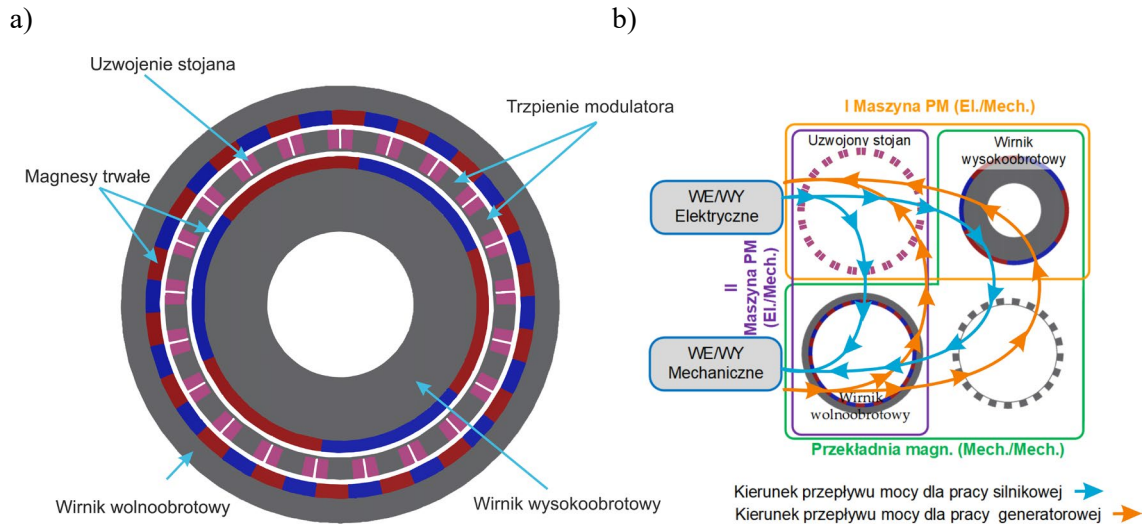
trzczeni modulatora odbywa się w taki sam sposób jak w konstrukcji MGPM-IAS. W odróżnieniu od wspomnianej konstrukcji MGPM-IAS w przetworniku MGPM-OAS istnieją dwie równoległe drogi przepływu energii (rys. 2b). Pole magnetyczne wytworzone przez zasilone uzwojenie stojana oddziałuje nie tylko na modulator, lecz także bezpośrednio na wirnik wewnętrzny, a co za tym idzie – przetwornik integruje dwie maszyny elektryczne działające równoległe, które są sprzęgnięte za pomocą przekładni magnetycznej. Należy jednak zaznaczyć, że maszyny te w różnym stopniu odpowiadają za transmisję energii. Największy wpływ na wartość transformowanej energii ma *I maszyna PM* oraz przekładnia magnetyczna, natomiast *II maszyna PM* wpływa głównie na efektywność modulacji pola magnetycznego i może powodować osłabienie dominującej harmonicznej.



Rys. 2. Struktura maszyny MGPM-OAS (a), kierunki przepływu energii (b) [6]

Ostatnią możliwą topologią MGPM jest konstrukcja, w której uzwojenie jest zlokalizowane w modulatorze, a tym samym modulator jest jednocześnie także stojanem. Przetworniki MGPM-SAS są zbudowane analogicznie do współosiowych przekładni magnetycznych, czyli składają się z dwóch wirników – wewnętrznego i zewnętrznego – oraz modulatora/stojana. Podobnie jak w przypadku MGPM-OAS na podstawie rozkładu pola można wyróżnić w maszynie dwie drogi przepływu energii. Pole magnetyczne wytwarzane przez uzwojenie rozłożone stojana oddziałuje na wirnik zarówno wewnętrzny, jak i zewnętrzny. Z kolei liczba biegunów, która jest wytworzona przez to uzwojenie, jest równa liczbie biegunów wirnika wewnętrznego, a co za tym idzie – można zdefiniować *I maszynę PM*, która składa się z wirnika wysokoobrotowego oraz modulatora/stojana. Z racji tego natomiast, że uzwojenie stojana jest tak zaprojektowane, aby oprócz podstawowej harmonicznej równej liczbie par biegunów

wirnika wewnętrznego wytwarzała również harmoniczną, która jest równa liczbie par biegunów wirnika zewnętrznego, możliwe jest wyodrębnienie *II maszyny PM*, będącej maszyną wolnoobrotową składającą się z wirnika zewnętrznego oraz modulatora/stojana. Konstrukcja MGPM-SAS w porównaniu z MGPM-OAS, dzięki umieszczeniu uzwojenia w modulatorze, cechuje się mniejszą objętością przy zachowaniu tej samej gęstości mocy.



Rys. 3. Struktura maszyny MGPM-SAS (a), kierunki przepływu energii (b) [6]

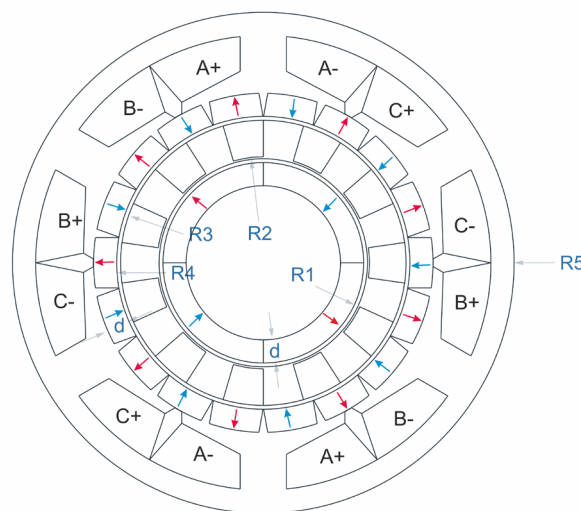
Podsumowując krótką charakterystykę przedstawionych topologii MGPM, można stwierdzić, że MGPM-IAS jest konstrukcją najbardziej złożoną, a tym samym najbardziej kłopotliwą w budowie z racji czterech oddzielnych elementów, które muszą być współosiowe. Trudności w montażu, produkcji i eksploatacji powodują, że konstrukcja ta jest pomijana w większości aplikacji. Poza tym maksymalny moment na wale tej maszyny ograniczony jest możliwością transformacji momentu magnetycznego przez zintegrowaną przekładnię. W przypadku konstrukcji MGPM-SAS można stwierdzić, że ograniczenie tylko do 3 elementów przetwornika w znaczący sposób uprasza konstrukcję, jednak modulator mający uzwojenie niweluje zalety wynikające z ograniczenia liczby elementów MGPM-AS.

Maszyna MGPM-OAS cechuje się najmniej skomplikowaną strukturą mechaniczną, a zatem jest łatwiejsza w montażu i produkcji. Wadą tego rozwiązania jest natomiast fakt, że wał wyjściowy jest połączony z modulatorem. Skutkuje to tym, że konstrukcja ta charakteryzuje się mniejszą integralnością mechaniczną elementów wchodzących w skład danej konstrukcji w stosunku do pozostałych elementów przetwornika. Poza tym, pomimo widocznych dwóch ścieżek przepływu energii, MGPM-OAS cechuje się gorszymi parametrami eksploatacyjnymi niż MGPM-SAS.

Z porównania kosztów produkcji wynika, że najlepszym rozwiązaniem jest MGPM-OAS. Gdy przyjmie się za najważniejsze kryterium gęstość momentu elektromagnetycznego, najlepszym wyborem będzie MGPM-SAS. Niemniej o wyborze danej konstrukcji decydują również inne wymagania stawiane konkretnym układom, do których zalicza się zakres zmienności prędkości obrotowej, sposób przekazywania momentu obrotowego oraz zasilania.

### 3. Model numeryczny i prototyp maszyny z przekładnią magnetyczną

Pierwsze badania dotyczące maszyny hybrydowej na Politechnice Opolskiej rozpoczęto w 2020 r. Mając dobre doświadczenia badawcze związane z konstruowaniem i modelowaniem przekładni magnetycznych [4-8], autorzy postanowili podjąć się również analizy i budowy przetwornika hybrydowego. W wyniku prowadzonych prac powstał model fizyczny hybrydowego przetwornika MGPM-OAS (o konstrukcji przedstawionej na rys. 4 i parametrach jak w tabeli 1). Z racji specyficznej konstrukcji przetwornika MGPM-OAS, integrującej dwie maszyny elektryczne *PM I i II* (rys. 2) z przekładnią magnetyczną, konieczne jest odpowiednie pozycjonowanie trzpieni modulatora, które odgrywają kluczową rolę w analizowanym przetworniku. Dodatkowo modulator powinien uniemożliwić zamykanie się pola magnetycznego pomiędzy sąsiednimi biegunami i być izolatorem pod względem elektrycznym. Dlatego też w pracy do jego budowy wykorzystano technologię druku 3D i materiał ABS. Technologia ta umożliwia szybkie uzyskanie żądanej geometrii, co zdecydowanie skraca czas prototypowania, sam materiał (ABS) jest zaś materiałem niemagnetycznym i izolatorem elektrycznym.



Rys. 4. Geometria prototypu maszyny MGPM-OAS

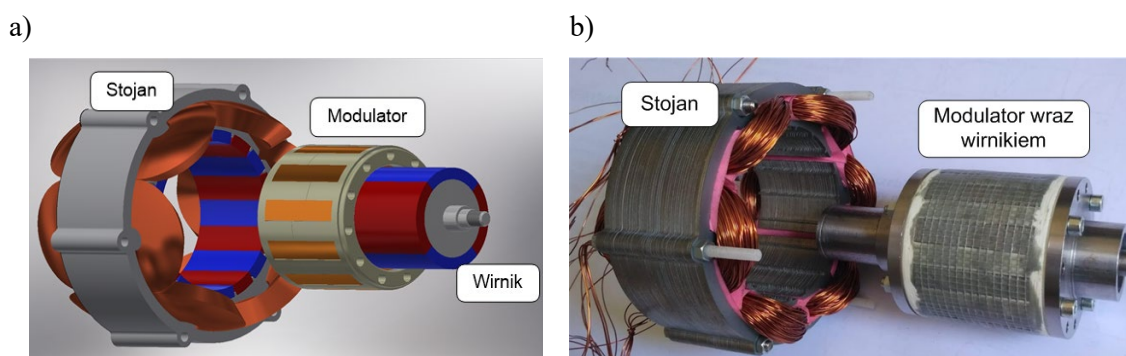


Tabela 1

Parametry konstrukcyjne prototypu przetwornika MGPM-OAS

Parametr	Oznaczenie	Wartość
Liczba par biegunów wirnika wewnętrznego	$p_{r\_wew}$	2
Liczba par biegunów wirnika zewnętrznego	$p_{r\_zew}$	9
Liczba biegunów modulatora	$p_s$	11
Promień zewnętrzny wirnika wewnętrznego	$R1$	25 mm
Promień wewnętrzny modulatora	$R2$	27 mm
Promień zewnętrzny modulatora	$R3$	37 mm
Promień wewnętrzny stojana	$R4$	38 mm
Promień zewnętrzny wirnika zewnętrznego	$R5$	65mm
Grubość magnesu trwałego	$d$	5 mm
Długość czynna stojana	$l$	50mm
Przełożenie przekładni wewnętrznej	$i_r$	5,5:1
Liczba zwojów	$N$	180
Magnesy	$N42$	

Na rysunku 5 przedstawiono model CAD 3D analizowanego przetwornika (rys. 5a) oraz zbudowany prototyp (rys. 5b), na którym wykonano wiele badań pozwalających na zweryfikowanie poprawności zbudowanego modelu numerycznego.

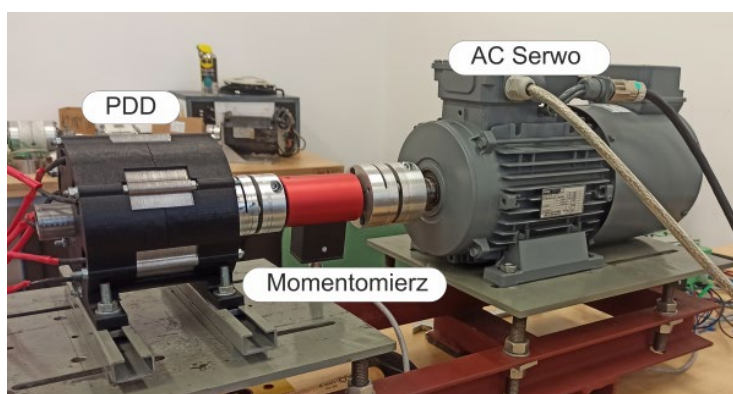


Rys. 5. Model CAD prototypu MGPM-OAS skonstruowanego w Katedrze Automatykacji Napędów i Robotyki Politechniki Opolskiej (a) wraz z modelem fizycznym (b)

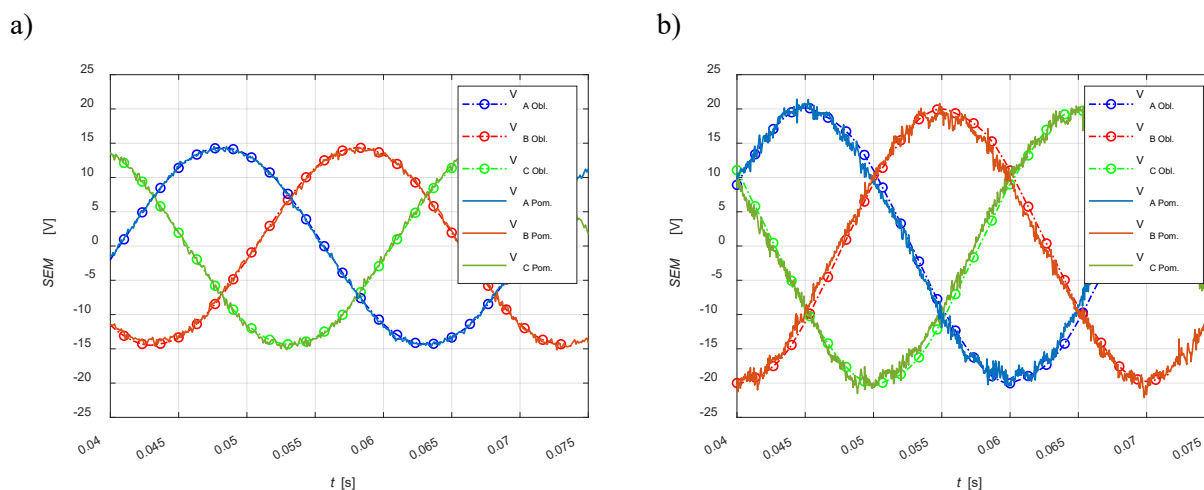
W celu lepszego zrozumienia zjawisk zachodzących w badanej maszynie zdecydowano się na analizę poszczególnych maszyn wchodzących w skład przetwornika MGPM-OAS oraz analizę całościową dotyczącą jednego obiektu. Aby to zrobić, opracowano programy komputerowe umożliwiające analizę zjawisk, jak również wyzna-

czenie parametrów maszyny. Ważnym etapem prac było przygotowanie oraz zestawienie modeli polowych maszyny, umożliwiających ocenę wpływu zastosowanych uproszczeń na jakość otrzymanych wyników w różnych stanach pracy [5].

Eliminując z konstrukcji MGPM-OAS modulator oraz magnesy w stanie, uzyskuje się klasyczną maszynę PMSM, charakteryzującą się jednak bardzo dużą szczeliną powietrzną. Dla takiej konstrukcji wyznaczono SEM przy różnych prędkościach obrotowych wirnika wewnętrznego. Obliczenia powtórzone dla kompletnej maszyny MGPM-OAS. Dodatkowo, w celu zweryfikowania wyników symulacji, zbudowano stanowisko pomiarowe (rys. 6), na którym przebadano model fizyczny przetwornika. Otrzymane wyniki zestawiono z pomiarami, a ich graficzną interpretację pokazano na rysunku 7.



Rys. 6. Stanowisko pomiarowe do wyznaczenia SEM



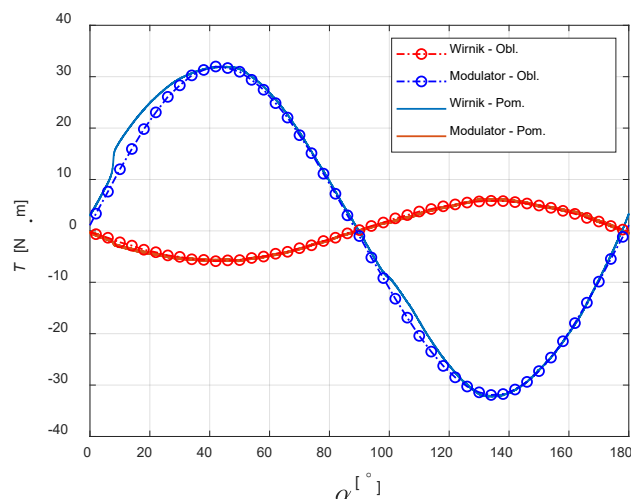
Rys. 7. Przebiegi siły elektromotorycznej dla  $n=1000$  obr/min, MGPM-OAS bez modulatora i magnesów w stanie – PMSM (a), MGPM-OAS (b)

Na podstawie otrzymanych wyników można zauważyć, że w obu przypadkach współczynnik zawartości wyższych harmonicznych THD jest na niskim poziomie, więc możliwe jest jego pominięcie. Analizując natomiast wartość otrzymanej amplitudy



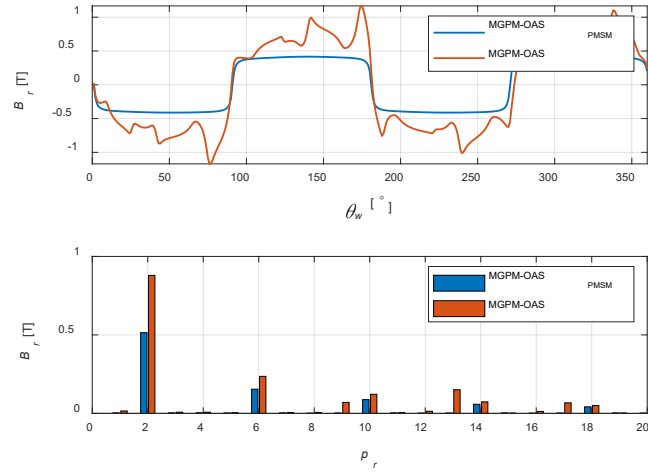
SEM, można łatwo zaobserwować, że dla maszyny PMSM jest ona prawie 25% niższa niż dla konstrukcji MGPM-OAS.

W dalszym kroku badań wykonano analizę zintegrowanej przekładni magnetycznej. W tym celu przebadano zmienność momentu magnetycznego przy niezasilanym uzwojeniu i zablokowanym modulatorze. Na podstawie otrzymanych charakterystyk potwierdzono założone na etapie projektowania przełożenie przekładni magnetycznej, które wynosi 5,5:1.

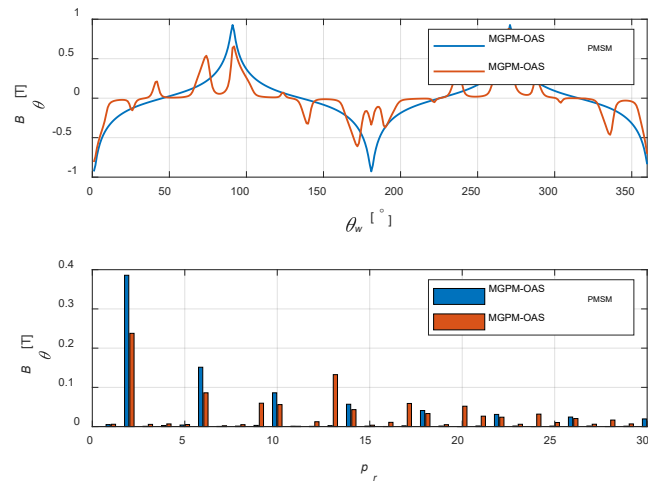


Rys. 8. Zmienność momentu magnetycznego w funkcji kąta obrotu wirnika wewnętrznego przy nieruchomym modulatorze

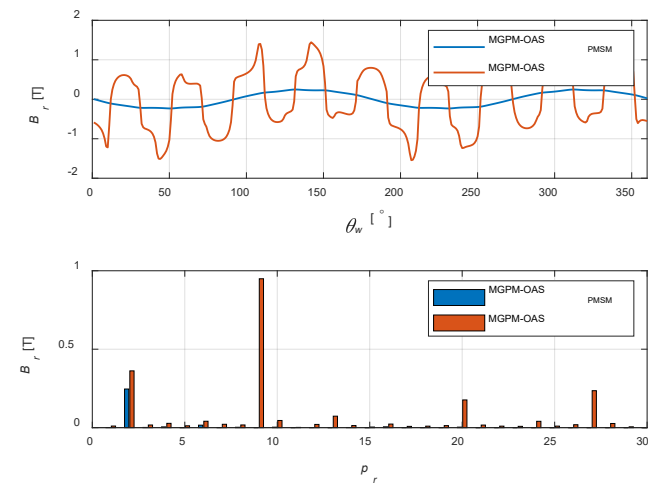
Ciekawym aspektem, poruszonym często w opracowaniach dotyczących tego typu maszyn, jest analiza indukcji magnetycznej w szczelinach powietrznych. W tym przypadku uzwojenie zasilono prądem o wartości 3A, otrzymując dla wybranej chwili przedstawione na rysunkach 9-12 rozkłady oraz widma amplitudowe składowej promieniowej i stycznej indukcji magnetycznej w środku szczelin powietrznych między wirnikiem wewnętrznym a modulatorem, a także między modulatorem a stojanem. Otrzymane wyniki zestawiono z wynikami otrzymanymi przy pominięciu modulatora oraz magnesów w stojanie, czyli dla maszyny PMSM.



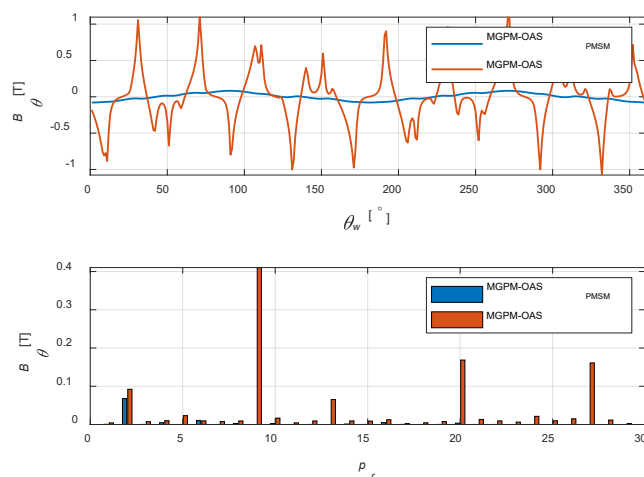
Rys. 9. Rozkład oraz widmo amplitudowe składowej promieniowej indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej pomiędzy wirnikiem a modulatorem



Rys. 10. Rozkład oraz widmo amplitudowe składowej stycznej indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej pomiędzy wirnikiem a modulatorem



Rys. 11. Rozkład oraz widmo amplitudowe składowej promieniowej indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej pomiędzy modulatorem a stojanem



Rys. 12. Rozkład oraz widmo amplitudowe składowej stycznej indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej pomiędzy modulatorem a stojanem

Na podstawie uzyskanych widm amplitudowych w poszczególnych szczelinach można stwierdzić, że dla przedstawionej konfiguracji liczby par biegunów magnetycznych w wirniku wewnętrznym ( $p_{rw}=2$ ) oraz stojanie ( $p_{rs}=9$ ) otrzymuje się największą zdolność transformacji momentu obrotowego. Należy jednak zaznaczyć, że w analizowanej konstrukcji występują wyższe harmoniczne, które niekorzystnie wpływają na działanie przetwornika.

#### 4. Podsumowanie

W artykule przedstawiono konstrukcję hybrydowego przetwornika elektromagnetycznego z wbudowaną przekładnią magnetyczną. Opisano zasadę działania oraz wykonano obliczenia numeryczne dla wybranej konfiguracji maszyny. Zaprezentowany w pracy przetwornik jest pierwszym wykonanym przez autorów prototypem. Przedstawione wyniki analiz obrazują zasadę działania przetwornika, złożoność pola magnetycznego w szczelinach powietrznych samych wirników, wirników wraz z modulatorem i wreszcie całej maszyny. Autorzy skoncentrowali się na składowych promieniowej oraz stycznej indukcji magnetycznej w szczelinach powietrznych tylko w wybranej chwili i zadanym punkcie pracy. Pełna analiza wymaga przeprowadzenia badań dla większej liczby punktów pracy przetwornika.

W pracy przedstawiono również możliwość wykorzystania technologii druku 3D w układach napędowych. Technologia ta ze względu na dobre parametry materiału oraz szybkość wykonywania prototypów została wykorzystana do konstrukcji klatki modulatora.

## Bibliografia

1. Atallah K., Howe D.: A novel high performance magnetic gear. *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 37, (2001), No. 4, pp. 2844-2846.
2. Evans J.D., Zhu Z.: Optimal torque matching of a magnetic gear within a permanent magnet machine. *IEEE Int. Electric Machines Drives Conference (IEMDC)* (2011), pp. 995-1000.
3. Gerber S., Wang R.-J.: Design and Evaluation of a Magnetically Geared PM Machine. *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, (2015) Issue 8.
4. Kołodziej J., Kowol M., Mynarek P., Gabor R., and Łukaniszyn M.: Forces in Axial Flux Magnetic Gears with Integer and Fractional Gear Ratios. *Energies*, vol. 14, (2021), No. 4, p. 855.
5. Kołodziej J., Kowol M., Mynarek P., Łukaniszyn M.: Przegląd konstrukcji przekładni magnetycznej. *Przegląd Elektrotechniczny*, nr 1, (2023), s. 249-255.
6. Kowol M.: Przetwarzanie energii mechanicznej we współosiowej przekładni magnetycznej. Monografia, Oficyna Wydawnicza Politechniki Opolskiej, (2021).
7. Kowol M., Kołodziej J., Jagieła M., Łukaniszyn M.: Impact of modulator designs and materials on efficiency and losses in radial passive magnetic gear. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, 2019, No. 1, pp. 147-154.
8. Kowol, M., Kołodziej, J., Gabor, R., Łukaniszyn, M., Jagieła, M.: On-Load Characteristics of Local and Global Forces in Co-Axial Magnetic Gear with Reference to Additively Manufactured Parts of Modulator. *Energies*, vol. 13, 2020.
9. Niguchi N., Hirata K.: Torque ripple analysis of a magnetic-gear motor. *Int. Conf. on Electr. Machines (ICEM)*, 2012, pp. 789-794.
10. Rasmussen O.P., Frandsen V.T., Jensen K.K. and Jessen K.: Experimental evaluation of a motor integrated permanent magnet gear. *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, 2011, pp. 3982-3989.
11. Tlali P. M., Wang R., Gerber S.: Magnetic gear technologies: a review. *International Conference on Electrical Machines*, 2014, pp. 544-550.
12. Venturini M., Leonardi F.: High torque, low speed joint actuator based on PM brushless motor and magnetic gearing. *IEEE-IAS Annual Meeting*, (1993), pp. 37-42.
13. Zhu Z.Q.: Overview of novel magnetically geared machines with partitioned stators. *IET Electric Power Applications*, vol. 12, (2018), No. 5, pp. 595-604.

## Streszczenie

Niniejsza praca opisuje szerokie spektrum zagadnień związanych z transformacją energii za pośrednictwem pola magnetycznego, a w szczególności zyskujące współcześnie na popularności hybrydowe przetworniki elektromagnetyczne ze zintegrowaną przekładnią magnetyczną. Dla jednej z wymienionych konstrukcji przetwornika hybrydowego opisano opracowany model numeryczny, dla którego wykonano wiele obliczeń polowych. Przeprowadzono analizę rozkładu składowych indukcji magnetycznej w szczelinach powietrznych i wyznaczono siłę elektromotoryczną. Za pomocą metody pracy wirtualnej wyznaczono charakterystyki przeniesionego momentu magnetycznego. Dla części obliczeń przeprowadzono również weryfikację pomiarową na prototypie przetwornika zbudowanego z zastosowaniem technologii druku 3D.

**Słowa kluczowe:** silnik elektryczny ze zintegrowaną przekładnią magnetyczną, metoda elementów skończonych, obliczenia numeryczne, moment magnetyczny, druk 3D.

Adrian NOCÓN,<sup>21</sup> Marcel BOGOCZ<sup>22</sup>, Tomasz CAPUTA<sup>23</sup>, Mateusz MICHALSKI<sup>24</sup>, Michał PECYNA<sup>25</sup>, Dominik USAREK<sup>26</sup>, Piotr WALOTEK<sup>27</sup>

## **Rozdział 9. ANALIZA WYBRANYCH PARAMETRÓW PRACY BIOGAZOWYCH JEDNOSTEK KOGENERACYJNYCH**

### **1. Wstęp**

W literaturze przedmiotu i innych publikacjach od wielu lat opisywany jest nadchodzący (trwający) kryzys energetyczny. Przyjmuje się, że remedium na negatywne skutki kryzysu jest transformacja energetyczna. W związku z tym coraz chętniej do produkcji energii elektrycznej wykorzystywane są odnawialne źródła energii. Jednym z obiecujących źródeł energii odnawialnej jest biomasa, która może być wykorzystana wielotorowo (np. jako podstawa do produkcji biopaliw płynnych, paliwo spalane lub zgazowywane oraz jako substrat do produkcji biogazu). W Polsce wszystkie sposoby wykorzystania biomasy są obecnie stale rozwijane. Użycie biogazu jako paliwa w procesie produkcji energii elektrycznej jest stosunkowo proste i znane od wielu lat [1, 7]. Warto podkreślić, że biogaz można produkować nie tylko bezpośrednio z biomasy specjalnie do tego celu uprawianej, lecz także z odpadów. Ta technologia wykorzystywana jest przede wszystkim w oczyszczalniach ścieków oraz w biogazowniach, gdzie odpady z biomasy stanowią cenny dodatek w procesie metanowym. Ponadto technologia ta pozwala w łatwy sposób zutylizować odpady, produkując z nich energię elektryczną [1, 7].

---

<sup>21</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>22</sup>Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny, Studenckie Koło Naukowe TRAFOK, ul. Akademicka 10, 44-100 Gliwice, e-mail:[marcbog307@student.polsl.pl](mailto:marcbog307@student.polsl.pl)

<sup>23</sup> Jw., e-mail: [tomacap351@student.polsl.pl](mailto:tomacap351@student.polsl.pl)

<sup>24</sup> Jw., e-mail: [matemic591@student.polsl.pl](mailto:matemic591@student.polsl.pl)

<sup>25</sup> Jw., e-mail: [michpec770@student.polsl.pl](mailto:michpec770@student.polsl.pl)

<sup>26</sup> Jw., e-mail: [domiusa170@student.polsl.pl](mailto:domiusa170@student.polsl.pl)

<sup>27</sup> Jw., e-mail: [piotwal652@student.polsl.pl](mailto:piotwal652@student.polsl.pl)

Produkcja energii elektrycznej z biogazu zazwyczaj następuje przez wykorzystanie tłokowych silników spalinowych o zapłonie iskrowym. Silniki napędzają generatory, które to oddają wyprodukowaną energię do sieci. Wprowadzając dodatkowe elementy do tego procesu, można dodatkowo zwiększyć jego sprawność, wykorzystując ciepło odpadowe produkowane w silniku spalinowym. Warto również zaznaczyć, że zastosowanie silników spalinowych umożliwia, przy odpowiednim sterowaniu nimi (sterowanie składem i ilością mieszanki paliwowo-powietrznej i kątem zapłonu, a w konsekwencji parametrami procesu spalania), na znaczne obniżenie emisji szkodliwych gazów. Niewątpliwą zaletą wykorzystania biogazu jako paliwa i silnika spalinowego jako napędu jest możliwość uzyskania wysokiej niezawodności i długiego czasu wykorzystania mocy zainstalowanej źródła. Roczny czas pracy źródeł energii elektrycznej zasilanych biogazem może przekroczyć 8500 h przy stałym obciążeniu równym ich mocy znamionowej. Warto podkreślić, że okres eksploatacji zespołu może wynosić do 25 lat. Niezawodna praca urządzeń wymaga jednak zapewnienia odpowiednich warunków w miejscu ich instalacji, w tym warunków napięciowych.

W związku z tym w niniejszym artykule przeanalizowano wybrane parametry pracy źródeł energii elektrycznej zainstalowanych w biogazowniach. Wszystkie analizowane źródła przyłączone były do polskich sieci dystrybucyjnych średniego napięcia przez odpowiedni transformator obniżający napięcie do wartości napięcia znamionowego generatorów równego 400 V. Ich moce znamionowe wynoszą: 0,5 MW (dwa źródła) oraz 1 MW i 0,45 MW (po jednym źródle). Analizie poddano zapisy historii (tj. rejestrowane w określonych odstępach czasu wartości wybranych parametrów) sterownika głównego zarządzającego pracą całego zespołu wytwórczego. Analizowano między innymi wartości napięć w miejscu przyłączenia generatora, wartości mocy i energii elektrycznej. Z uwagi na znaczne liczby próbek zebrane dane poddano analizie statystycznej, a na tej podstawie wyciągnięto wnioski dotyczące wybranych warunków pracy źródeł.

Należy podkreślić, że badania opisane w niniejszym artykule są efektem projektu realizowanego w ramach Studenckiego Koła Naukowego TRAFOK działającego w Politechnice Śląskiej przy Katedrze Elektrotechniki i Informatyki, przy czym projekt realizowany był przy współpracy firmy CH4 Moto Śląsk z o.o., która jest producentem i świadczy usługi serwisowe kogeneracyjnych zespołów wytwórczych.





wzbudnicy synchronicznej o budowie odwróconej oraz prostownika wirującego, zamontowanego na wale generatora).

Zespół, pracując ze stałą prędkością równą 1500 obr/min, generuje prąd 3-fazowy o częstotliwości 50 Hz i napięciu 400 V. Do wyprowadzenia mocy z generatora wykorzystuje się układ odpowiednio dobranych przewodów i szyn miedzianych. W torze wyprowadzenia mocy zainstalowany jest wyłącznik generatorowy GCB z układem zabezpieczeń nadprądowych (bezzwłocznych i zwłocznych), stanowiących redundantną ochronę generatora.

Główny wymiennik ciepła (16), łączący obieg chłodzenia silnika z instalacją grzewczą, ma konstrukcję płytową, zapewniającą dużą wydajność przy zachowaniu stosunkowo niewielkich rozmiarów. Wymienniki ciepła spalin (12), oleju (14) i mieszanki paliwowo-powietrznej (8) mają konstrukcję płaszczowo-rurową. Do utrzymywania temperatury na zadanym poziomie, oprócz pomp i wentylatorów w chłodnicach, stosuje się zawory regulacyjne (11, 15 i 17).

Układ sterowania odpowiada za ciągłe kontrolowanie stanu zespołu kogeneracyjnego, a także utrzymywanie parametrów procesu przetwarzania energii, takich jak np. wartość generowanej mocy, napięcia etc. W skład układu sterowania i zabezpieczeń wchodzi: układ regulacji napięcia generatora synchronicznego (21), układ regulacji składu mieszanki paliwowo-powietrznej (23) oddziałujący na mieszalnik gazu (5), układ zapłonowy (22), panel operatorski (25) oraz sterownik nadrzędny (24).

Odbiór ciepła wytworzonego w zespole kogeneracyjnym następuje jedynie z części wysokotemperaturowej, tj. z obiegu chłodzenia silnika wraz z chłodzeniem oleju i spalin, co wynika z zapotrzebowania odbiorników. Nie wykorzystuje się zatem energii cieplnej z mieszanki paliwowo-powietrznej. W czasie pracy zespołu kogeneracyjnego nadmiar ciepła (tj. ciepło odebrane z mieszanki paliwowo-powietrznej i ciepło nieodebrane przez odbiorniki (19) z systemu chłodzenia silnika) musi zostać oddany do otoczenia, aby zespół nie został przegrzany. W związku z tym niezbędnymi elementami układu są chłodnice awaryjne w układzie chłodzenia mieszanki (10) i w układzie chłodzenia silnika (18). Całość układu chłodzenia uzupełnia system wentylatorów nawiewowych obudowy zespołu (20).

Dodatkowymi elementami niezbędnymi do pracy silnika są ponadto: zespół zaworów gazu z reduktorem (4), filtr powietrza zasysanego do silnika (6), przepustnica służąca do regulacji prędkości obrotowej i mocy (9) oraz tłumik końcowy wraz z kominem (13).

Pracą całości zespołu kogeneracyjnego steruje nadrzędny układ regulacji (sterownik nadrzędny). Układ ten steruje elementami wykonawczymi (np. zaworami regulacyjnymi w układzie chłodzenia), przeprowadza synchronizację generatora z siecią i reguluje moce czynną i bierną oddawane do systemu elektroenergetycznego (SEE), stanowi podstawowe zabezpieczenia elektryczne (nad- i podnapięciowe, nadprądowe, nad- i podczęstotliwościowe, od pracy wyspowej etc.) i termiczne (m.in. od przekroczenia temperatur w układzie chłodzenia i cylindrów) oraz zapewnia współpracę wszystkich podukładów systemu regulacji zespołu.

Sterownik nadrzędny zapewnia również komunikację z obsługą zespołu kogeneracyjnego oraz stanowi układ rejestracji zdarzeń i zakłóceń mających wpływ na pracę zespołu. Podczas normalnej pracy rejestracji podlegają wybrane parametry (napięcia, prądy, moce, temperatury, ciśnienia etc.) co ściśle określony czas, np. co 1 min. W stanach awaryjnych rejestrowane są te same wielkości, przy czym interwał czasowy pomiędzy poszczególnymi rejestracjami (próbkami) jest krótszy i może wynosić np. 100 ms. W rozpatrywanym przypadku dla wszystkich analizowanych zespołów sterownikiem nadrzędnym był sterownik InteliSys Gas firmy ComAp [2].

Szczegółowe dane obiektów przedstawiono w tabeli 1, przy czym zespoły G3a i G3b zainstalowane są w tym samym obiekcie, jednakże każdy z nich współpracuje z innym transformatorem podnoszącym napięcie z 400 V do 20 kV (zgodnie z parametrami sieci średniego napięcia, do której przyłączona jest biogazownia).

Tabela 1

Dane analizowanych zespołów kogeneracyjnych [4]

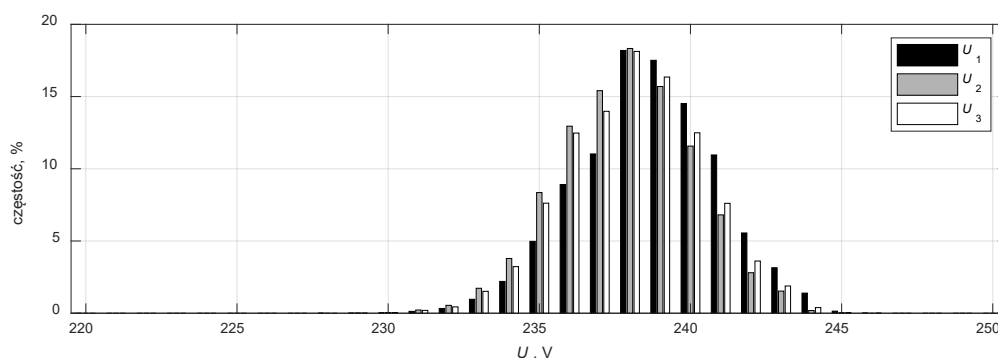
Nazwa	Miejsce instalacji	Moc znamionowa	Liczba cylindrów/ producent	Pojemność silnika	Liczba motogodzin/ ilość wyprodukowanej energii
G1	Biogazownia	500 kW	12 / Deutz	25 l	2616 h 544 MWh
G2	Oczyszczalnia ścieków	500 kW	12 / Deutz	25 l	20926 h 7,24 GWh
G3a	Biogazownia rolnicza	450 kW	12 / Deutz	52 l	8714 h 4,06 MWh
G3b		1000 kW	12 / Caterpillar	53 l	33498 h 31,68 MWh

### 3. Zapisy historii zdarzeń

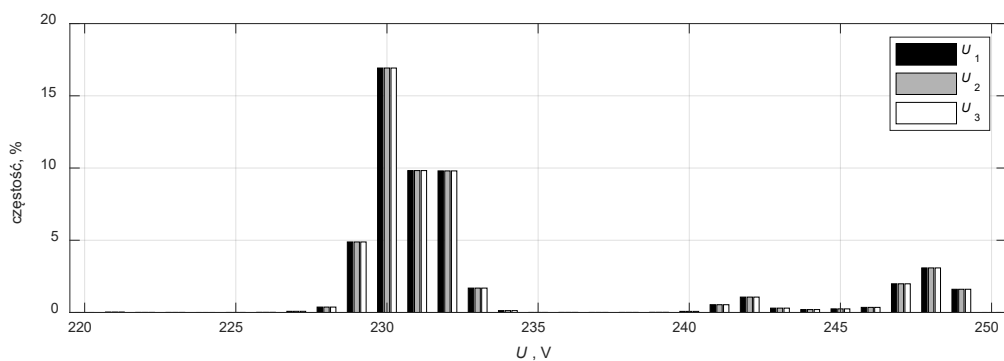
W celu zgromadzenia znacznej ilości danych do analizy w okresie od końca marca do połowy czerwca 2023 r. archiwizowano rejestracje pobrane ze sterowników nadrzędnych badanych zespołów kogeneracyjnych. Pozwoliło to na zgromadzenie 43 plików dla zespołu G1, 40 dla G2 oraz 34 dla G3a i 19 dla G3b.

Opisywane badania dotyczyły jedynie analizy zapisów historii zdarzeń rejestrowanych w czasie normalnej pracy (pominięto dane rejestrowane w stanach awaryjnych). Sterowniki nadrzędne dla wszystkich czterech badanych zespołów rejestrowały aktualny stan parametrów w jednoczynowych odstępach czasu. Z badanego okresu pracy zespołów wykorzystano więc: 99 486 próbek dla zespołu G1, 77 707 dla G2 oraz 64 783 dla G3a i 37 022 dla G3b. Przy tym należy podkreślić, że rejestracja pracy nie ma charakteru ciągłego. W badanym okresie występują pewne przerwy w rejestracji pomimo tego, że zespoły pracowały. Przerwy w rejestracjach (braki zarchiwizowanych danych) spowodowane były niemożnością pobrania plików historii zdarzeń ze sterownika nadrzędnego związaną z utratą komunikacji zdalnej (do komunikacji ze sterownikami poszczególnych zespołów wykorzystywano chmurę i lokalne łącza internetowe).

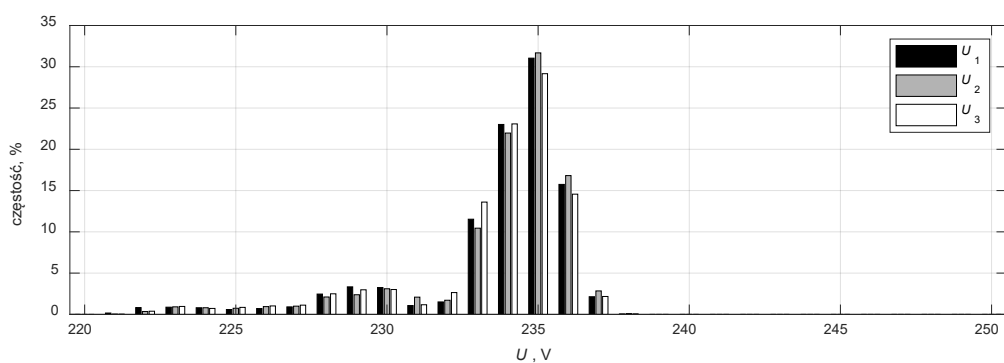
W pierwszej kolejności analizie poddano wartości napięć fazowych i międzyfazowych sieci elektroenergetycznej, do której zespoły były przyłączone. Wyznaczone rozkłady wartości napięć poszczególnych zespołów są do siebie zbliżone. W związku z tym przedstawiono tylko wybrane wartości. Uzyskane wyniki przedstawiono na rysunkach od 2 do 4.



Rys. 2. Rozkłady częstości wartości napięć fazowych zespołu G1

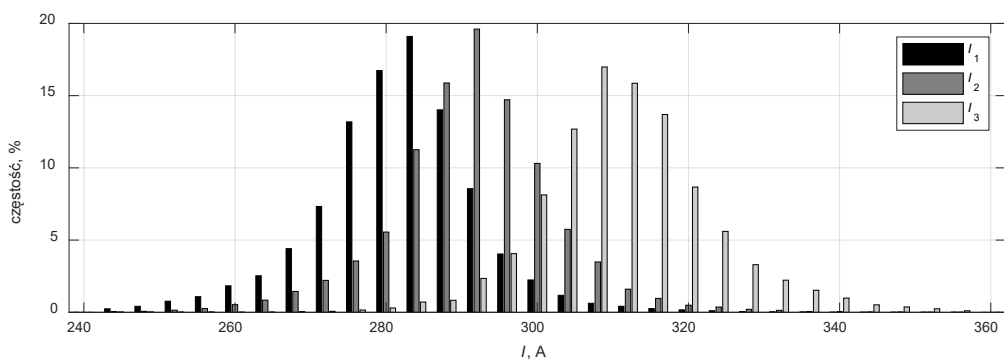


Rys. 3. Rozkłady częstości wartości napięć fazowych zespołu G2

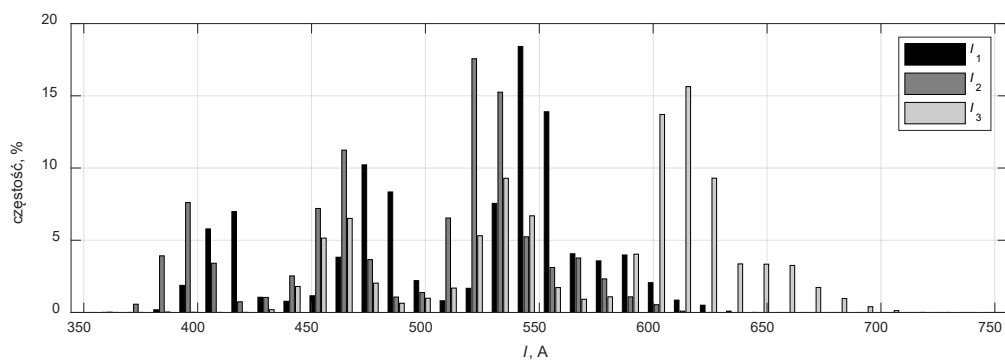


Rys. 4. Rozkłady częstości wartości napięć fazowych zespołu G3a

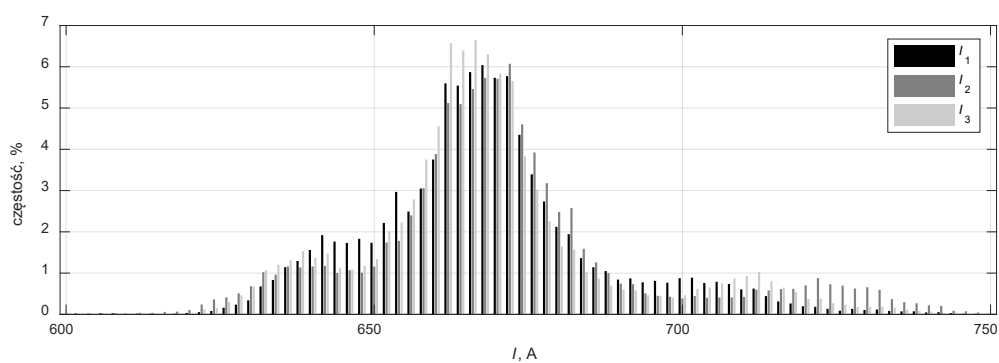
Następnie analizie poddano wartości prądów fazowych generatorów synchronicznych. Uzyskane wyniki w postaci rozkładów częstości zaprezentowano na rysunkach od 5 do 8.



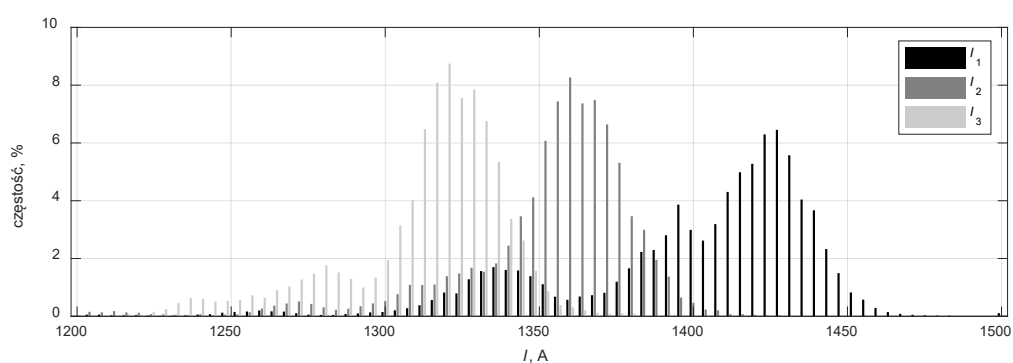
Rys. 5. Rozkłady częstości wartości prądów zespołu G1



Rys. 6. Rozkłady częstości wartości prądów zespołu G2

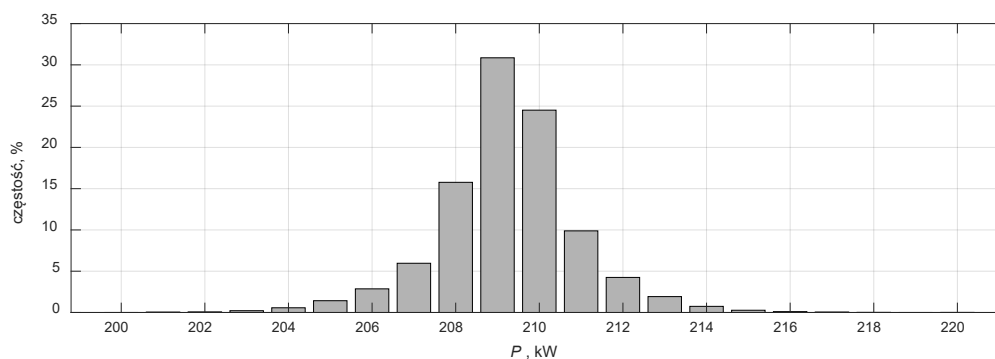


Rys. 7. Rozkłady częstości wartości prądów zespołu G3a

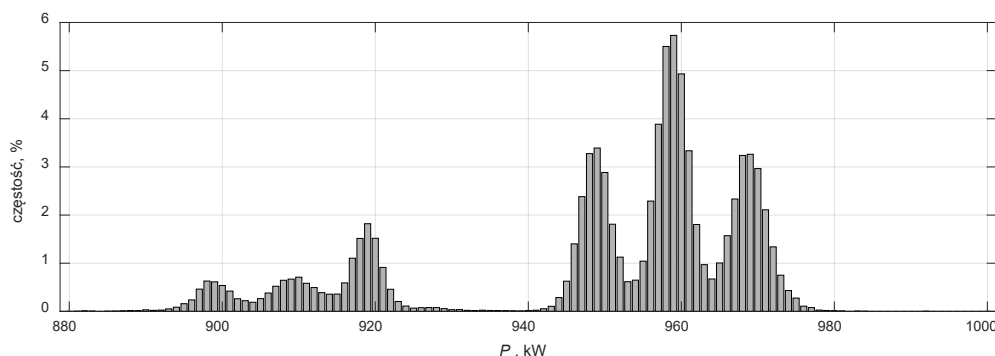


Rys. 8. Rozkłady częstości wartości prądów zespołu G3b

Dodatkowo przeanalizowano zarejestrowane wartości mocy czynnej generowanej przez poszczególne zespoły. Rozkłady częstości przedstawiono na rysunkach 9 i 10.



Rys. 9. Rozkład częstości wartości mocy czynnej generowanej przez zespół G1



Rys. 10. Rozkład częstości wartości mocy czynnej generowanej przez zespół G3b

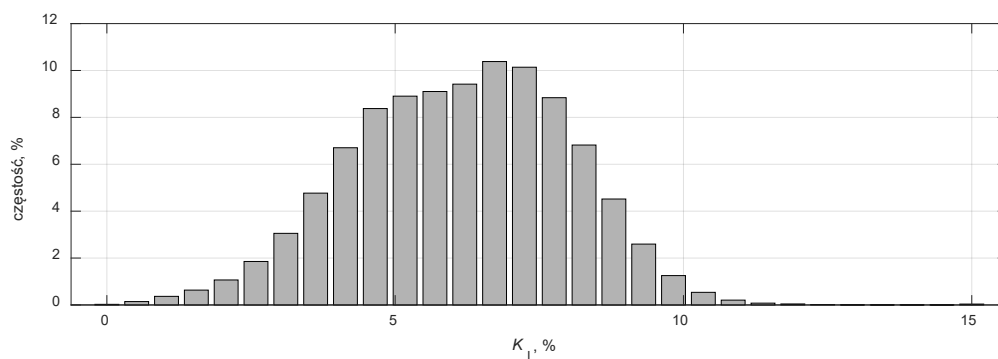
W drugiej części badań, w odróżnieniu od analizy wartości wybranych rejestrowanych wielkości, poddano analizie wskaźniki asymetrii napięć i prądów dla poszczególnych zespołów kogeneracyjnych. W badaniach wykorzystano zależności na współczynnik asymetrii zgodny z normą PN-EN 61000-4-30:2011 [5], wyznaczony na podstawie zależności (1), przy czym w normie współczynnik określony jest w odniesieniu do asymetrii napięć. Szerszy opis wykorzystanego współczynnika asymetrii można odszukać w pracy [3].

$$K_I = 100\% \cdot \sqrt{\frac{1 - \sqrt{3 - 6\beta}}{1 + \sqrt{3 - 6\beta}}}, \quad (1)$$

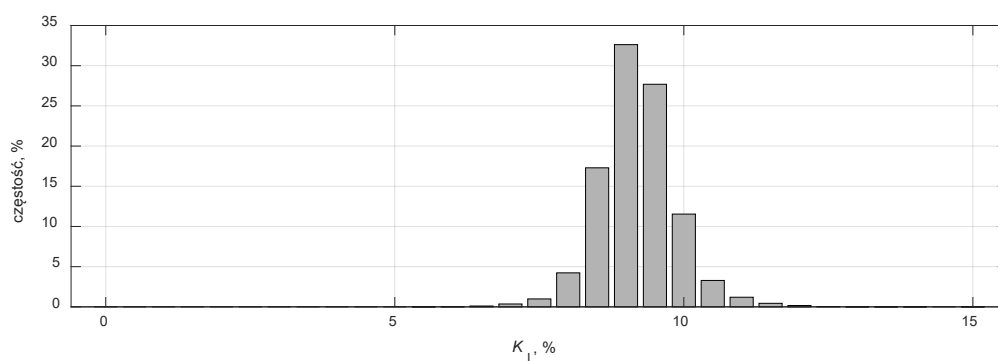
gdzie  $I_{1\div 3}$  – prądy poszczególnych faz, natomiast współczynnik  $\beta$  wyraża się wzorem:

$$\beta = \frac{(I_1)^4 + (I_2)^4 + (I_3)^4}{\left((I_1)^2 + (I_2)^2 + (I_3)^2\right)^2}. \quad (2)$$

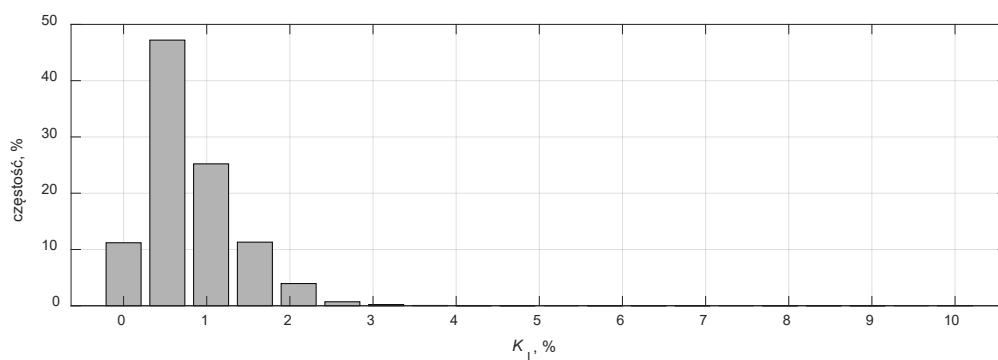
Uzyskane wartości wskaźników asymetrii dla poszczególnych zespołów zaprezentowano na rysunkach od 11 do 14.



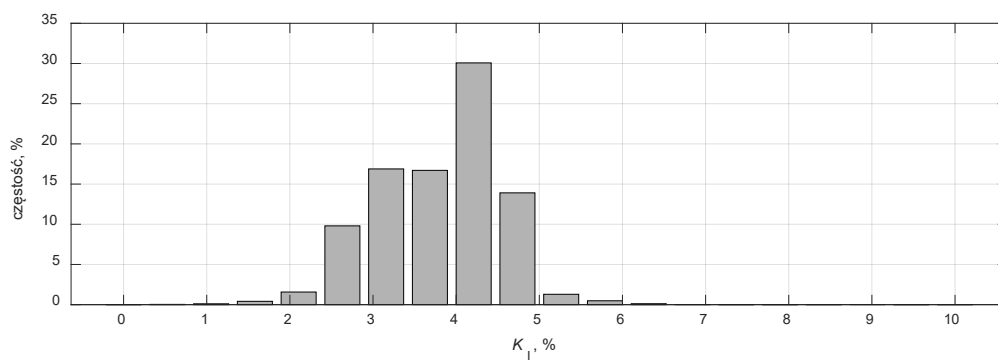
Rys. 11. Rozkład częstości wartości współczynnika asymetrii prądów zespołu G1



Rys. 12. Rozkład częstości wartości współczynnika asymetrii prądów zespołu G2



Rys. 13. Rozkład częstości wartości współczynnika asymetrii prądów zespołu G3a



Rys. 14. Rozkład częstości wartości współczynnika asymetrii prądów zespołu G3b

#### 4. Analiza uzyskanych wyników

Jak łatwo zauważyć na przedstawionych rysunkach (od 2 do 14), każdy z analizowanych zespołów pracuje w różnych warunkach i z różnymi parametrami, w tym wartościami mocy zadanej. Dla ułatwienia analizy porównawczej zebranych danych wyznaczono wybrane wartości miar tendencji centralnej i rozproszenia dla poszczególnych wielkości [6]. Za miary tendencji centralnej przyjęto wartości średnią i medianę (wartość środkową), natomiast jako miarę rozproszenia wyznaczono wartość rozstępu percentylowego od 5 do 95 percentyla (tzn. jest to rozstęp po odrzuceniu 5% najmniejszych i 5% największych zarejestrowanych wartości danej wielkości). Uzyskane wyniki przedstawiono w tabelach od 2 do 5.

Tabela 2

Miary tendencji centralnej i rozproszenia wartości napięć fazowych  
(wartości względne)

Zespół	Parametr	Średnia	Mediana	Rozstęp
G1	$U_1$	1,033	1,035	0,030
	$U_2$	1,030	1,031	0,030
	$U_3$	1,031	1,031	0,035
G2	$U_1$	0,934	0,995	0,327
	$U_2$	0,934	0,995	0,327
	$U_3$	0,934	0,995	0,327
G3a	$U_1$	1,018	1,018	0,026
	$U_2$	1,018	1,018	0,026
	$U_3$	1,017	1,018	0,026
G3b	$U_1$	1,012	1,013	0,035
	$U_2$	1,012	1,018	0,035
	$U_3$	1,011	1,013	0,039

Tabela 3

Miary tendencji centralnej i rozproszenia wartości prądów (wartości względne)

Zespół	Parametr	Średnia	Mediana	Rozstęp
G1	$I_1$	0,390	0,392	0,050
	$I_2$	0,404	0,405	0,050
	$I_3$	0,431	0,431	0,051
G2	$I_1$	0,709	0,743	0,254
	$I_2$	0,681	0,712	0,247
	$I_3$	0,790	0,829	0,280
G3a	$I_1$	1,024	1,027	0,106
	$I_2$	0,926	0,927	0,125
	$I_3$	0,921	0,923	0,107
G3b	$I_1$	0,876	0,974	1,000
	$I_2$	0,847	0,940	0,961
	$I_3$	0,821	0,912	0,932



Tabela 4

Miary tendencji centralnej i rozproszenia wartości generowanej mocy  
(wartości względne)

Zespół	Średnia	Mediana	Rozstęp
G1	0,418	0,418	0,012
G2	0,747	0,796	0,262
G3a	1,039	1,042	0,111
G3b	0,856	0,954	0,971

Tabela 5

Miary tendencji centralnej i rozproszenia współczynników  
asymetrii prądów

Zespół	Średnia	Mediana	Rozstęp
G1	6,140	6,228	5,995
G2	9,192	9,169	2,056
G3a	0,805	0,670	1,669
G3b	3,804	3,952	2,179

Jako uzupełnienie prezentowanych wielkości (mocy, napięć etc.) wyznaczono również wartości współczynnika asymetrii napięć fazowych dla poszczególnych zespołów zgodnie z zależnościami (1) i (2). Wartości współczynników dla poszczególnych zespołów są jednakże pomijalnie małe. Największe wartości współczynnika asymetrii osiągał dla zespołu G2. Jego wartość średnia wynosi 0,942%. Najmniejsze zaś wartości współczynników asymetrii dotyczą zespołów G3a i G3b. Wartości średnie współczynników w obu przypadkach nie przekraczały 0,12%.

Oprócz wyznaczonych miar statystycznych w literaturze można odszukać inne wskaźniki pomocne w analizie. Niemniej jednak na tym etapie badań zaproponowane miary wydają się wystarczające. Przykładem wskaźnika (innego niż przedstawiony w artykule), który mógłby być przydatny w analizie, jest dominanta (moda, wartość najczęściej występująca) [6]. Dominanta jednakże nie może być użyta, ponieważ jej wartość w niektórych przypadkach wynosiła zero (np. w przypadku gdy system w historii rejestrował wartości zerowe dla pracującego zespołu). Wylimitowanie fałszywych zapisów historii (np. takich, dla których wartości prądów były równe zero z uwagi na pracę jałową zespołu) wymaga znacznie bardziej zaawansowanej obróbki danych pozyskanych ze sterowników, w tym wykrywania aktualnego stanu pracy jednocześnie na podstawie wielu wielkości.

W przedstawionych danych warto zwrócić uwagę na znaczne wartości rozstępu percentylowego dla prądów generatora w źródle G3b (por. tabela 3). Zmiany wartości prądów w tym przypadku spowodowane są stosowaną procedurą rozruchu i związanym

z tym zachowaniem obsługi zespołu. W zespole tym (z uwagi na dużą moc, okres poprzedzający remont i trudności w nadążnej regulacji składu mieszanki paliwowo-powietrznej przy szybkich zmianach mocy czynnej) przyjęto, że rozruch zespołu (rozumiany jako zmiana mocy czynnej od zera – zaraz po synchronizacji – do wartości zadanej – przy pełnym obciążeniu) będzie realizowany etapowo. To znaczy obsługa do mocy zadanej przechodzi skokowo, zmieniając moc zespołu np. co 200 kW, w konsekwencji w historii zespołu zarejestrowane zostały różne wartości prądów, w tym znacznie mniejsze niż wartości znamionowe. W tym miejscu warto wyjaśnić, że do sporządzenia histogramów (rys. od 1 do 13) nie wykorzystywano wszystkich zarejestrowanych wartości. Rysunki dla poprawy ich czytelności przedstawiają bowiem tylko fragmenty całego zakresu zmienności przedstawionych wartości, w konsekwencji suma wartości wszystkich słupków na wykresie może nie wynosić 100%.

Analizując uzyskane wartości wskaźników statystycznych, należy ponadto podkreślić, że zespół kogeneracyjny G1, z uwagi na ograniczenia sieciowe w miejscu jego instalacji, stale pracuje z mocą nieco większą od mocy minimum technologicznego, tj. jego moc zadana nie przekracza 210 kW przy mocy znamionowej równej 500 kW.

## 5. Podsumowanie i wnioski

Analizując uzyskane wyniki (tj. rozkłady częstości przedstawione na rysunkach od 1 do 13 oraz wartości miar tendencji centralnej i rozproszenia przedstawione w tabelach od 2 do 5), można wyciągnąć następujące wnioski:

- We wszystkich analizowanych zespołach w miejscu instalacji napięcia sieci mieściły się w dopuszczalnych granicach. Wartość współczynnika asymetrii była zaś pomijalnie mała.
- Największą asymetrię prądów można zaobserwować w zespole G2 (niewiele mniejsze wartości współczynnika asymetrii wyznaczono dla zespołu G1), najmniejszą zaś dla zespołu G3a. Wartości współczynników asymetrii wydają się skorelowane ze sztywnością sieci, a ściślej z odległością zespołu od transformatora łączącego go z siecią średniego napięcia. W przypadku zespołów G1 i G2 odległość ta jest znaczna, natomiast dla zespołu G3a transformator zainstalowano tuż obok zespołu (długość kabla łączącego generator z transformatorem nie przekracza 50 m). Ponadto transformator, do którego przyłączony jest zespół G3b, ma większą moc znamionową niż zespół kogeneracyjny i nie są do niego przyłączone żadne odbiorniki należące do biogazowni (z wyłączeniem potrzeb własnych zespołu kogeneracyjnego).

- Asymetria prądów zespołu G2 zauważalna jest również w rozkładach częstości przedstawionych na rysunku 5. Podobnie dobrze widoczna asymetria jest na rysunku 7, przedstawiającym histogramami prądów zespołu G3b, przy czym średnia wartość tej asymetrii wyrażona w wartościach względnych (por. współczynnik asymetrii) nie przekracza 4%. Należy podkreślić, że na obserwowane wartości asymetrii prądów niewątpliwie wpływ ma sposób ich pomiaru. W układzie pomiarowym wykorzystuje się bowiem przekładniki prądowe o stosunkowo niskiej klasie dokładności.
- Analizując histogramy mocy czynnej generowanej przez poszczególne zespoły, można stwierdzić, że każdy z nich pracuje w innym reżimie. W histogramach zespołu G3b można zauważyć aż 6 różnych wartości mocy (mianowicie 900, 910, 920 kW oraz 950, 960 i 970 kW). Wartości te związane są z wartościami zadanymi mocy wynikającymi z aktualnej produkcji biogazu. Obsługa biogazowni regulowała w ten sposób zużycie biogazu (zmieniając wartość mocy zadanej zespołu). Odmienny reżim pracy (tj. stała wartość mocy zadanej) można zauważyć w zespole G1, dla którego moc niewiele odbiega od wartości 210 kW. Potwierdzenie stosowanych reżimów pracy znajduje się również w tabeli 4. Dla zespołu G1 rozstęp percentylowy wynosi 0,012 p.u., natomiast dla zespołu G2 jest to 0,262 p.u. Warto podkreślić, że na rozstęp dla zespołu G3b ma wpływ również sposób rejestracji, o którym już wspomniano w treści pracy).

Uogólniając, można stwierdzić, że zarejestrowane dane nie ujawniły nieprawidłowości w pracy badanych zespołów kogeneracyjnych. Ponadto z analizy zapisów historii można wywnioskować, w jakich warunkach zespół pracuje oraz w jaki sposób jest on obsługiwany (analiza statystyczna pokazuje statystyczne tendencje zachowań obsługi, np. w odniesieniu do zadawanej mocy zespołu). Są to ważne dane, które można wykorzystać w ocenie m.in. ryzyka awarii zespołu.

W zapisach historii zdarzeń rejestrowane są różne wartości, w tym dane dotyczące czasu pracy czy awarii. W związku z tym analiza tych zapisów może być bardzo interesująca i może nieść wiele cennych informacji statystycznych, zwłaszcza jeżeli zapisy będą gromadzone w odpowiednio długim czasie. Istnieje zatem potrzeba kontynuacji rozpoczętych obserwacji wraz z pogłębioną analizą uzyskiwanych danych.

## **Bibliografia**

1. Chmielnik T.: Technologie energetyczne. Wydawnictwo WNT, Warszawa 2008.
2. Dokumentacja techniczna sterownika InteliSys Gas firmy ComAp.

3. Kosobudzki G.: Pomiar niesymetrii napięcia w sieciach trójfazowych. Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej. Studia i Materiały ,Vol. 65, nr 31, ss. 401-410.
4. Niepublikowane materiały wewnętrzne firmy CH4 Moto.
5. PN-EN 61000-4-30:2011: Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC), Metody badań i pomiarów – Metody pomiaru jakości energii.
6. Starzyńska W.: Statystyka praktyczna. Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa 2020.
7. Ziębik A., Szargut J.: Podstawy energetyki cieplnej. Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa 2000.

### **Streszczenie**

W obecnym czasie, z uwagi na narastający kryzys energetyczny, coraz chętniej do produkcji energii elektrycznej wykorzystywane są odnawialne źródła energii, w tym biomasa. Jednym z ważniejszych dla elektroenergetyki sposobów wykorzystania biomasy jest produkcja biogazu w procesie beztlenowego rozkładu substratów organicznych. Długotrwała i bezawaryjna praca źródeł energii uwarunkowana jest wieloma czynnikami, w tym warunkami panującymi w sieci elektroenergetycznej w miejscu przyłączenia oraz sposobem i jakością sterowania. W związku z tym w artykule, w ramach projektu Studenckiego Koła Naukowego TRAFOK we współpracy z firmą CH4 Moto Śląsk, przeanalizowano wybrane parametry pracy zespołów kogeneracyjnych z tłokowymi silnikami spalinowymi zasilanymi biogazem. Wszystkie analizowane zespoły są przyłączone do sieci dystrybucyjnych niskiego napięcia na terenie Polski. Przeanalizowano zapisy historii sterownika głównego zespołu kogeneracyjnego, tj. rejestrowane w określonych odstępach czasu wartości wybranych parametrów. Analizowano m.in. wartości napięć w miejscu przyłączenia generatora i mocy czynnej.

**Słowa kluczowe:** zespół kogeneracyjny, analiza statystyczna, historia zdarzeń.

# ANALIZA, ZASILANIE ORAZ STEROWANIE UKŁADÓW ELEKTRYCZNYCH

## Streszczenie

W skład monografii wchodzi dziewięć artykułów przedstawiających najnowsze wyniki badań realizowanych przez zespoły badawcze z Politechniki Gdańskiej, Akademii Nauk Stosowanych w Elblągu, Politechniki Opolskiej, Instytutu Technik Innowacyjnych EMAG (Sieć Badawcza Łukasiewicz), University of North Texas oraz Politechniki Śląskiej. Badania były w dużej mierze realizowane przy współpracy z partnerami z przemysłu (Bumeh S.A., Etisoft Smart Solutions i CH4 MOTO Śląsk sp. z o.o.), a w przypadku jednego artykułu w badania byli zaangażowani także studenci Wydziału Elektrycznego Politechniki Śląskiej.

Monografię rozpoczynają dwa artykuły dotyczące algorytmów stosowanych obecnie m.in. w cyfrowym przetwarzaniu sygnałów i systemach szyfrowania. W pierwszym z nich przedstawiono nowy algorytm rozszerzania bazy w resztowym systemie liczbowym, który można zastosować np. do obliczania współczynnika nadmiaru w chińskim twierdzeniu o resztach. W drugim artykule zaproponowano modyfikację metody skalowania w systemie resztowym, której zaletą jest brak konieczności konwersji liczby resztowej do systemu wagowego. W trzecim artykule opisano nowy sposób sterowania ciągłymi układami nieliniowymi o znanej dynamice z wykorzystaniem sztucznych sieci neuronowych. Kolejny artykuł zawiera wyniki badań dotyczących kompensacji temperaturowego dryftu zera wskazań czujnika stężenia dwutlenku azotu. Następne dwa artykuły dotyczą modelowania akumulatorów w stanie nieustalonym. W pierwszym z nich przedstawiono badania porównawcze trzech różnych typów akumulatorów litowo-jonowych (niklowo-kobaltowo-manganowych, litowo-żelazowo-fosforanowych i litowo-tytanowych), a za model przyjęto źródło zastępcze Thevenina z dwiema stałymi czasowymi. Drugi artykuł stanowi uzupełnienie pierwszego. Zostały w nim zaprezentowane wyniki badań dotyczące estymacji parametrów modelu ogniwa baterii litowo-jonowej na podstawie wyników testów HPPC (ang. Hybrid Pulse Power Characterization). Siódmy artykuł monografii dotyczy

wykorzystania autonomicznych pojazdów magazynowych (AGV) w ekstremalnych warunkach mroźni przemysłowych. Przedstawiane rozwiązania mają ogromny potencjał wdrożeniowy, ponieważ rynek dla rozwiązań intralogistycznych jest duży, zarówno w Polsce jak i na świecie, a brak jest obecnie rozwiązań komercyjnych. Kolejny, ósmy artykuł związany jest z tematyką maszyn elektrycznych i dotyczy projektowania maszyn specjalnego przeznaczenia. Opisano zagadnienia związane z przetwarzaniem energii w wirujących maszynach elektrycznych z uwzględnieniem hybrydowych przetworników elektromagnetycznych ze zintegrowaną przekładnią magnetyczną. W ostatnim artykule monografii opisano badania realizowane w ramach projektu Studenckiego Koła Naukowego, polegające na analizie danych rejestrowanych w systemie sterowania w czasie pracy kogeneracyjnych jednostek wytwórczych zasilanych biogazem i napędzanych silnikami spalinowymi.

# **ANALYSIS, SUPPLY AND CONTROL OF ELECTRICAL CIRCUITS**

## **Summary**

The monograph consists of nine chapters presenting the most current results of research carried out by scientists from Gdańsk University of Technology, University of Applied Sciences in Elbląg, Opole University of Technology, Łukasiewicz Research Network – Institute of Innovative Technologies EMAG, University of North Texas and Silesian University of Technology. The research was to a large extent conducted in cooperation with industrial partners (Bumech S.A., Etisoft Smart Solutions i CH4 MOTO Śląsk sp. z o.o.). Students of Electrical Engineering Faculty (Silesian University of Technology) have also participated in research, the results are presented in one monograph chapter.

The monograph commences with two chapters on algorithms, which are nowadays used in digital processing of signals and encryption systems. New algorithm for extending the base in RNS (residue number system) is presented in the first chapter. This algorithm may be applied to calculating the surplus coefficient in the Chinese remainder theorem (other uses are also possible). In the second chapter the authors have proposed a modification of scaling method in RNS. The advantage of this method lies in the fact, that it is not necessary to convert a residue number to weighted system. A new way of controlling continuous linear systems with known dynamics by applying artificial neural network is described in the third chapter. The following chapter contains results of research on compensation of temperature drift of zero reading of nitrogen dioxide sensor. The next two chapters contain material on modelling the battery transient states. Comparison of three different types of Li-Ion batteries is given in the first one (these are Nickel Cobalt Manganese Oxide /NMC/, Lithium Iron Phosphate /LFP/ and Lithium Titanate /LTO/); an equivalent Thevenin circuit with two time zones has been adopted as a battery model. The next chapter complements the previous one. Results of tests on estimation of Li-Ion battery model parameters using HPPC (Hybrid

Pulse Power Characterization) are presented. The seventh chapter refers to the use of automated guided vehicles (AGV) under extreme conditions of industrial freezers. The implementation potential of presented designs is huge, since the market for intralogistics solutions is large, both in Poland and abroad and commercial solutions do not exist as yet. The subject of eighth chapter relates to electrical machines and the design of dedicated machines. The transformation of energy in rotating electrical machines taking into account hybrid electromagnetic transducers with integrated magnetic gear has been described. The last chapter of the monograph covers some investigations carried out within the framework of Students' Research Group and related to analysis of data recorded in the control system, when biogas and Diesel cogeneration units are operating.





**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**

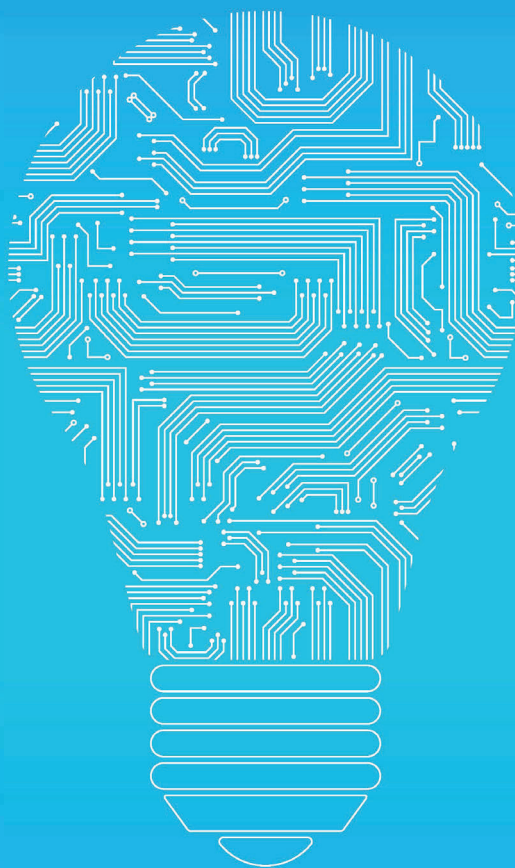
---

Ark. wyd. 9,5

---

e-wydanie  
Monografia 1016





ISBN 978-83-7880-943-2

1016

Wydawnictwo Politechniki Śląskiej  
44-100 Gliwice, ul. Akademicka 5  
tel. (32) 237-13-81  
[www.wydawnictwo.politechniki.pl](http://www.wydawnictwo.politechniki.pl)  
Dział Sprzedaży i Reklamy  
tel. (32) 237-18-48  
e-mail: [wydawnictwo\\_mark@polsl.pl](mailto:wydawnictwo_mark@polsl.pl)  
<http://www.polsl.pl/Jednostki/RJO2-WPS>