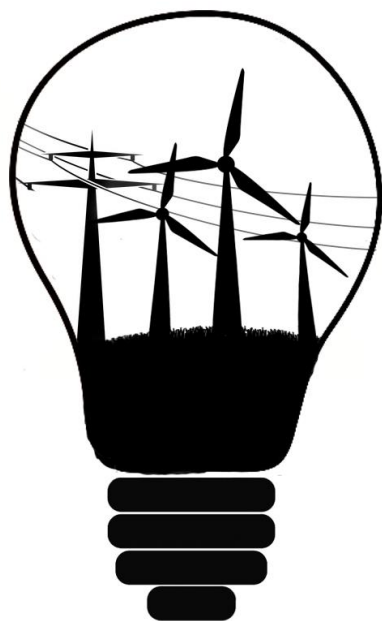




Politechnika  
Wroclawska



# GPW

Generacja  
Przesył  
Wykorzystanie



# **Generacja – Przesył – Wykorzystanie**

## **GPW 2016**

*Praca zbiorowa*  
*pod redakcją Macieja Gwoździewicza*



Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej  
Wrocław 2016

*Recenzenci*

Waldemar Rebizant  
Andrzej Hachoł  
Maciej Gwoździewicz  
Marta Bątkiewicz-Pantuła  
Tomasz Czapka

Wydano na podstawie dostarczonych materiałów

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

© Copyright by Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2016

OFICYNA WYDAWNICZA POLITECHNIKI WROCŁAWSKIEJ

Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław

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

e-mail: [oficwyd@pwr.edu.pl](mailto:oficwyd@pwr.edu.pl)

[zamawianie.ksiazek@pwr.edu.pl](mailto:zamawianie.ksiazek@pwr.edu.pl)

**ISBN 978-83-7493-965-2**

## *Spis treści*

Tomasz BEDNARCZYK, Paweł NANDZIK

BADANIE POPRAWNOŚCI POMIAROWEJ I DECYZYJNEJ CYFROWYCH I ANALOGOWYCH ZABEZPIECZEŃ ODLEGŁOŚCIOWYCH – WYBRANE ASPEKTY.....	5
---	---

Przemysław BELKA

ZASADY SELEKTYWNOŚCI ZABEZPIECZEŃ W UKŁADZIE TYPU BEZPIECZNIK – WYŁĄCZNIK W UKŁADACH ROZDZIELCZYCH nn.....	21
---	----

Barbara CZAJKOWSKA, Mateusz TOMCZYK

OMÓWIENIE PROJEKTU SILNIKA INDUKCYJNEGO DUŻEJ MOCY O DWÓCH TYPACH WIRNIKA: GŁĘBOKOŻŁOBKOWEGO I DWUKALTKOWEGO.....	32
---	----

Tomasz DEMIDOWICZ

SIL – ZASTOSOWANIE NA ELEKTROWNIACH KONWENCJONALNYCH .....	45
--	----

Tomasz DROZDOWSKI

ACTUAL METHODS OF INTRISTIC SAFETY CIRCUIT DESIGN IN POWER PLANT AUTOMATION.....	52
---	----

Piotr GAJEWSKI

BATTERY ENERGY STORAGE FOR WIND ENERGY CONVERSION SYSTEM WITH PMSG IN STAND-ALONE MODE.....	62
--	----

Krzysztof HABELOK

ZASTOSOWANIE NADPRZEWODNIKÓW WYSOKOTEMPERATUROWYCH W APLIKACJACH ENERGETYCZNYCH .....	71
--	----

Michał JASIŃSKI, Tomasz SIKORSKI, Jacek KARPIŃSKI, Marek ZENGER

ANALIZY STATYSTYCZNE DŁUGOTERMINOWYCH DANYCH JAKOŚCI ENERGII ELEKTRYCZNEJ.....	80
---	----

Marek JASIŃSKI, Elżbieta JASIŃSKA, Stanisław JANIK, Michał JASIŃSKI

PROCES UTRZYMANIA RUCHU MASZYN DOŁOWYCH W ASPEKCIE WYKORZYSTANIA ENERGII ELEKTRYCZNEJ.....	90
---	----

Michał JASIŃSKI, Łukasz JASIŃSKI, Natalia FUCZEK ZARZĄDZANIE POPYTEM NA ENERGIĘ ELEKTRYCZNĄ W GOSPODARSTWIE DOMOWYM .....	95
Laura JASIŃSKA, Karol MALECHA LTCC (NISKOTEMPERATUROWA WSPÓŁWYPALANA CERAMIKA) – WYBRANE ASPEKTY TECHNOLOGICZNE .....	101
Dominika KACZOROWSKA STATYSTYCZNA ANALIZA PRACY SYSTEMU FOTOWOLTAICZNEGO OPARTEGO NA MONOKRYSTALICZNYCH OGNIWACH KRZEMOWYCH PV ....	108
Jacek LISTWAN SUPER-TWISTING SLIDING-MODE DIRECT TORQUE CONTROL OF FIVE- PHASE INDUCTION MOTOR .....	118
Marek MARCHEWKA TRANSFORMATOR ZE ZMIENNĄ REAKTANCJĄ ROZPROSZENIA .....	127
Paweł NANDZIK, Tomasz BEDNARCZYK FUNKCJE ADMITANCYJNE TERMINALI ZABEZPIECZENIOWYCH NA PRZYKŁADZIE ZABEZPIECZENIA ALSTOM AGILE SERII P60 – WYBRANE BADANIA FUNKCJONALNE .....	140
Oleksii SHESTAKOV MODULES OF THERMOCOUPLES AS A NEW RENEWABLE SOURCE FOR COMBINED ENERGY SYSTEM .....	153
Kamila KUCHCIAK, Grzegorz PIETRZAK BEZSTYKOWY PRZESYŁ ENERGII ELEKTRYCZNEJ .....	162
Tetiana LIABAHOVA, Dmitriy TSYPLENKOV, Victor PANCHENKO WOLNOOBROTOWY GENERATOR TARCZOWY DO ELEKTROWNI WIATROWEJ .....	168
Gracjana SKWIRA TENDENCJE ROZWOJU SYSTEMÓW ZABEZPIECZEŃ NISKONAPIĘCIOWYCH SILNIKÓW ELEKTRYCZNYCH PRACUJĄCYCH ZE STAŁĄ PRĘDKOŚCIĄ OBROTOWĄ.....	180

Tomasz BEDNARCZYK\*, Paweł NANDZIK\*

## **BADANIE POPRAWNOŚCI POMIAROWEJ I DECYZYJNEJ CYFROWYCH I ANALOGOWYCH ZABEZPIECZEŃ ODLEGŁOŚCIOWYCH – WYBRANE ASPEKTY**

Ciągły postęp ewolucyjny systemu elektroenergetycznego wymaga również dopasowania do zmieniających się warunków stosowanych środków ochrony przed skutkami zakłóceń. W tym zakresie m.in. dokonywana jest wymiana analogowych przekaźników zabezpieczeniowych na ich cyfrowych następców. Zmiany często prowadzą do refleksji czy taka zmiana technologii prowadzi do polepszenia czy do pogorszenia ochrony systemu elektroenergetycznego. Biorąc pod uwagę zabezpieczenia odległościowe linii WN, przeprowadzono serię wybranych testów reprezentatywnych egzemplarzy zabezpieczeń analogowych i cyfrowych mających na celu uzyskanie w określonym zakresie odpowiedzi na postawione pytanie.

### 1. WSTĘP

Powszechność dostępu i korzystanie z zalet energii elektrycznej wymaga sprawnego działania rozbudowanego układu urządzeń do jej wytwarzania, przesyłania i rozdziału. W obszarze przesyłania energii elektrycznej linie przesyłowe są narażone na skutki przypadkowych i niepożądanych czynników zwanymi zakłóceniami. Zakłócenia te wpływają na ciągłość dostaw energii elektrycznej oraz na stabilność systemu elektroenergetycznego. W celu zachowania selektywnej ochrony przed skutkami zakłóceń tak ważna jest rola sprawnie działającej elektroenergetycznej automatyki zabezpieczeniowej. W analizowanym przypadku będą to zabezpieczenia odległościowe linii, którego działanie bazuje na kryterium podimpedancyjnym, w którym miejsce zwarcia tożsamy jest z wyznaczoną impedancją zgodną pętli zwarciowej  $Z_p$  na podstawie pomiaru sygnału nośnego, którym jest prąd  $I_p$  i napięcie  $U_p$  o częstotliwości podstawowej 50 Hz zgodnie z zależnością (1):

---

\* Politechnika Śląska, Instytut Elektroenergetyki i Sterowania Układów, Wydział Elektryczny, ul. Bolesława Krzywoustego 2, 44-100 Gliwice.

$$\underline{Z}_p = \frac{U_p}{I_p}, \quad (1)$$

gdzie:

$\underline{U}_p$ ,  $\underline{I}_p$  - fazy napięcia i prądu mierzone w miejscu przyłączenia zabezpieczenia.

Sygnaly analogowe stanowiące sygnaly wejściowe do układów elektroenergetycznej automatyki zabezpieczeniowej (zabezpieczenie odległościowe) mają postać prądów i napięć pozyskanych z zacisków wtórnych przekładników, odzwierciedlając stan pracy zabezpieczanego obiektu.

W stanie pracy normalnej, bez zakłóceń, w sygnale analogowym powinna występować jedynie składowa podstawowa o częstotliwości 50 Hz. Jednakże w rzeczywistości sygnał pomiarowy oprócz składowej podstawowej zawiera również inne sygnaly nakładające się na siebie i tworzące wypadkowy sygnał wejściowy zabezpieczenia [9] (2):

$$\begin{array}{l}
 u_{lx}(t) = x_1 \cdot \cos(\omega_1 t - \alpha_1) + \text{podstawowa harmoniczna (50 Hz)} \\
 \hline
 \sum_{n=2}^n x_n \cdot \cos(h\omega_1 t - \alpha_n) + \text{sygnał zawierający wyższe harmoniczne} \\
 \text{(nieliniowe odbiorniki, pojemności poprzeczne),} \\
 \hline
 x_a \cdot e^{-\frac{t}{T_a}} + \text{składowa aperiodyczna (zwarcia bliskie zacisków} \\
 \text{generatora lub źródła o dużej mocy zwarciowej),} \\
 \hline
 \sum_{k=1}^r x_{ok} \cdot e^{-\frac{t}{T_k}} \cdot \cos(\omega_k t - \beta_k) + \text{składowa oscylacyjna} \\
 \hline
 e(t) \qquad \qquad \text{sygnał błędu}
 \end{array} \quad (2)$$

gdzie:

$T_a$  – stała czasowa zanikania składowej aperiodycznej,

$T_k$  – stała czasowa zanikania składowej oscylacyjnej.

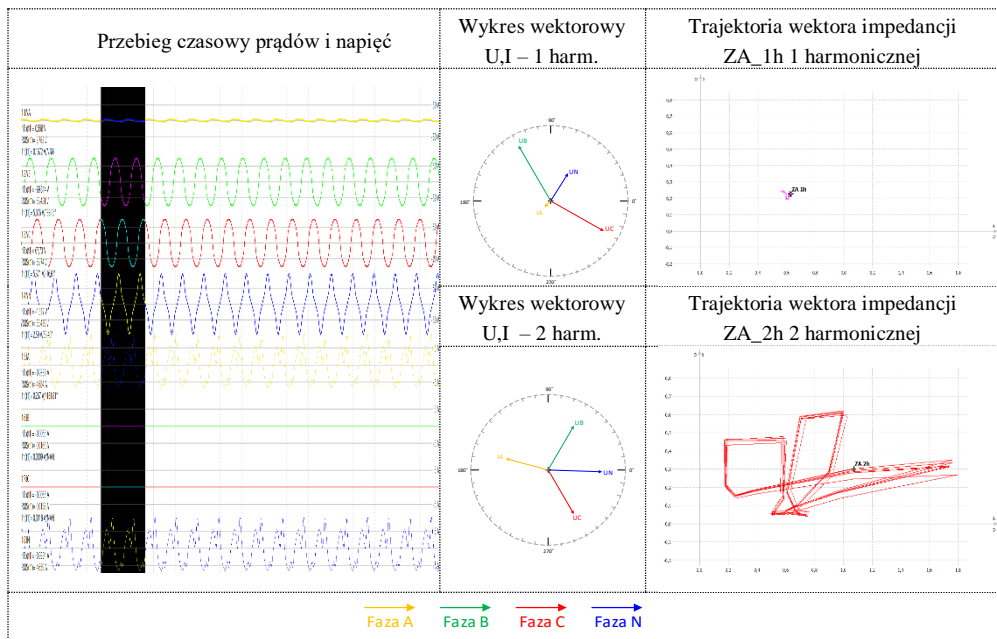
Zabezpieczenie otrzymując sygnał zniekształcony z powodu występowania wyżej wymienionych składowych, wyznacza impedancję pętli zwarciowej różną od rzeczywistej (rys. 1). Może to powodować błędne działanie automatyki zabezpieczeniowej (zbędne lub nieprawidłowe). W celu prawidłowego działania algorytmu pomiarowego istotne znaczenie ma filtracja sygnału pomiarowego, tak aby algorytm pomiarowy otrzymał dane do obróbki zawierające w idealnym przypadku jedynie składową podstawową.

Ponieważ obszar działania zabezpieczeń odległościowych linii obejmuje przede wszystkim stany zakłóceniove, tj. zwarcia wielkoprądowe, to właśnie te sygnaly powinny być analizowane pod kątem poprawności pomiarowej i decyzyjnej układów automatyki zabezpieczeniowej.



Podczas zakłóceń prądu i napięcia „jakościowo” odbiegają od sygnałów zawierających jedynie składową podstawową. Pojawiają się wtedy wyższe harmoniczne, składowe oscylacyjne, składowe nieokresowe. Z tegoż właśnie powodu warto przyrzeć się głównym torom przetwarzania w układach zabezpieczeniowych wykorzystujących technikę cyfrową i analogową. Pozwoli to określić w jaki sposób zakłócone sygnały wejściowe wpływają na poprawność pomiarową i decyzyjną zabezpieczeń odległościowych. Stanowi to cel niniejszej publikacji, która podzielona jest na dwie części, tworzące integralną całość.

W części pierwszej zostaną przeanalizowane wybrane aspekty jakości prądu i napięcia sieci dystrybucyjnej 110 kV. Część druga obejmować będzie testy laboratoryjne wybranych zabezpieczeń odległościowych, których działanie opiera się o technikę analogową (elektroniczne) oraz cyfrową (mikroprocesorowe).



Rys. 1. Przykładowe przebiegi chwilowe prądów i napięć wraz z ilustracją rozkładu wektorów i trajektorii wektora impedancji (fazy A) dla 1 i 2 harmoniczej

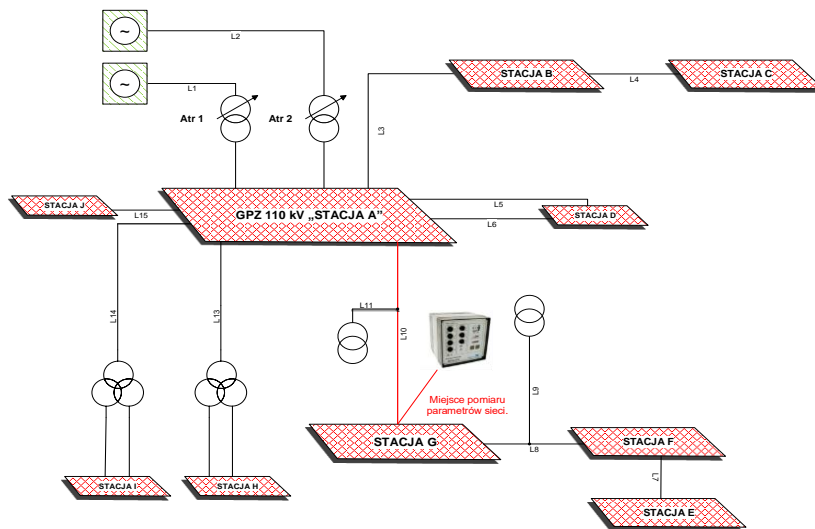
Fig. 1. Exemplary Waveforms of currents and voltages with illustrations distribution of the vectors and vector impedance trajectory (phase A) and 1 to 2 harmonics

## 2. ANALIZA PARAMETRÓW SIECI 110 kV

Przeprowadzona analiza wybranych parametrów prądów i napięć sieci dystrybucyjnej 110 kV ma na celu pozyskanie informacji o jakości tych sygnałów w stanie normalnej (bezzakłóceńowej) pracy systemu.

Opierając się na pozyskanych wynikach analizy zostaną one również wykorzystane w dalszej części pracy dotyczącej testów laboratoryjnych. Będą brane pod uwagę między innymi wyższe harmoniczne prądu i napięcia jakie występują w sygnale prądowym i napięciowym.

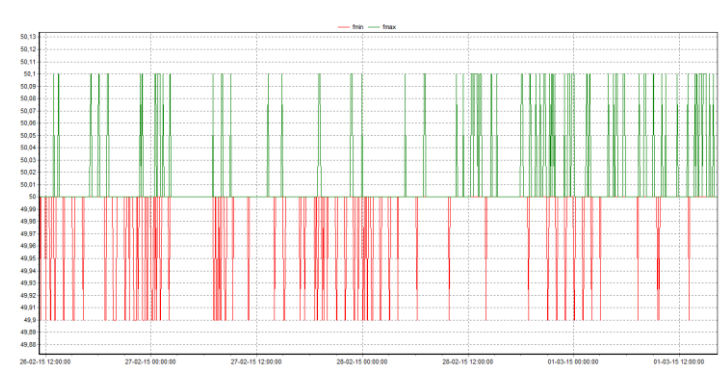
Analiza parametrów sieci wykorzystywała przebiegi czasowe napięć i prądów w wybranym fragmencie sieci 110 kV znajdującego się w aglomeracji Polski południowej w bliskim otoczeniu zakładów przemysłowych (rys. 2). Rejestracja trwała 3 dni (dwa dni pracujące: czwartek, piątek oraz dzień wolny od pracy: sobota). Rejestracja została przeprowadzona za pomocą analizatora jakości sieci typu REM – 370 firmy TIME – NET.



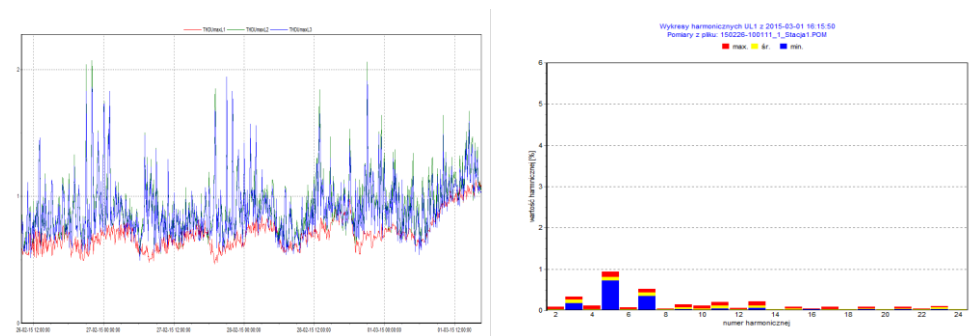
Rys. 2. Fragment analizowanej sieci dystrybucyjnej 110 kV  
Fig. 2. Fragment analyzed the distribution network 110 kV

Pozyskane wyniki pomiarów parametrów sieci 110 kV poddano analizie, celem określenia:

- odkształcenia częstotliwości (rys. 3),
- współczynnik THD oraz analiza widma harmonicznych prądów fazowych(rys. 4),
- współczynnik THD oraz analiza widma harmonicznych napięć fazowych (rys.5).



Rys. 3. Maksymalne i minimalne odchylenia częstotliwości w czasie trwania rejestracji [2]  
 Fig. 3. The maximum and minimum frequency deviations in registration period [2]

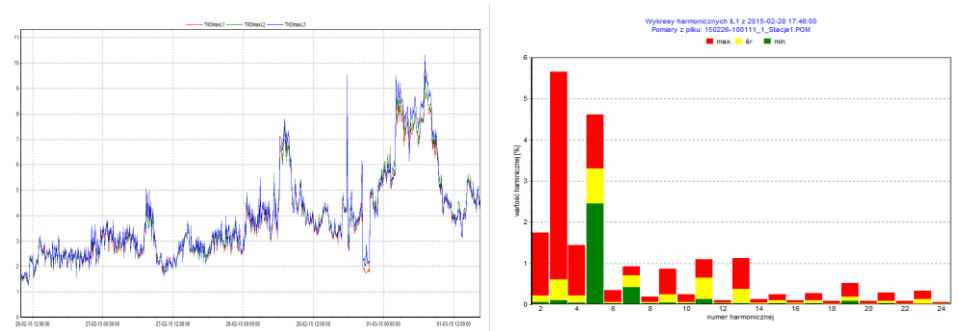


Rys. 4 Współczynnik zawartości harmonicznych THD oraz widmo harmonicznych w napięciach fazowych [2]  
 Fig. 4. THD and harmonic spectrum in the phase voltages [2]

Analizując wartości częstotliwości sieci w stanie normalnej pracy (rys.3) zauważyć można maksymalne odchylenia w granicach  $50 \text{ Hz} \pm 0,1$ .

Rejestracja przebiegu napięć fazowych (rys.4) wskazuje największy udział wyższych harmonicznych w odniesieniu do składowej podstawowej harmoniczne rzędu nieparzystego: 3, 5, 7.

Rejestracja przebiegu prądów fazowych (rys.5) wskazuje największy udział wyższych harmonicznych w odniesieniu do składowej podstawowej harmoniczne rzędu nieparzystego: 2, 3, 4, 5, 11, 13.



Rys. 5. Współczynnik zawartości harmonicznych THD oraz widmo harmonicznych w prądach fazowych [2]

Fig. 5. THD and the harmonic spectrum of the phase currents [2]

### 3.CHARAKTERYSTYKA WYBRANYCH ZABEZPIECZEŃ ODLEGŁOŚCIOWYCH

W drugiej części publikacji przeprowadzone zostaną badania laboratoryjne wybranych zabezpieczeń odległościowych. Poniżej przedstawiono skrócony opis wybranych zabezpieczeń odległościowym.

#### 3.1 WYBRANE ANALOGOWE ZABEZPIECZENIE ODLEGŁOŚCIOWE

Wybrane zabezpieczenie odległościowe jest zabezpieczeniem statycznym (tranzystorowym) przeznaczonym dla linii 110 kV. Zabezpieczenie posiada trójstrefową charakterystykę impedancyjno – czasową  $t=f(Z)$  o różnych kształtach oraz strefę dodatkową dla automatyki SPZ (rys. 6).

Zabezpieczenie posiada dla wszystkich stref wspólne układy przygotowujące wielkości zespolone, wspólne układy prostująco – filtrujące oraz wspólne statyczne wybiorniki wartości maksymalnych i minimalnych. Układ filtrujący jest realizowany za pomocą elektronicznego filtra dolnoprzepustowego RC o częstotliwości odcięcia 100 Hz.

#### 3.2.WYBRANE CYFROWE ZABEZPIECZENIE ODLEGŁOŚCIOWE

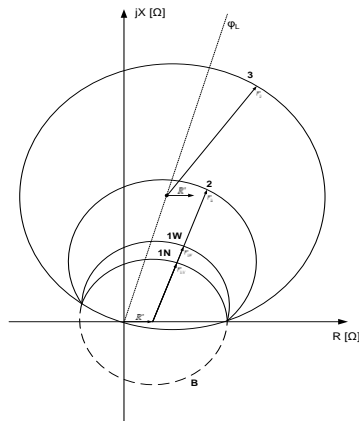
Działanie zabezpieczenia odległościowego w wykonaniu cyfrowym oparte jest na zastosowaniu dwóch typów algorytmów:

"Delta" – nazywanego też algorytmem szybkim, wykorzystujący wartości przyrostowe prądów i napięć charakterystycznych dla zwarcia. Obliczanie odległości do miejsca zwarcia

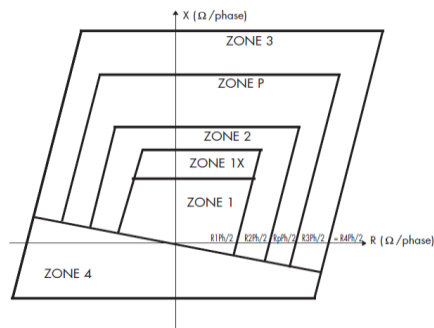
dokonywane jest przez "algorytmy pomiaru impedancji" wykorzystujące metodę Gaussa-Seidela.

"Klasyczny" wykorzystujące klasyczną metodę wyznaczania impedancji po wystąpieniu zwarcia.

Zabezpieczenie posiada pięciostrefową charakterystykę impedancyjno – czasową poligonalną  $t=f(Z)$  oraz strefę dodatkową dla automatyki SPZ (rys. 8).



Rys. 6. Charakterystyki pomiarowe zabezpieczenia analogowego na płaszczyźnie zespolonej [15]  
Fig. 6. Measuring characteristics of the selected analog security on the complex plane [15]



Rys. 7. Charakterystyki pomiarowe wybranego zabezpieczenia cyfrowego na płaszczyźnie zespolonej [15]

Fig. 7. Measuring characteristics of the selected analog security on the complex plane [15]

Wykorzystanym układem filtrującym sygnał analogowy jest filtr cyfrowy o skończonej odpowiedzi impulsowej (SOI).

#### 4. LABORATORYJNE BADANIE POPRAWNOŚCI POMIAROWEJ I DECYZYJNEJ WYBRANYCH ZABEZPIECZEŃ ODLEGŁOŚCIOWYCH

Dla przyjętego układu sieciowego (rys. 2) skonfigurowano i sparametryzowano zabezpieczenia odległościowe (analogowe i cyfrowe) w zakresie stref pomiarowych i rozruchowych. Następnie tak sparametryzowane kryterium podimpedancyjne poddano laboratoryjnej weryfikacji w zakresie poprawności podejmowanych decyzji identyfikujących miejsce wystąpienia zakłócenia. Aparatura użyta do badań to cyfrowy tester ARTES 440 II firmy KoCoS. Badania przeprowadzone zostały zarówno dla monoharmonicznych, jak i zakłóconych sygnałów wejściowych. Szczególnie uwzględniono sytuacje w obszarach rozgraniczających strefy pomiarowe. Z uwagi na powtarzalność symulacji zdecydowano, że badania zostaną przeprowadzone tylko dla pierwszej strefy pomiarowej.

Dla przykładowego analogowego i cyfrowego rozwiązania zabezpieczeń odległościowych zbadano laboratoryjnie i przeanalizowano wpływ postaci wejściowych sygnałów pomiarowych (prądów) na poprawność estymacji pętli zwarciowej. Założono następujące formy wejściowych sygnałów pomiarowych:

- sygnały monoharmoniczne o znamionowej częstotliwości,
- sygnały monoharmoniczne o odchylonej częstotliwości  $\pm 2$  Hz,
- sygnały monoharmoniczne + składowa aperiodyczna o zmiennej stałej czasowej zanikania  $T$ ,
- sygnały poliharmoniczne o zróżnicowanej zawartości wyższych harmonicznych.

Badanie granicy strefy pomiarowej oparte było na wyznaczeniu różnicy wyników dla kilku wybranych punktów pomiarowych. Do określania poprawności pomiarowej i decyzyjnej wyznaczono błąd impedancyjny (1), za pomocą którego określony zostanie rozrzut zasięgu strefy, który może przyjmować wartości dodatnie lub ujemne. Wyznaczono również błąd czasowy (2), ponieważ sygnały zakłócenia w głównym torze pomiarowym wpływają również na czas podejmowania decyzji zabezpieczenia (3, 4):

$$\delta Z = \left( \frac{Z_{wz} - Z_{od}}{Z_{od}} \right) \cdot 100\% , \quad (3)$$

gdzie:

$Z_{wz}$  – wyznaczona impedancja przez zabezpieczenie na podstawie doprowadzonego sygnału prądowego i napięciowego,

$Z_{od}$  – impedancja odniesienia, właściwa dla rozpatrywanej lokalizacji zakłócenia.

$$\delta t = \left( \frac{t_{zm} - t_{od}}{t_{od}} \right) \cdot 100\% , \quad (4)$$

gdzie:

$t_{zm}$  – zmierzony czas zadziałania zabezpieczenia,

$t_{od}$  – czas doniesienia, właściwy dla rozpatrywanej lokalizacji zakłócenia.

Przez pojęcie impedancja odniesienia ( $Z_{od}$ ) należy rozumieć wyznaczoną granicę działania strefy pomiarowej dla warunków, w których to sygnał pomiarowy (prąd, napięcie) występuje bez zakłócenia tj. dla sygnału sinusoidalnego o częstotliwości 50 Hz. Impedancja odniesienia ( $Z_{od}$ ) jest to wartość średnia dla trzech następujących po sobie prób pomiarowych. Wartość wyznaczonej impedancji ( $Z_{wz}$ ) również została przedstawiona jako wartość średnia dla trzech prób pomiarowych.

Czas odniesienia ( $t_{od}$ ), podobnie jak impedancja odniesienia ( $Z_{od}$ ), jest czasem działania zabezpieczenia dla sygnału pomiarowego bez zakłóceń, wyznaczony jako wartość średnia z trzech pomiarów. Czas działania jest nieco dłuższy niż by to wynikało z czasu nastawionego dla strefy pomiarowej z uwzględnieniem czasu własnego zabezpieczenia. Różnica ta wynika z naturalnego przejścia jednej strefy pomiarowej w drugą, to oznacza, że czas działania zabezpieczenia na granicy strefy wydłuża się o kilka do kilkunastu milisekund. Dlatego jako wartość odniesienia postanowiono przyjąć wartość średnią pomiarową, a nie teoretyczną wynikającą z parametrów zabezpieczenia. Aby móc porównywać ze sobą dwie wielkości, czas zmierzony ( $t_{zm}$ ) podawany został również jako wartość średnia z trzech następujących po sobie pomiarów.

#### 4.1. TWORZENIE SYGNAŁÓW TESTOWYCH

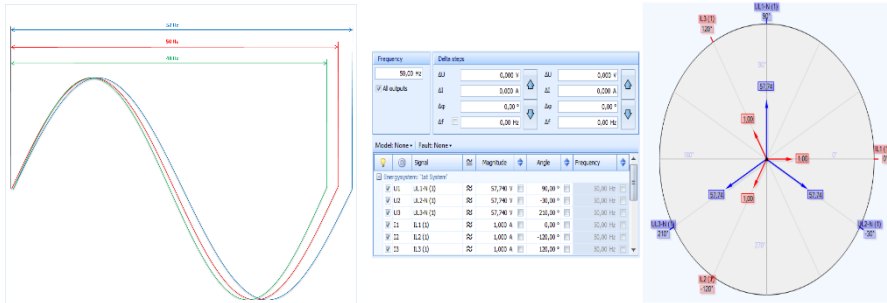
Badanie zabezpieczenia odległościowego odbyło się za pomocą stałej amplitudy prądu testu ( $2I_n$ ) przy zmiennej amplitudzie napięcia fazowego oraz kąta fazowego. Pierwsze okno testowe w czasie od 0 do 500 ms odzwierciedlało stan pracy linii w warunkach normalnych, po czasie 500 ms następowała generacja zakłóconego sygnału (zwarcie) o zmiennej wartości częstotliwości, zawierającego wyższe harmoniczne oraz składową aperiodyczną.

##### 4.1.1. SYGNAŁ MONOHARMONICZNY O ZMIENNEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

Sygnał został wygenerowany z wykorzystaniem monitora testującego VD monitor (rys. 8):

– Zmiana częstotliwości w zakresie  $\pm 2$  Hz: 48Hz, 50 Hz, 52 Hz.

Sygnał częstotliwości zmieniany symetrycznie dla wszystkich napięć i prądów fazowych.



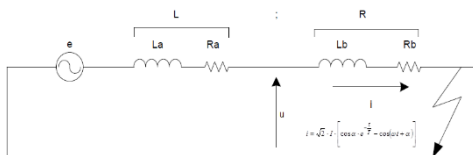
Rys. 8. Monitor testujący VD Monitor – zmiana częstotliwości sygnału pomiarowego [6]  
 Fig. 8. Test Monitor VD - change the frequency of the measuring signal [6]

4.1.2. SYGNAŁ MONOHARMONICZNY ZAWIERAJĄCY SKŁADOWĄ NIEOKRESOWĄ  
 O ZMIENNEJ STAŁEJ CZASOWEJ ZANIKANIA

Wygenerowany sygnał zilustrowano na rys. 9. Konstrukcja sygnału składowej nieokresowej została wygenerowana za pomocą modelu matematycznego [8] na podstawie prostego układu sieciowego (rys. 9a) z wykorzystaniem monitora testującego transining monitor (rys. 9b):

- Składowa nieokresowa zanikająca o stałej czasowej równej: T=500 ms, T=250 ms, T=100 ms.

a) model składowej aperiodycznej [8]



gdzie:

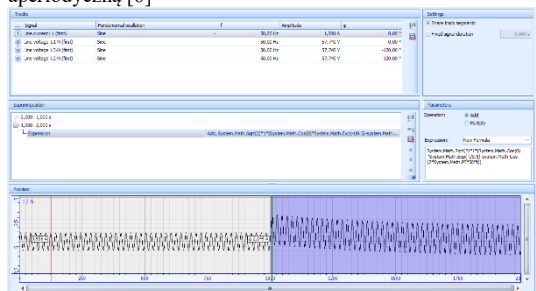
$$I = \frac{E}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}$$

$$T = \frac{L}{R}$$

$$\alpha = \beta - \arctg(\omega L/R)$$

$$i = \sqrt{2} \cdot J \cdot \left[ \cos \alpha \cdot e^{-\frac{t}{T}} - \cos(\omega t + \alpha) \right]$$

b) wygenerowany przebieg prądu zawierający składową aperiodyczną [6]



Rys. 9. Monitor testujący TRANSING Monitor – składowa aperiodyczna dla T=500 ms [6]  
 Fig. 9. Test Monitor TRANSING Monitor – aperiodic component for T=500 ms [6]

Sygnał składowej nieokresowej generowany w chwili przejścia sinusoidy przez zero  $\alpha=0^\circ$ .

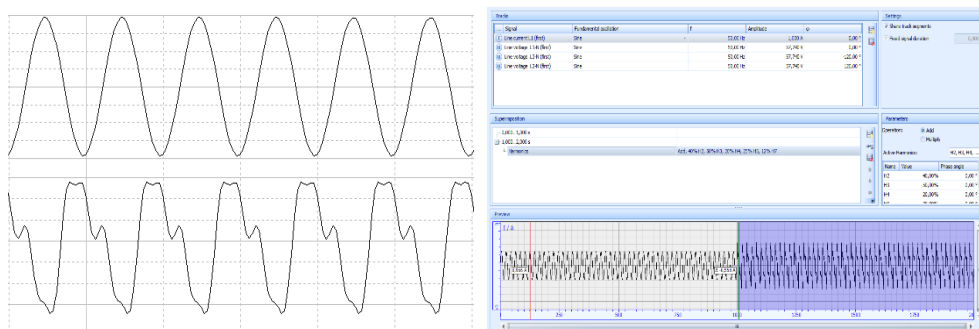


#### 4.1.3. SYGNAŁY POLIHARMONICZNE O ZRÓŻNICOWANEJ ZAWARTOŚCI WYŻSZYCH HARMONICZNYCH

Przykładowy wygenerowany przebieg prądu fazowego zawierający wyższe harmoniczne o częstotliwości 150, 250 i 350 Hz za pomocą testera cyfrowego z wykorzystaniem monitora transing mmonitor Rys. 10.

Sekwencje testujące:

- Harmoniczne rzędu nieparzystego (H3=150 Hz, H5=250 Hz, H7=350 Hz) o zróżnicowanej zawartości harmonicznym: **1:** H3=10% H5=5% H7=2%, **2:** H3=30% H5=15% H7=7%, **3:** H3=50% H5=25% H7=12%,
- Harmoniczne rzędu parzystego (H2=100 Hz, H4=200 Hz) o zróżnicowanej zawartości harmonicznym: **1:** H2=10% H7=4%, **2:** H2=20% H7=12%, **3:** H2=40% H7=20%.



Rys. 10. Monitor testujący TRANSING Monitor – harmoniczne H3=50% H5=25% H7=12% [6]

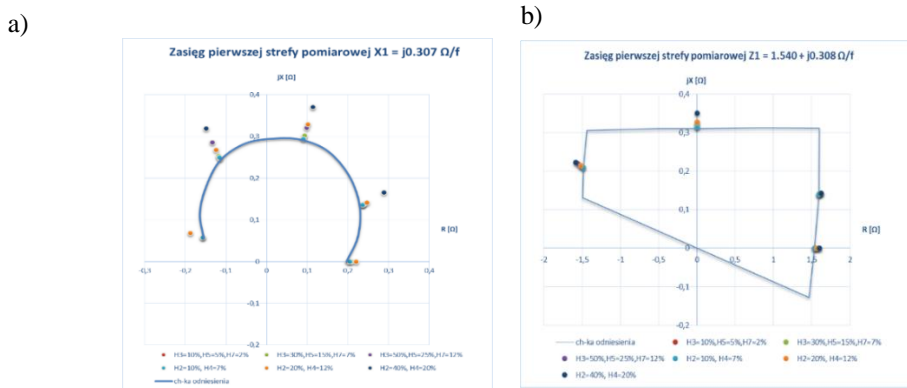
Fig. 10. Test Monitor TRANSING Monitor – harmonic H3=50% H5=25% H7=12% [6]

Procent zawartości danej harmonicznej odnosi się do amplitudy składowej podstawowej 50 Hz.

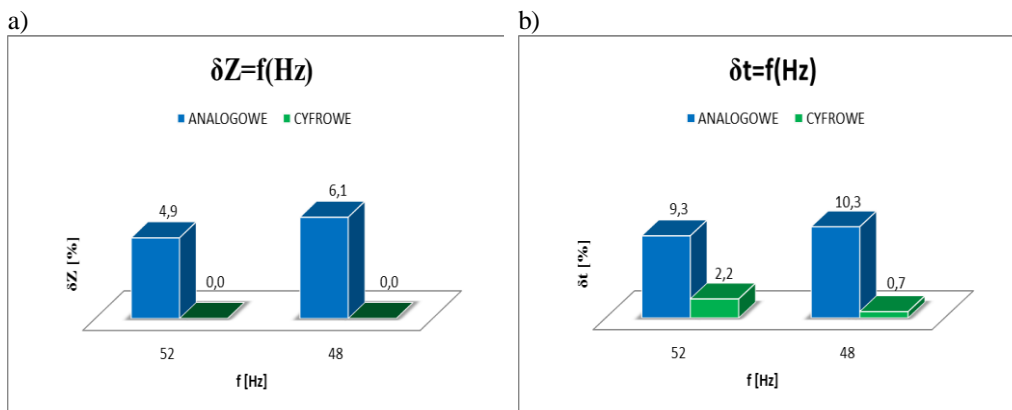
#### 4.2. ANALIZA PORÓWNAWCZA POPRAWNOŚCI DZIAŁANIA TESTOWANYCH ZABEZPIECZEŃ ODLEGŁOŚCIOWYCH

Analiza poprawności pomiarowej i decyzyjnej wybranych zabezpieczeń odległościowych ze względu na zadane sygnały testowe została przeprowadzona w formie porównawczej za pomocą wykresów słupkowych wyznaczonych błędów impedancyjnych i czasowych. Błąd impedancyjny na podstawie (1) – rys. 12a, 13a, 14a oraz czasowy na podstawie (2) – rys. 12b, 13b, 14b. Dla zilustrowania zmiany zasięgu strefy pomiarowej na rys. 11 przedstawiono wykresne zestawienie wyników pomiarowych dla pierwszej strefy pomiarowej zabezpieczenia odległościowego a) analogowego i b) cyfrowego przy sygnale testowym zawierającym wyższe harmoniczne o różnej zawartości procentowej w odniesieniu do składowej podstawowej.

Przeprowadzone badania mające na celu weryfikację poprawności pomiarowej i decyzyjnej wybranych zabezpieczeń odległościowych przedstawiają interesujące wyniki. Badaniom podlegała dokładność filtracyjna głównego toru pomiarowego oraz algorytmu decyzyjnego. Na rys.11 przedstawiono graficznie zestawienie otrzymanych wyników badań dla sygnału zawierającego wyższe harmoniczne o zmiennej zawartości procentowej. Zauważalne jest jak w przypadku obu zabezpieczeń w porównaniu do charakterystyki odniesienia zmienia się zasięg strefy pomiarowej wyznaczonej dla sygnału zawierającego tylko składową podstawową. Im większa zawartość wyższych harmonicznych tym bardziej zasięg strefy pomiarowej ulega wydłużeniu. Wartości procentowe zmian zasięgu strefy pomiarowej przedstawiono na wykresach słupkowy błędów (rys.12, 13, 14).



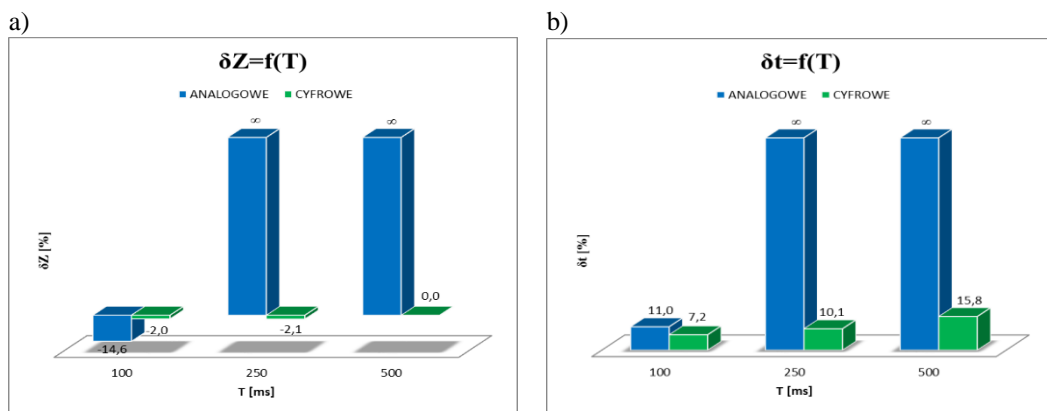
Rys. 11. Wyników pomiarowych dla pierwszej strefy pomiarowej zabezpieczenia odległościowego a) analogowego, b) cyfrowego przy sygnale testowym zawierającym wyższe harmoniczne  
 Fig. 11. Measurement results for the first target zone distance protection a) analogue, b) the digital test signal comprising the harmonics



Rys. 12. Błąd a) impedancyjny i b) czasu zadziałania zależnie od zmiennej częstotliwości sygnału testowego

Fig. 12. Error a) impedance, and b) the response time depending on the variable frequency signal test

Elementy filtracyjne zabezpieczeń zostały poddane badaniom weryfikacyjnym m.in. odporności na zmianę częstotliwości sygnału pomiarowego w zakresie  $50 \pm 2$  Hz. W pierwszej sekwencji testowej zabezpieczenie cyfrowe wykazało znacznie większą odporność na odkształcenie częstotliwości sygnału testowego. Zmiany częstotliwości w zadanym zakresie nie wpłynęły na zmianę zasięgu strefy pomiarowej zabezpieczenia cyfrowego, również czas działania został praktycznie niezmienny. Odwrotne działania wykazało zabezpieczenie analogowe, którego zasięg strefy pomiarowej wydłużył się maksymalnie o 6,1%, a czas podjęcia decyzji uległ znacznemu wydłużeniu.



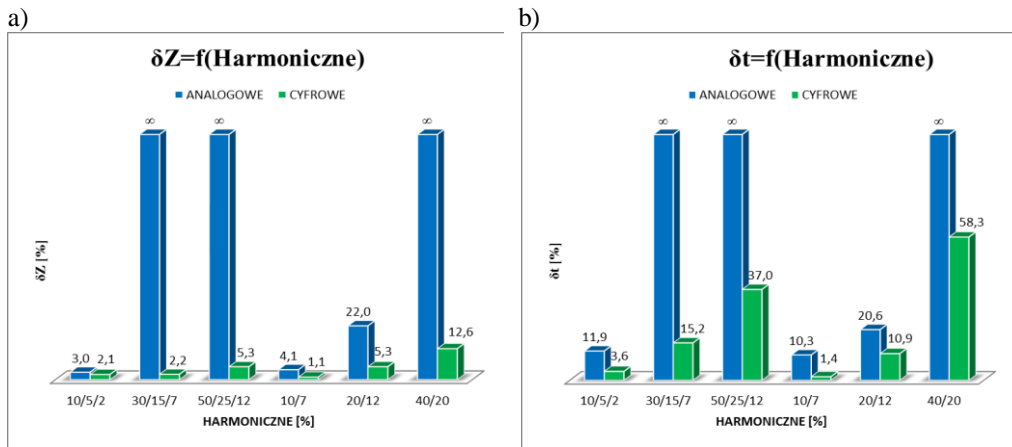
Rys. 13. Błąd a) impedancyjny i b) czasu zadziałania zależnie od zmiennej stałej czasowej zani-kania składowej aperiodycznej sygnału testowego

Fig. 13. Error a) impedance, and b) the response time depending on the variable component of the decay time constant of aperiodic test signal

Kolejnym etapem badań laboratoryjnych było określenie wpływu obecności składowej aperiodycznej o różnym czasie zanikania na poprawność pomiarową. Również tym razem zabezpieczenie cyfrowe wykazało względnie lepsze właściwości filtracyjne, ale już nie tak dobre jak poprzednio. W tym przypadku zasięg strefy pomiarowej uległ skróceniu o 2,1%, a czas działania wydłużył się o 15,8% dla stałej czasowej zanikania  $T=500$  ms. Zabezpieczenie analogowe wykazało dużą wrażliwość na obecność składowej aperiodycznej w sygnale prądowym. W skrajnych przypadkach dla obranych punktów pomiarowych zabezpieczenie nie zadziałało co na wykresach słupkowych oznaczono jako „∞”. Testy wykazały, że zabezpieczenie „próbowało” podjąć decyzję o zwarciu w strefie jednak kończyło się to tylko szybkim „cykaniem” przekaźnika, który powinien podać trwałą impuls wyłączający z czasem danej strefy.

W ostatniej sekwencji pomiarowej zbadany został wpływ wybranych wyższych harmonicznych parzystych i nieparzystych na właściwości filtracyjne. Ponownie zabezpieczenie cyfrowe wykazało lepsze właściwości filtracyjne. Wyższe harmoniczne w prądzie pomiarowym spowodowały wydłużenie zasięgu strefy pomiarowej. Większy wpływ na wydłużenie strefy działania miały harmoniczne parzyste (2 i 4), co wskazuje

na brak precyzyjnych filtrów cyfrowych dedykowanych dla parzystych wyższych harmonicznych. Czas działania przekaźnika znacząco się wydłużył, najbardziej dla harmonicznych parzystych. Zabezpieczenie analogowe, które posiada filtr LC dolnoprzepustowy, dla sygnału o znacznej zawartości wyższych harmonicznych w skrajnych przypadkach wykazał brak zadziałania. Podobnie jak przy składowej aperiodycznej, próba podjęcia decyzji była, bez trwałego efektu wysłania impulsu wyłączającego.



Rys. 14. Błąd a) impedancyjny i b) czasu zadziałania zależnie od zmiennej stałej czasowej zanikania składowej aperiodycznej sygnału testowego

Fig. 14. error a) impedance b) the duration of action depending on the decay time constant of the variable component of the test signal aperiodic

W tabeli nr 1 została przeprowadzona analiza spełnienia wymagań operatora systemu przesyłowego, względem odporności algorytmów pomiarowych i decyzyjnych zabezpieczeń odległościowych na zniekształcone sygnały. Dokonano sprawdzenia spełnienia wybranych wymagań, zgodnie z [3]:

- Wymaganie (1): Zabezpieczenie prawidłowo określa strefę pomiarową  $\pm 5\%$ ,
- Wymaganie (2): Zabezpieczenie pracuje prawidłowo dla częstotliwości znamionowej 50 Hz, 52 Hz oraz 47 Hz,
- Wymaganie (3): Zabezpieczenie działa z czasem nastawionym  $\pm 5\%$ .

Analiza porównawcza poprawności pomiarowej i decyzyjnej zabezpieczenia odległościowego analogowego i cyfrowego pod względem spełnienia wymagań przeprowadzona w tabeli 1 wskazuje za znacznie gorsze właściwości filtracyjne zabezpieczenia odległościowego analogowego. W przeprowadzonym zakresie testów nie spełnia ono żadnych z przytoczonych warunków.

Tabela.1. Analiza porównawcza poprawności pomiarowej i decyzyjnej zabezpieczenia odległościowego analogowego i cyfrowego pod względem spełnienia wymagań [3].  
 Table 1. Comparative analysis of the accuracy of measurement and decision-making security standoff analog and digital to fulfill the requirements [3].

SYGNAŁ		CYFROWE		ANALOGOWE	
		$\delta Z$	$\delta t$	$\delta Z$	$\delta t$
Częstotliwość	52 Hz	Brak zmian	Zmiana czasu zadziałania podyktowana jedynie niepowtarzalnością	Wydłużenie strefy zadziałania do 4,9%	Wydłużenie czasu zadziałania do 9,3%
	48 Hz	Brak zmian	Zmiana czasu zadziałania podyktowana jedynie niepowtarzalnością	Wydłużenie strefy zadziałania do 6,1%	Wydłużenie czasu zadziałania do 10,3%
Wymaganie	(1)	SPEŁNIONE		NIESPEŁNIONE	
	(2)	SPEŁNIONE		NIESPEŁNIONE	
	(3)	SPEŁNIONE		NIESPEŁNIONE	
Wyższe harmoniczne	Nieparzyste h3, h5, h7	Zwiększenie zawartości harmonicznych powoduje wydłużenie strefy pomiarowej do 5,3%	Zwiększenie zawartości harmonicznych powoduje zwiększenie czasu podejmowania decyzji do 37,0%	Duża zawartość harmonicznych w sygnale prądowym powoduje brak zadziałania zabezpieczenia	Duża zawartość harmonicznych w sygnale prądowym powoduje brak zadziałania zabezpieczenia
	Parzyste h2, h4	Zwiększenie zawartości harmonicznych powoduje wydłużenie strefy pomiarowej do 12,6%	Zwiększenie zawartości harmonicznych powoduje zwiększenie czasu podejmowania decyzji do 53,3%	Duża zawartość harmonicznych w sygnale prądowym powoduje brak zadziałania zabezpieczenia	Duża zawartość harmonicznych w sygnale prądowym powoduje brak zadziałania zabezpieczenia
Wymaganie	(1)	NIESPEŁNIONE		NIESPEŁNIONE	
	(2)	Nie dotyczy		Nie dotyczy	
	(3)	NIESPEŁNIONE		NIESPEŁNIONE	

SYGNAŁ		CYFROWE		ANALOGOWE	
		$\delta Z$	$\delta t$	$\delta Z$	$\delta t$
Składowa aperiodyczna	T [ms] 100 - 500	Składowa aperiodyczna w prądzie powoduje skrócenie strefy pomiarowej do -2,1%	Składowa aperiodyczna w prądzie powoduje wydłużenie czasu podejmowania decyzji do 15,8%	Składowa aperiodyczna w prądzie powoduje brak działania zabezpieczenia	Składowa aperiodyczna w prądzie powoduje brak działania zabezpieczenia
Wymaganie	(1)	SPEŁNIONE		NIESPEŁNIONE	
	(2)	Nie dotyczy		Nie dotyczy	
	(3)	NIESPEŁNIONE		NIESPEŁNIONE	

## 5. PODSUMOWANIE

Zabezpieczenia analogowe są sukcesywnie wycofywane z eksploatacji i zastępowane zabezpieczeniami wykorzystującymi technikę cyfrową. Niemniej jednak wiele egzemplarzy pozostaje jeszcze w eksploatacji. Przeprowadzone badania wykazują niespełnienie wybranych warunków jakie stawiane są zabezpieczeniom odległościowym linii operatora systemu przesyłowego. Niemniej należy podkreślić, że badania przeprowadzono dla wybranych egzemplarzy zabezpieczeń. Aby potwierdzić otrzymane wyniki z badań należało by przeprowadzić takie same próby dla większej liczby egzemplarzy, aby wykluczyć ewentualną niesprawność zabezpieczenia. Uzyskane wyniki badań skłaniają do podjęcia dalszych badań mających na celu weryfikację prawidłowej współpracy zabezpieczeń odległościowych opartych o technikę analogową i cyfrową w przypadku pracy współbieżnej.

## LITERATURA

- [1] BEDNARCZYK T., *Wybrane zagadnienia zabezpieczeń odległościowych linii część 1 – kryterium podimpedancyjne oraz parametryzacja zasięgów reaktancyjnych stref pomiarowych*, Elektro.info 11/2016.
- [2] BEDNARCZYK T., *Badanie poprawności pomiarowej i decyzyjnej cyfrowych i analogowych zabezpieczeń odległościowych*, Praca magisterska. Politechnika Śląska 2015.
- [3] *Standardowe specyfikacje krajowe. NK:PSE-SF.KSE1/2005 Krajowy system elektroenergetyczny*, PSE Operator. Warszawa 2005.
- [4] *Standardowe specyfikacje techniczne. Zabezpieczenie odległościowe linii 110 kV. PSE-ST.EAZA.110.0/2008v3*, Warszawa, kwiecień 2012.
- [5] *Instrukcja obsługi ARTES 440 II firmy KoCoS*.
- [6] *Oprogramowanie ARTES 4.10 firmy KoCoS*.
- [7] *Instrukcja obsługi REM – 370 firmy TIME – NET*.
- [8] WISZNIEWSKI A., *Przekładniki w elektroenergetyce*. WNT Warszawa 1982.
- [9] WISZNIEWSKI A, SZAFRAN J., *Algorytmy pomiarowe i decyzyjne cyfrowej automatyki elektroenergetycznej*. WNT Warszawa 2004.

## TESTING CORRECTNESS OF MEASURING AND DECISION MAKING OF ANALOG AND DIGITAL DISTANCE PROTECTION

In this paper they were conducted laboratory tests in order to verify the accuracy of the measurement and decision-making of selected distance protection in the execution of digital and analogue. Were carried out based on actual measurements of the distribution network parameters 110 kV, analyzing the frequency deviation and content of higher harmonic currents and phase voltages.

Przemysław BELKA\*

## **ZASADY SELEKTYWNOŚCI ZABEZPIECZEŃ W UKŁADZIE TYPU BEZPIECZNIK – WYŁĄCZNIK W UKŁADACH ROZDZIELCZYCH NN**

W artykule zaprezentowano tematykę związaną z selektywnością zabezpieczeń w układzie typu bezpiecznik – wyłącznik w układach rozdzielczych niskiego napięcia. Poruszono również treść obowiązujących przepisów. Dla rozpatrywanego układu określono kryteria, dla których jest spełniona selektywność całkowita urządzeń. Przy pomocy przykładów określono koordynację urządzeń zabezpieczających w sytuacji kiedy mamy do dyspozycji tabele koordynacyjne oraz także kiedy nie są dostępne.

### **1. SELEKTYWNOŚĆ**

#### **1.1. WPROWADZENIE**

Selektywne działanie zabezpieczeń jest wymagane zgodnie z Rozporządzeniem Ministra Infrastruktury z dnia 12 kwietnia 2002 r. w sprawie warunków technicznych, jakim powinny odpowiadać budynki i ich usytuowanie (Dz. U. Nr 75, poz. 690), z późniejszymi zmianami [5]. Dodatkowo w normie PN-EN 60947-2:2009 [21] pojawia się podział na wybiórczość całkowitą oraz na wybiórczość częściową. Wybiórczość całkowita polega na tym, że dla więcej niż dwóch szeregowo połączonych zabezpieczeń przy danym przetężeniu może zadziałać tylko zabezpieczenie znajdujące się bliżej odbioru, nie powodując zadziałań innego. Przy wybiórczości częściowej o takim samym układzie połączeń zabezpieczeń określa się, że zabezpieczenie bliżej odbioru nie spowoduje zadziałań kolejnego zabezpieczenia tylko do określonej wartości przetężenia.

Określanie selektywności wiąże się również z prądem wybiórczości granicznym (prądem selektywności granicznym) IS. Jest to maksymalny prąd, który nie spowoduje pobudzenia do zadziałań drugiego zabezpieczenia w przypadku zwarcia.

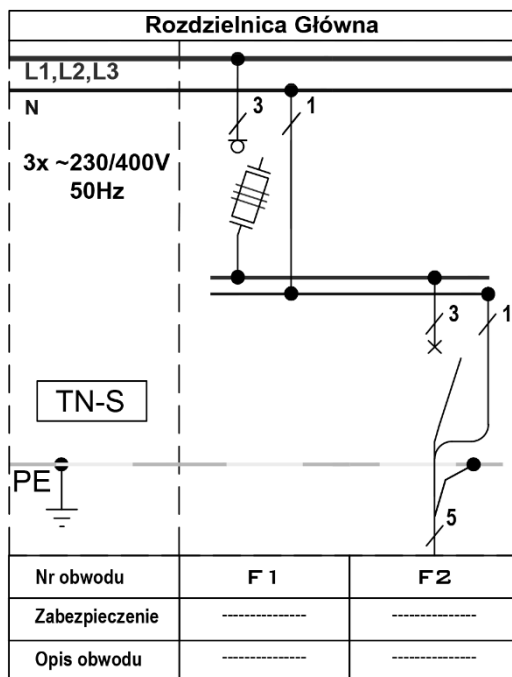
---

\* Stowarzyszenie Elektryków Polskich Koło 43 przy Zarządzie Wrocławskiego Oddziału SEP, przemek.rak@gmail.com

## 2. SELEKTYWNOŚĆ W UKŁADZIE TYPU BEZPIECZNIK-WYŁĄCZNIK

### 2.1. SCHEMAT IDEOWY UKŁADU

Schemat ideowy, w ogólnym ujęciu, do rozpatrywania selektywności w układzie bezpiecznik-wyłącznik przestawiono na rysunku nr 1.



Rys.1. Schemat ideowy zasilania w układzie typu bezpiecznik – wyłącznik

Rysunek przedstawia rozdzielnicę główną o napięciu znamionowym 400 V AC. Na schemacie przedstawiono rozłącznik bezpiecznikowy (F1) oraz wyłącznik (F2). Zabezpieczenie F1 jest nadrzędne (bliźsze źródła), natomiast zabezpieczenie F2 znajduje się od strony odbioru.

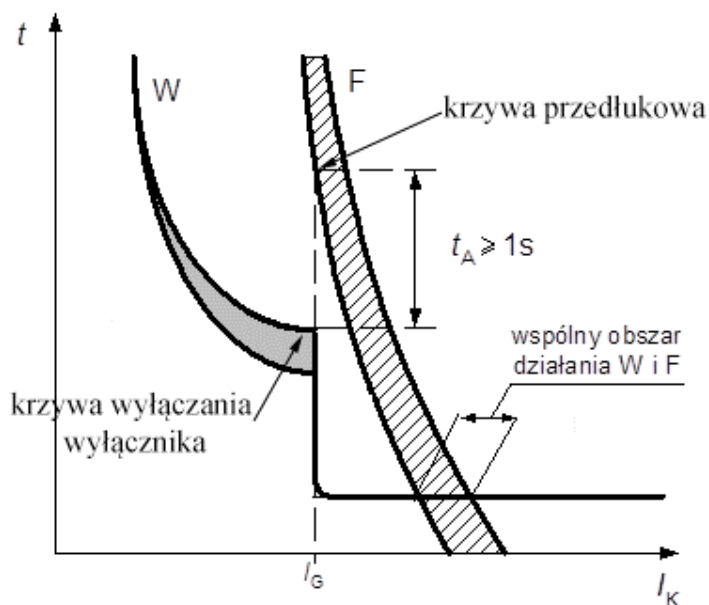
### 2.2. KRYTERIA

Selektywność całkowita w układach bezpiecznik – wyłącznik jest realizowana przy spełnieniu następujących kryteriów:

- pasmowe charakterystyki czasowo-prądowe nie posiadają punktów wspólnych,



- krzywa przedłukowa bezpiecznika, nie może się przecinać z krzywą wyłączenia wyłącznika (rys. 2.),
- odstęp między krzywami (czas  $t_A$ ) w obszarze członu przeciążeniowego nie powinien być mniejszy niż 1 s,
- wartość energii przenoszonej przez wyłącznik nie może być większa niż cała przedłukowa bezpiecznika,
- prąd selektywny graniczny  $I_S$  został wyznaczony według tabeli koordynacji zabezpieczeń producenta.



Rys. 2. Sposób wprowadzania selektywności dla członu przeciążeniowego, gdzie  $I_S$  - prąd selektywności graniczny,  $t_A$  - minimalny czas dla którego jest spełniona selektywność w zakresie prądów przeciążeniowych,  $W$  - wyłącznik,  $F$  - bezpiecznik [4]

## 2.2. TABELE KOORDYNACJI

Do określania selektywności całkowitej producenci mogą dostarczyć table koordynacji (tabela nr 1).

Na podstawie powyższej tabeli selektywność całkowita w zakresie prądów zwarciovych między bezpiecznikiem a wyłącznikiem firmy Eaton serii FAZ występuje do określonej wartości prądu selektywnego granicznego  $I_S$ . W przypadku przekroczenia prądu podanego w tabeli mogą zadziałać oba urządzenia zabezpieczające.

W dalszej części artykułu zostaną przedstawione przykłady, które przybliżą tematykę oceny selektywności w przypadku kiedy nie są znane tabele koordynacji.

Tabela 1. Selektywność bezpiecznika gG NH-00 z wyłącznikiem instalacyjnym FAZ o charakterystyce C [2]

FAZ	NH-00 gL/gG											
	16	20	25	32	35	40	50	63	80	100	125	160
1	0.9	10.0 <sup>2)</sup>	10.0 <sup>2)</sup>	10.0 <sup>2)</sup>	10.0 <sup>2)</sup>	10.0 <sup>2)</sup>	10.0 <sup>2)</sup>	10.0 <sup>2)</sup>	10.0 <sup>2)</sup>	10.0 <sup>2)</sup>	10.0 <sup>2)</sup>	10.0 <sup>2)</sup>
2	<0.5 <sup>1)</sup>	0.6	1.0	2.5	10.0 <sup>2)</sup>	10.0 <sup>2)</sup>	10.0 <sup>2)</sup>	10.0 <sup>2)</sup>	10.0 <sup>2)</sup>	10.0 <sup>2)</sup>	10.0 <sup>2)</sup>	10.0 <sup>2)</sup>
3	<0.5 <sup>1)</sup>	<0.5 <sup>1)</sup>	0.7	1.2	1.8	2.6	4.7	6.6	10.0 <sup>2)</sup>	10.0 <sup>2)</sup>	10.0 <sup>2)</sup>	10.0 <sup>2)</sup>
4	<0.5 <sup>1)</sup>	<0.5 <sup>1)</sup>	0.7	1.0	1.5	2.1	3.6	5.0	10.0	10.0 <sup>2)</sup>	10.0 <sup>2)</sup>	10.0 <sup>2)</sup>
6	<0.5 <sup>1)</sup>	<0.5 <sup>1)</sup>	0.5	0.8	1.2	1.5	2.5	3.3	5.7	10.0 <sup>2)</sup>	10.0 <sup>2)</sup>	10.0 <sup>2)</sup>
10			0.5	0.7	1.0	1.4	2.0	2.5	3.8	8.0	10.0 <sup>2)</sup>	10.0 <sup>2)</sup>
13					1.0	1.3	1.9	2.4	3.6	7.0	10.0 <sup>2)</sup>	10.0 <sup>2)</sup>
16					1.0	1.3	1.8	2.3	3.3	6.0	8.8	10.0 <sup>2)</sup>
20					1.0	1.2	1.7	2.2	3.2	5.5	7.7	10.0 <sup>2)</sup>
25							1.6	2.1	3.0	5.2	7.3	10.0 <sup>2)</sup>
32								2.1	2.9	5.0	7.0	10.0 <sup>2)</sup>
40									2.8	4.8	6.7	10.0
50										4.5	6.3	9.5
63											5.9	8.4

1) Granica selektywności  $I_s$  poniżej 0.5 kA.

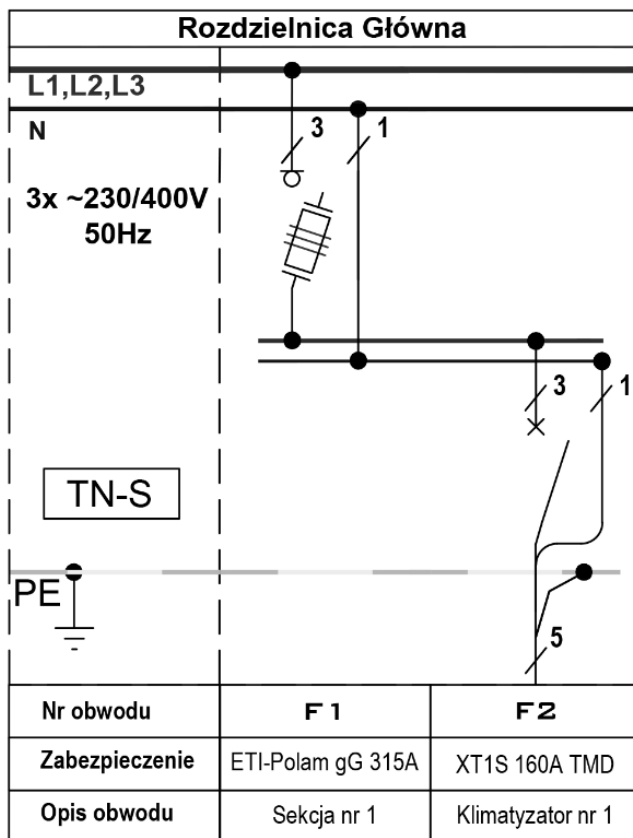
2) Granica selektywności  $I_s$  = wytrzymałość zwarciova  $I_{cn}$  wyłącznika MCB.

Pole ciemne: brak selektywności

### 3. PRZYKŁADY SELEKTYWNOŚCI W UKŁADZIE BEZPIECZNIK WYŁĄCZNIK

#### 3.1. PRZYKŁAD NR 1

Na rysunku nr 3 przedstawiono układ typu bezpiecznik ETI-Polam gG 315 A - wyłącznik mocy ABB XT1S 160 A TMD.



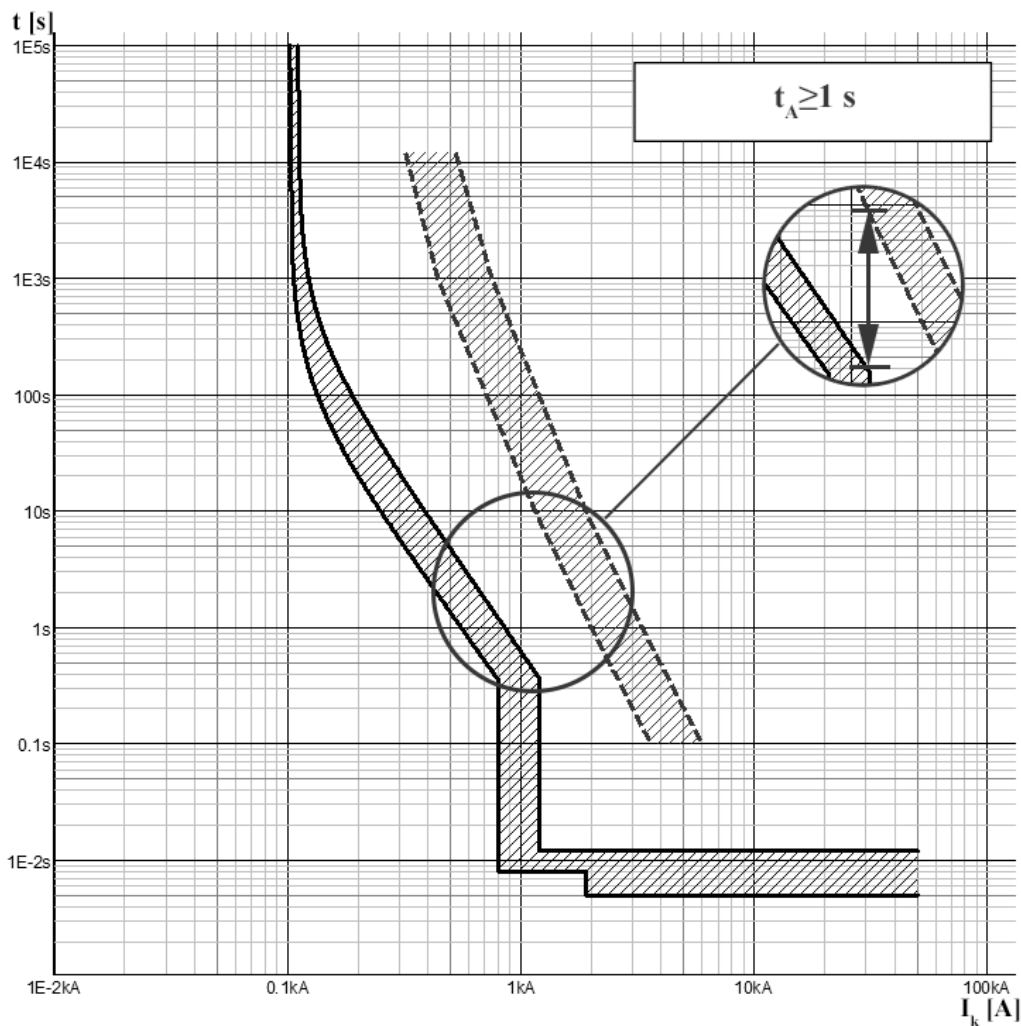
Rys. 3. Schemat ideowy rozpatrywanego układu bezpiecznik ETI-Polam gG 315 A - wyłącznik mocy ABB XT1S 160 A TMD

Uwzględniono następujące obwody zabezpieczone poprzez:

- F1 - ETI-Polam gG 315 A - zabezpieczenie główne sekcji nr 1,
- F2 - ABB XT1S 160 TMD - zabezpieczenie klimatyzatora nr 1.

Do oceny selektywności wykorzystano pasmowe charakterystyki czasowo-prądowe, uzyskane w programie ABB Doc. Zgodnie z rysunkiem nr 4, pasmowe charakterystyki czasowo-prądowe nie mają punktów wspólnych, natomiast czas  $t_A$  jest nie mniejszy od 1 s.

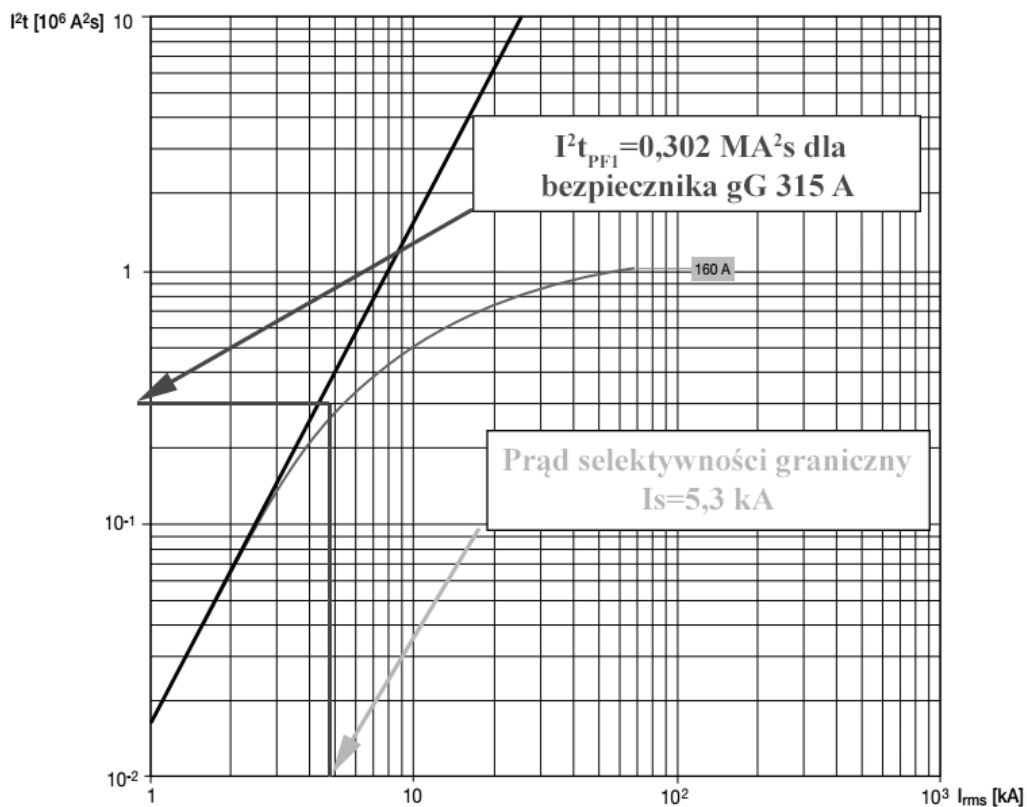
Dla przedstawionego przykładu producent nie udostępnił tabel koordynacji. Prąd selektywności graniczny  $I_S$  można odczytać z wykresu energii przenoszonej. Dodatkowo z katalogu producenta ETI-Polam określono całą przedłukową bezpiecznika gG 315 A, która wynosi  $0,302 \text{ MA}^2\text{s}$ .



Rys. 4. Pasmowe charakterystyki czasowo-prądowe dla bezpiecznika i wyłącznika (linie przerywane - ETI-Polam gG 315 A, linie ciągłe - ABB XT1S 160 A TMD) [7]

Z rysunku nr 5 odczytano wartość prądu dla której energia przenoszona przez wyłącznik mocy jest taka sama jak wartość całki Joule'a przedłukowej bezpiecznika. Prąd ten należy przyjąć jako prąd graniczny selektywności i wynosi on  $I_S = 5,3$  kA.

Rozpatrywany przykład reprezentuje selektywność całkowitą, pod warunkiem, że wartość skuteczna składowej okresowej spodziewanego prądu zwarciovego na wyłączniku mocy będzie mniejsza niż  $I_S = 5,3$  kA.

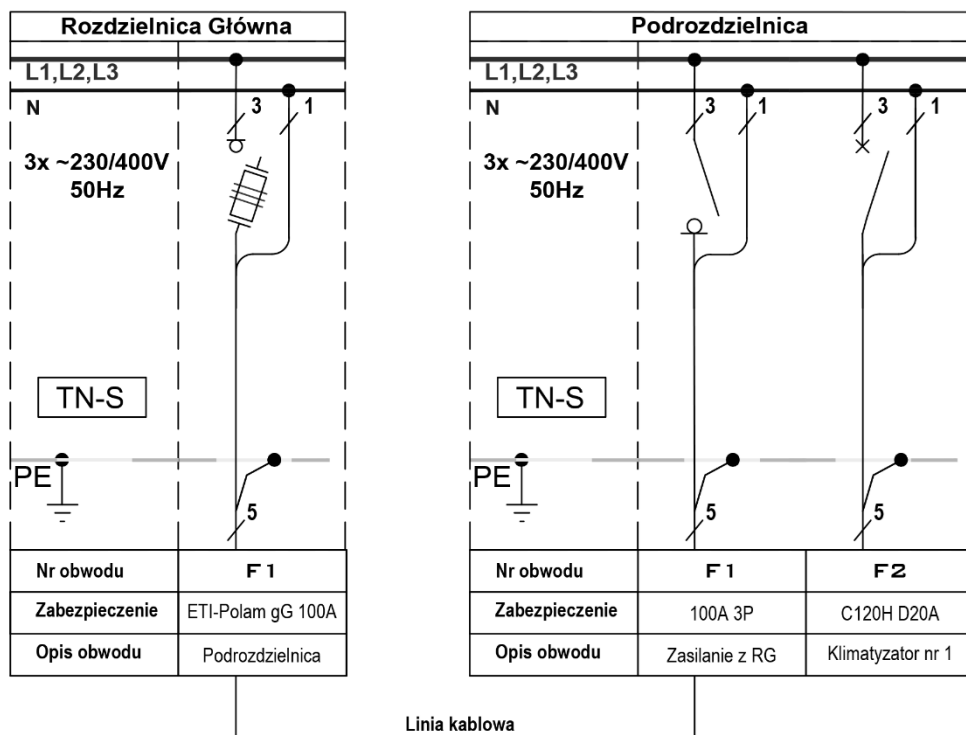


Rys. 5. Wykres energii przenoszonej dla wyłącznika XT1N 160 A TMD firmy ABB [1]

### 3.2. PRZYKŁAD NR 2

Schemat ideowy w układzie typu bezpiecznik ETI-Polam gG 100 A - wyłącznik Schneider Electric C120H D20 A został przedstawiony na rysunku nr 6.

Fragment Rozdzielnicz Główniej, znajduje się po lewej stronie. Jest w niej zabudowany rozłącznik bezpiecznikowy zabezpieczający Podrozdzielnicę, znajdującą się po prawej stronie. Zasilono z niej obwód klimatyzatora nr 1. Jego zabezpieczenie stanowi wyłącznik instalacyjny. Taki układ przedstawia wpływ linii kablowej łączącej rozdzielnicę główną z Podrozdzielnicą. Stanowi to naturalne ograniczenie prądu zwarciovego.



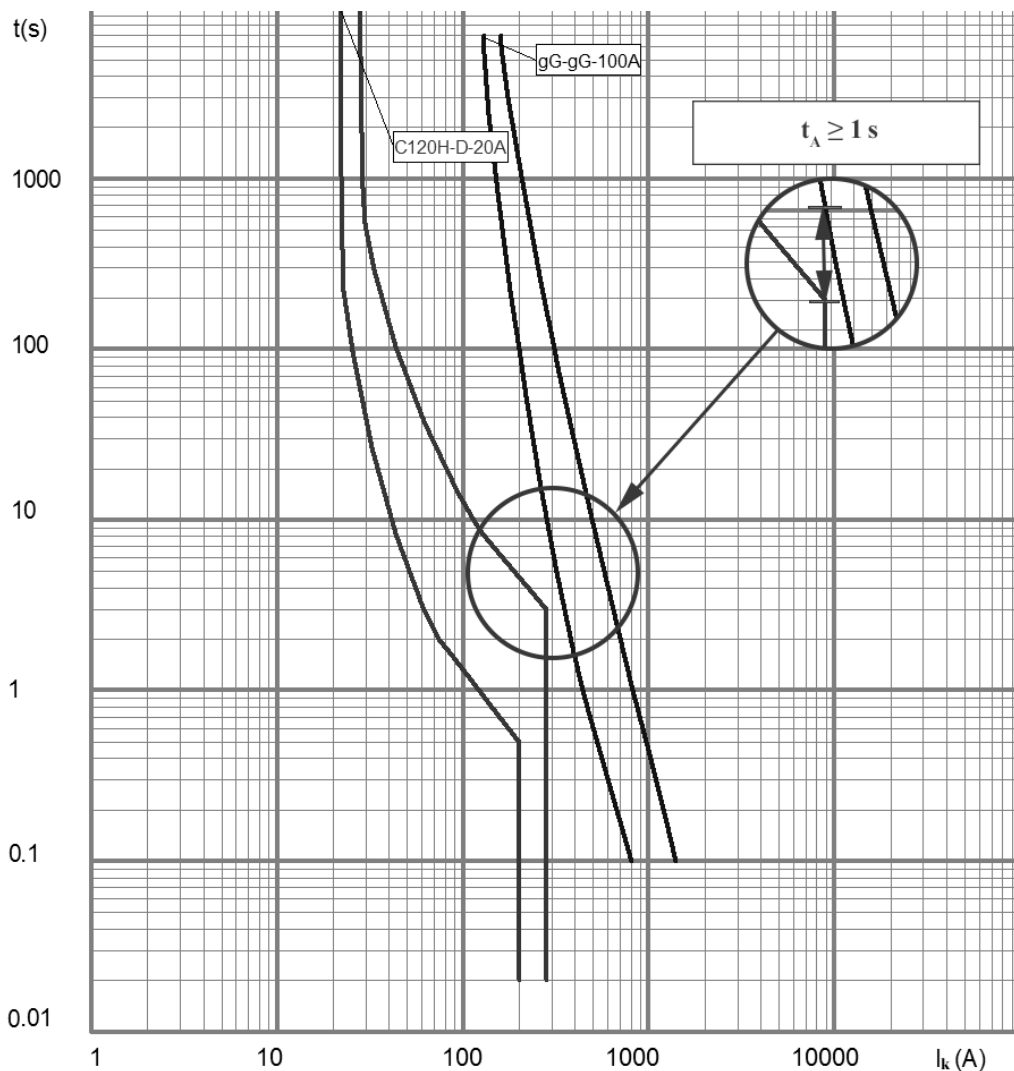
Rys. 6. Schemat ideowy układu bezpiecznik ETI-Polam gG 100 A -  
wyłącznik Schneider Electric C120H D20 A

W rozpatrywanym przypadku uwzględniono obwody zabezpieczone bezpiecznikiem i wyłącznikiem:

- F1 - Rozdzielnica Główna - ETI-Polam gG 100 A - zabezpieczenie główne Podrozdzielnicy,
- F2 - Podrozdzielnica - Schneider Electric C120H D20 A - zabezpieczenie klimatyzatora nr 1.

Ocena selektywności została dokonana przy pomocy pasmowych charakterystyk czasowo-prądowych, wyznaczonych programem Curve Direct firmy Schneider Electric. Zgodnie z rysunkiem nr 7, pasmowe charakterystyki czasowo-prądowe nie posiadają punktów wspólnych, a czas  $t_A$  jest większy od jednej sekundy.

W tym przykładzie nie ma możliwości odczytania wartości prądu selektywnego granicznego IS. Ocena prądu IS zostanie dokonana przy pomocy tabeli koordynacji producenta Schneider Electric (tabela nr 2). Określa ona, że prąd selektywności graniczny IS wynosi 8 kA.



Rys. 7. Pasmowe charakterystyki czasowo-prądowe dla bezpiecznika i wyłącznika (typ i prądy znamionowe aparatury zgodnie z oznaczeniem na rysunku) [6]

Przykład reprezentuje selektywność całkowitą, jeżeli wartość skuteczna składowej okresowej spodziewanego prądu zwarcia na zaciskach odpływowych wyłącznika instalacyjnego będzie mniejsza niż  $I_S = 8$  kA.

Tabela 2. Selektowność zwarciowa pomiędzy wkładkami bezpiecznikowymi a wyłącznikiem C120H o charakterystyce D [3]

Dopływ In (A)	Wkładki bezpiecznikowe gL										
	10	12	16	20	25	32	40	50	63	80	100
Odpyły In (A)											
Isc max. (kA)						100	100	100	100	100	100
C120H	10					1000	1800	2500	4000	7000	10000
Charakteryst. D →	16							2000	3000	5000	8000
	20								2800	4000	6500
	25									3500	5000
	32									3000	4000
	40										
	50										
	63										
	80										
	100										
	125										

pełna selektowność, aż do prądu wyłączalnego wyłącznika na odpyływie  
 granica selektowności = 4000 A  
 brak selektowności

#### 4. WNIOSKI

Selektowność działania zabezpieczeń jest wymagana przez obowiązujące przepisy oraz normy. Znając podstawowe kryteria dotyczące selektowności w układzie bezpiecznik-wyłącznik można z powodzeniem zrozumieć ideę działania zabezpieczeń.

Ważnym etapem przy projektowaniu jest dokonanie sprawdzenia koordynacji zabezpieczeń przy pomocy tabeli koordynacji bądź samodzielne sprawdzenie jej przy pomocy wykresów energii przenoszonej. Przy wyborze opcji drugiej należy wykonywać to z dużą ostrożnością, ponieważ w łatwy sposób można popełnić błąd.

#### LITERATURA

- [1] Katalog produktów ABB, *Sace tmax xt new low voltage moulded-case circuit-breakers up to 250 A*
- [2] Katalog produktów Eaton, *Aparaty i osprzęt elektryczny niskiego napięcia*
- [3] Katalog produktów Schneider Electric, *Multi 9 aparatura i obudowy modułowe. Pomiary i konstrukcja*
- [4] KLAJN A., *Zabezpieczenia nadprądowe w instalacjach elektrycznych ze szczególnym uwzględnieniem selektowności*, <http://www.redinpe.com/attachments/article/168/aknn34.pdf>
- [5] *Rozporządzenie ministra infrastruktury z dnia 12 kwietnia 2002 w sprawie warunków technicznych, jakim powinny odpowiadać budynki i ich usytuowanie (dz. U. Nr 75, poz. 690), z późniejszymi zmianami*
- [6] Program curve direct firmy Schneider Electric
- [7] Program DOC firmy ABB



SELECTIVITY RULES OF THE PROTECTION DEVICES IN FUSE - CIRCUIT BREAKER TYPE  
IN LOW VOLTAGE DISTRIBUTION SYSTEMS

The article presents selectivity of the overcurrent protections in fuse-circuit breaker type in low voltage distribution systems. Article takes the polish law. For considered system shows rules of selectivity. In examples shows protection devices coordination.

Barbara CZAJKOWSKA\*, Mateusz TOMCZYK\*

## **OMÓWIENIE PROJEKTU SILNIKA INDUKCYJNEGO DUŻEJ MOCY O DWÓCH TYPACH WIRNIKA: GŁĘBOKOŻŁOBKOWEGO I DWUKALTKOWEGO**

Niniejszy artykuł przedstawia dwa modele silników indukcyjnych klatkowych; głębokożłobkowy i dwuklatkowy. Opracowane silniki mają identyczne parametry i wymiary główne, ale różnią się rozwiązaniem klatki wirnika. Zestawiając ze sobą właściwości obydwu modeli silników omówimy rozwiązania, które prowadzą do zwiększenia momentu rozruchowego, a także ograniczenia prądu rozruchowego. Dzięki obliczeniom projektowym udowodnimy słuszność przyjętych założeń oraz opracujemy wariant o najkorzystniejszych warunkach pracy.

### 1. WSTĘP

#### 1.1. WPROWADZENIE DO ZAGADNIENIA

Aktualnie konstruuje się maszyny indukcyjne różniące się rozwiązaniem uzwojeń, sposobem przetwarzania, stopniem ochrony przed czynnikami zewnętrznymi, o różnych mocach od kilku watów do kilku megawatów. Dzięki możliwościom technicznym oraz nowoczesnym konstrukcjom można stale polepszać właściwości eksploatacyjne projektowanych maszyn. Poczynając od roku 1889, gdzie Doliwo-Dobrowolski rozpoczął rozwój maszyn indukcyjnych, tak i dziś doświadczeni projektanci kładą nacisk na uzyskanie możliwie największej sprawności, przy maksymalnym ograniczaniu ceny materiałów oraz gabarytów maszyny. Wynika to z potrzeby obniżenia poboru energii elektrycznej, a także z coraz bardziej rygorystycznych norm i przepisów eksploatacyjnych.

Przedstawiamy dwa modele silników dużej mocy mających zastosowanie m.in. jako pompy wody, różnego rodzaju wentylatory, ssawy dymowe. Na początku projektowania maszyny elektrycznej należy określić jej najważniejsze właściwości użytkowe i warunki pracy.

Zaprojektowane silniki posiadają następujące parametry:

---

\* Politechnika Wrocławska, Wydział Elektryczny, basiaczajkowska525@wp.pl, mateusz.tomczyk.pwr@gmail.com

Tabela 1. Parametry silników  
Table 1. Motors parameters

Parametr	Jednostka	Wartość
Moc znamionowa $P_N$	[kW]	1000
Napięcie znamionowe $U_N$	[kV]	6
Prąd znamionowy $I_N$	[A]	115
Sprawność znamionowa $\eta_N$	[%]	97
Moment znamionowy $M_N$	[kNm]	6,38
współczynnik mocy $\cos\varphi_N$	[-]	0,88
Prędkość obrotową $n_N$	[min <sup>-1</sup> ]	1495
Liczba biegunów $2p$	[-]	$2p=4$

Większość silników klatkowych dużej mocy, o napięciu znamionowym 6 kV eksploatowanych obecnie w napędach przemysłowych odbywa rozruch poprzez bezpośrednie załączenie na pełne napięcie sieci. Silniki klatkowe dużej mocy do rozruchu bezpośredniego muszą mieć odpowiednio zaprojektowane i wykonane klatki wirnika.

## 1.2. SILNIKI KLATKOWE

Silniki klatkowe zbudowane są z trzech podstawowych elementów składowych:

- rdzeń ferromagnetyczny - stanowiący obwód dla strumienia magnetycznego
- uzwojenie stojana i wirnik - w których indukują się siły elektromotoryczne i płyną prądy
- elementy konstrukcyjne - stanowiące obudowę maszyny, umożliwiające ruch obrotowy wirnika, zapewniające odpowiednie chłodzenie maszyny i odpowiednią ochronę przed działaniem czynników zewnętrznych.

Przy projektowaniu silnika klatkowego należy brać pod uwagę pracę przy obciążeniu oraz właściwości rozruchowe silnika, ponieważ uzwojenie klatkowe ze swej natury wyklucza jakąkolwiek interwencję z zewnątrz na zasadzie przyłączenia do obwodu wirnika oporów rozruchowych. Klatkę wirnika projektuje się „na zadane straty”, których wielkość określa się w oparciu o doświadczenia z eksploatacji czynnych jednostek - dla uzyskania dużego momentu rozruchowego potrzebna jest duża rezystancja wirnika, z kolei sprawność jest tym większa im mniejsze są straty w obwodzie wirnika.

Rewelacyjność wirników klatkowych tkwi w prostocie ich budowy. W maszynach indukcyjnych klatkowych pręty wirnika (wykonane z miedzi, aluminium, mosiądzu lub brązu) są niez izolowane, najczęściej o dużym przekroju. Umieszczone przeważnie w okrągłych żłobkach, które całkowicie wypełniają. Wystające poza rdzeń końce prętów

połączone są ze sobą po obu stronach pierścieniami zwierającymi czołowymi. W silnikach małej mocy klatka, pierścienie zwierające oraz wentylator jest w całości wykonywana jako odlew zaś w silnikach dużej mocy klatki wykonywane są w postaci prętów „zamykanych” poprzez pierścienie zwierające, które są lutowane.



Rys. 1. Model wirnika trójfazowego silnika klatkowego dużej mocy  
Fig. 1. The model of three phase motor with squirrel cage rotor high-power

Klatka tworzy uzwojenie wielofazowe, w którym liczba faz jest równa liczbie prętów. Uzwojenie klatkowe może być stosowane tam gdzie dokonujemy zmiany liczby par biegunów uzwojenia stojana, ponieważ uzwojenie klatkowe dopasowuje się do liczby biegunów stojana.

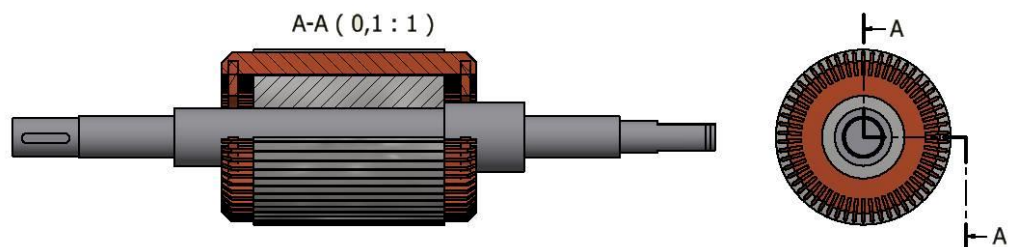
W zależności od kształtu prętów, wirnik klatkowy nazywa się wirnikiem jednoklatkowym, dwuklatkowym lub głębokożłobkowym. Kształt przekroju prętów klatki wirnika ma istotny wpływ na właściwości ruchowe maszyny indukcyjnej.

Silniki jednoklatkowe mają duży moment maksymalny, ale przez małą wartość rezystancji i reaktancji rozproszenia wirnika początkowy prąd rozruchowy jest bardzo duży i dochodzi do wartości nawet dziewięć razy większej od prądu znamionowego. Wadą silników jednoklatkowych jest także mała wartość początkowego momentu rozruchowego.

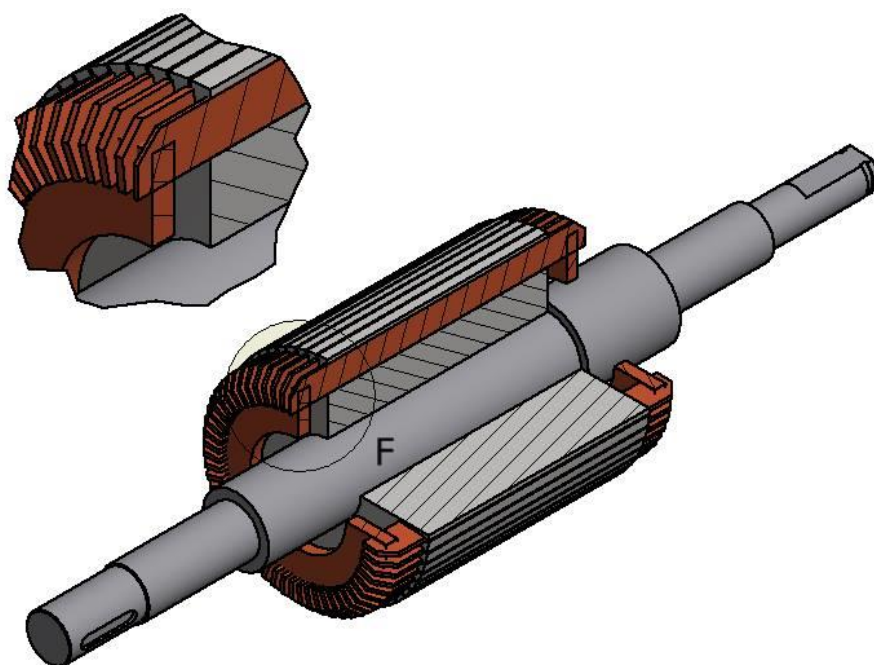
Wady te rozwiązano w silniku o wirniku głębokożłobkowym oraz dwuklatkowym. Uzyskano w nich większy moment rozruchowy oraz mniejszy prąd rozruchowy, poprzez powiększenie przy nieruchomym wirniku impedancji oraz zwiększenie współczynnika mocy obwodu wirnika. W tym celu wykorzystywane jest zjawisko zmiany indukcyjności rozproszenia dla silnika dwuklatkowego oraz zjawisko naskórkowości dla silnika głębokożłobkowego, którym więcej uwagi poświęciliśmy w kolejnych akapitach artykułu.

### 1.3. MODEL SILNIKA GŁĘBOKOŻŁOBKOWEGO

Z racji tego że do wirnika silnika klatkowego nie możemy dołączyć żadnej dodatkowej rezystancji (jak np. w przypadku silnika pierścieniowego), a nadając wirnikowi na stałe dużą oporność doprowadzimy do dużych strat i niskiej sprawności, w celu zwiększenia momentu obrotowego stosujemy odpowiednią konstrukcję klatki wirnika.



Rys. 2. Przekrój ¼ silnika indukcyjnego klatkowego głębokożłobkowego  
 Fig. 2. Section ¼ rotor with squirrel cage motor



Rys. 3. Przekrój silnika indukcyjnego klatkowego głębokożłobkowego  
 Fig. 3. Section rotor with squirrel cage motor

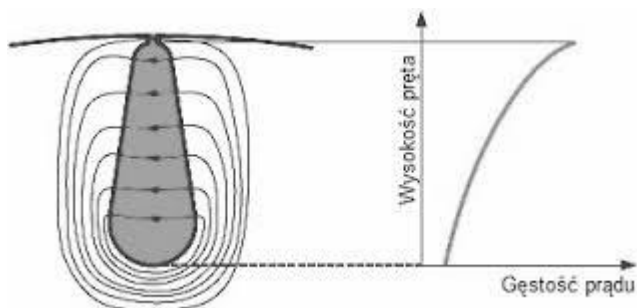
Pręt wirnika głębokożłobkowego powinien mieć znaczną wysokość w stosunku do szerokości.

Zasada działania silnika głębokożłobkowego widoczna jest na rys. 3. Jeżeli przez pręt takiego żłobka, płynie prąd, to powstaje strumień magnetyczny rozproszony. Część pręta znajdująca się wewnątrz żłobka skojarzona jest z większą liczbą linii strumienia niż część pręta znajdująca się bliżej szczeliny powietrznej. Zmienny w czasie strumień indukuje siły

elektromotoryczne (proporcjonalne do częstotliwości i zależne od skojarzenia poszczególnych części pręta z liniami strumienia rozproszenia) różniące się amplitudą. Na dnie żłobka indukowane siły elektromotoryczne mają największą wartość. Ponieważ pod wpływem siły elektromotorycznej w pręcie płyną prądy wirowe, które wytwarzają własny strumień, gęstość prądu przekroju nie jest jednakowa. Jest większa dla części pręta położonej bliżej szczeliny powietrznej, co nazywamy wypieraniem prądu.

Zjawisko wypierania prądu powoduje znaczne zmniejszenie czynnej części przekroju pręta, co jest równoznaczne ze wzrostem rezystancji pręta w stosunku do rezystancji mierzonej prądem stałym. Inaczej zwana naskórkowość prądu powiększa impedancję wirnika, oraz współczynnik mocy obwodu. W efekcie przy nieruchomym wirniku następuje wzrost początkowego momentu rozruchowego oraz ograniczenie początkowego prądu rozruchowego. Przy zmniejszaniu częstotliwości w wirniku przy wzroście jego prędkości obrotowej zjawisko wypierania prądu zanika.

Przy  $f=50$  Hz wypieranie prądu w prętach miedzianych następuje przy wysokości pręta większej od 15 mm, a w prętach aluminiowych przy wysokości pręta większej od około 12,5mm.

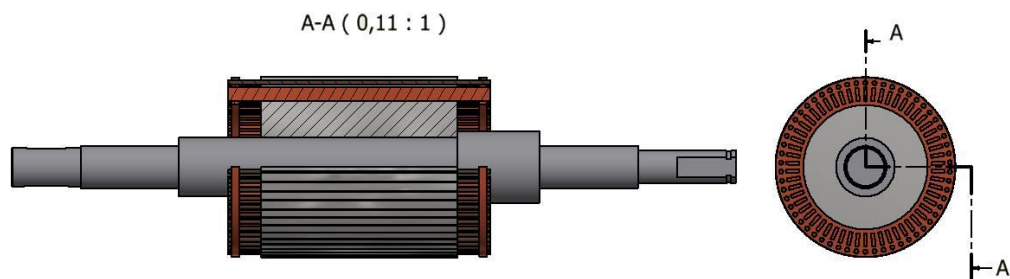


Rys. 4. Rozkład gęstości prądu w pręcie  
Fig. 4. Distribution of the mass density current in bar

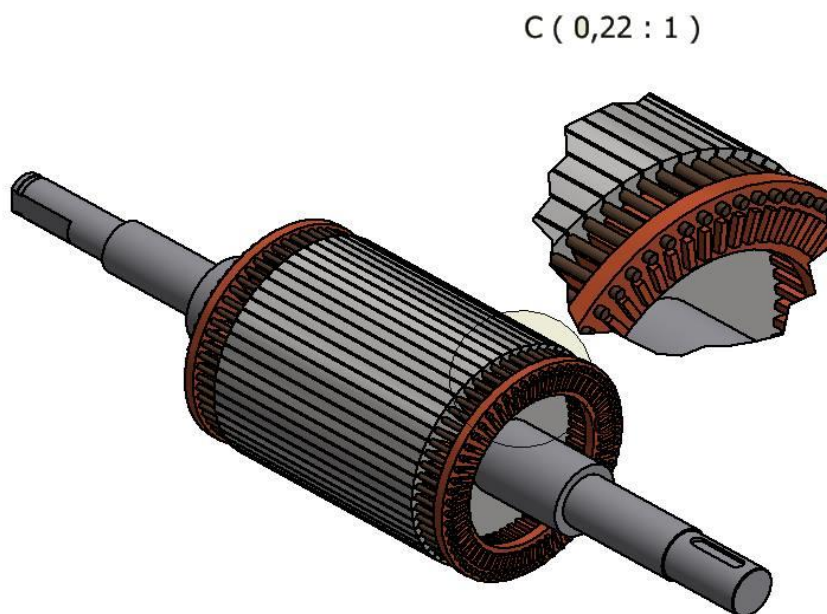
#### 1.4. MODEL SILNIKA DWUKŁATKOWEGO

Uzwojenie klatki wirnika dzielimy na klatkę rozruchową (zewnętrzną) oraz klatkę pracy (wewnętrzna).

Do budowy klatki rozruchowej stosujemy materiały o dużej rezystywności i małej reaktancji rozproszenia zaś na klatkę wewnętrzną przeciwnie. W silniku dwukłatkowym nie występuje zjawisko wypierania prądu, lecz do zmniejszenia prądów rozruchowych wykorzystujemy zjawisko zmiany indukcyjności rozproszenia. Zyskujemy dzięki niemu regulację impedancji klatek samoczynnie przy zmianie prędkości wirowania. Zaoszczędzamy jednocześnie na urządzeniach pomocniczych do rozruchu, ponieważ możemy zastosować rozruch bezpośredni dzięki tej konstrukcji.



Rys. 5. Przekrój  $\frac{1}{4}$  wirnika silnika indukcyjnego dwuklatkowego  
 Fig. 5. Section  $\frac{1}{4}$  rotor with double squirrel cage motor



Rys. 6. Zbliżenie na szczegół wirnika silnika indukcyjnego dwuklatkowego  
 Fig. 6. Zoom on detail rotor with double squirrel cage motor

Przy dużych poślizgach o rozplywie prądu w klatkach decyduje ich reaktancja rozproszenia, lecz przy poślizgach równych bądź bliskich zera w rozplywach prądu decydująca rolę odgrywa rezystancja klatek. W zakresach małych poślizgów możemy przyjąć że prąd rozplywa się na klatki odwrotnie proporcjonalnie do ich impedancji wtedy silnik dwuklatkowy wykazuje własności podobne do głębokożłobkowego. Ponieważ przy dużej częstotliwości siły elektromotorycznej wirnika prąd płynący w klatce pracy jest zdecydowanie większy niż w klatce rozruchowej.

Zależnie od mocy i charakteru rozruchów maszyny stosujemy dwa rodzaje pierścieni zwierających. Do mocy ok 150 kW i lekkich rozruchów możemy zastosować jeden pierścień zwierający dla dwóch klatek. Dla maszyn nawrotnych, o ciężkim rozruchu oraz mocy powyżej 150kW klatki powinny zostać rozdzielone.

## 2. PARAMETRY WYZYSKANIA MATERIAŁÓW CZYNNYCH

### 2.1. OKŁAD PRĄDOWY

Wyzyskanie obwodów elektrycznych zależy od wartości okładu prądowego. W większych maszynach stosuje się większy okład prądu. Średnie liniowe obciążenie prądowe na obwodzie rdzenia (okład prądowy) oblicza się ze wzoru:

$$A_S = \frac{m_S 2N_S I_S}{\pi d_S} \quad (1)$$

przy czym  $A_S$  w  $\left[\frac{A}{m}\right]$ .

Zakres wartości liniowego obciążenia jest duży i sięga do wartości  $150 \cdot 10^3 \left[\frac{A}{m}\right]$  w maszynach o największej mocy. W miarę rozwoju materiałów elektroizolacyjnych o wyższych klasach odporności cieplnej, materiałów magnetycznych o małej stratności oraz doskonalenia układów odprowadzania ciepła stosuje się coraz większe obciążenia prądowe.

### 2.2. GĘSTOŚĆ PRĄDOWA

O nagraniu maszyny decyduje gęstość prądu w uzwojeniu twornika. Gęstość prądu w uzwojeniu może być tym większa, im skuteczniej jest ono chłodzone oraz im większa przewodność cieplna uzwojenia w stosunku do gęstości strat mocy i im większy dopuszczalny przyrost temperatury tej części maszyny. Dla zaprojektowania żłobków stojana należy ustalić przede wszystkim wielkość i kształt przekroju drutu nawojowego i rodzaj jego izolacji. Przekrój przewodu musi być dostosowany do prądu, jaki ma przez niego przepływać nagrzewając go do temperatury zbliżonej do dopuszczalnej dla zastosowanych materiałów izolacyjnych. Dlatego posługujemy się wartością gęstości prądu w przekroju przewodu:

$$j = \frac{I}{S} \quad (2)$$

przy czym  $j$  w  $\left[\frac{A}{m^2}\right]$ .



Duże gęstości mocy stosuje się w maszynach małej mocy, niskiego napięcia, przeznaczonych do pracy dorywczej. Ponieważ w większych maszynach stosuje się większy okład prądu, więc gęstość prądu powinna być mniejsza.

### 2.3. INDUKCJA W SZCZELINIE POWIETRZNEJ

Wyzyskanie obwodu magnetycznego zależy od wartości indukcji magnetycznej w szczeliny powietrznej. Szczelina robocza czyli szczelina między stojanem a wirnikiem ma zasadniczy wpływ na właściwości ruchowe maszyny. Wraz ze zwiększaniem szczeliny otrzymujemy:

- Pogarszające się wartości:
  - zwiększający się prąd biegu jałowego
  - zmniejszający się współczynnik mocy
  - zwiększający się prąd rozruchowy
  
- Polepszające się wartości:
  - zmniejszający się czas rozruchu
  - nieznacznie zwiększający się elektromagnetyczny moment rozruchowy, przeciążalność momentem obrotowym
  - nieznacznie zwiększająca się przeciążalność momentem obrotowym
  - zmniejszenie dodatkowych strat mocy oraz momentów obrotowych pasożytniczych

Wewnętrzna powierzchnia stojana maszyny trójfazowej jak i wirnik ma kształt cylindryczny, tak więc szczelina powietrzna na obwodzie wirnika jest równomierna. Dla równomiernej szczeliny powietrznej przewodność obwodu magnetycznego w obwodzie wirnika jest taka sama i nie trzeba rozpatrywać odrębnych warunków magnetycznych w osi podłużnej i poprzecznej. W maszynach indukcyjnych szczelina przywirnikowa (powietrzna) to element o największej reluktancji na drodze strumienia magnetycznego. Dlatego grubość szczeliny powietrznej między rdzeniem stojana i wirnika powinna być możliwie jak najmniejsza, jaka jest dopuszczalna ze względów mechanicznych (skutek rozszerzalności cieplnej, obróbki i montażu). Dzięki temu uzyskuje się ograniczenie prądu magnesującego oraz polepszenie współczynnika mocy maszyny.

Szczelinę można oszacować ze wzoru:

$$\delta = c^3 \sqrt{\frac{d_s^2 l_s f}{2p \cdot 50}} \quad (3)$$

gdzie:

$d_s, l_s$  – średnica wewnętrzna i długość rdzenia stojana [m],

$p$  – liczba par biegunów,

$f$  – częstotliwość [Hz],

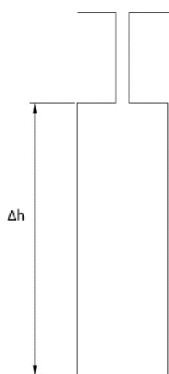
$c$  – współczynnik równy  $0,005 \div 0,006$ .

Nawet w maszynach bardzo dużej mocy szczelina powietrzna nie przekracza na ogół 2 mm, mimo to wartość prądu magnesującego w maszynie indukcyjnej jest większa od prądu magnesującego w transformatorze. Dzieje się tak dlatego, że maszyna indukcyjna ma szczelinę, większą niż transformator.

### 3. PREZENTACJA I OPIS OBLICZEŃ ZA POMOCĄ PROGRAMU MAXWELL

#### 3.1. SILNIK GŁĘBOKOŻŁOBKOWY

Jak widzimy w załączonej tabeli zwiększenie wysokości żłobka wpływa korzystnie na wzrost momentu obrotowego (także w trakcie rozruchu). Przy wzroście wysokości żłobka wykorzystane zostało wcześniej wspomniane zjawisko wypierania prądu w prętach. Mimo wzrostu strat w uzwojeniach uzyskaliśmy większą sprawność silnika.

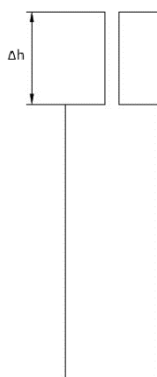


Rys. 7. Ilustracja zmian wysokości żłobka  
Fig. 7. Illustration change heights of bar

Zmniejszenie wysokości przesmyku jest korzystne z punktu widzenia momentu obrotowego znamionowego jak i rozruchowego. Ponieważ przy niższej wartości prądu otrzymujemy wzrost wartości dobroci rozruchu.

Tabela 2. Zestawienie obliczeń w zależności od wysokości żłobka  
 Table 2. Summary table computation depending on heights of bar

Wysokość [mm]	$\eta$ [%]	$\cos\varphi$ [-]	$T_r$ [-]	$I_r$ [-]
30	0,972	0,88	1,585	0,987
40	0,974	0,87	1,601	0,995
50	0,974	0,86	1,598	1,013
60	0,974	0,85	1,597	1,022
70	0,974	0,82	1,600	1,045



Rys. 8. Ilustracja zmian wysokości przesmyku  
 Fig. 8. Illustration change heights of bar lease

Tabela 3. Zestawienie obliczeń w zależności od wysokości przesmyku  
 Table 3. Summary table computation depending on heights of bar

Wysokość [mm]	$\eta$ [%]	$\cos\varphi$ [-]	$T_r$ [-]	$I_r$ [-]
2	0,972	0,86	1,704	1,022
3	0,974	0,85	1,597	1,024
4	0,975	0,84	1,500	1,028
5	0,976	0,83	1,409	1,029
6	0,976	0,82	1,323	1,030
7	0,976	0,82	1,244	1,038
8	0,976	0,81	1,171	1,053
9	0,976	0,80	1,103	1,069

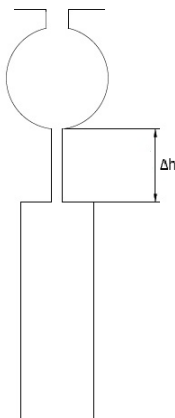
## 3.2. SILNIK DWUKLATKOWY

Obliczenia przeprowadzone ze względu na konduktywność materiału uzwojeń wirnika.

Tabela 4. Zestawienie obliczeń w zależności od przewodności materiału prętów  
Table 4. Summary table of depending conductance bar materials

Konduktywność mosiądzu [MS/m]	$\eta$ [%]	$\cos\varphi$ [-]	$T_r$ [-]	$I_r$ [-]
6,0	0,973	0,78	2,463	1,132
7,5	0,973	0,78	2,508	1,125
12	0,973	0,78	2,339	1,106
15	0,973	0,78	2,156	1,099

Najkorzystniejszym wyborem materiału był mosiądz o wartości 6 MS/m. Materiał ten ma ponad dwa razy większą wytrzymałość na rozrywanie niż miedź, co jest korzystnym parametrem konstrukcyjnym wpływającym na trwałość konstrukcji wirnika.



Rys. 9. Ilustracja zmian wysokości szczeliny pomiędzy klatkami  
Fig. 9. Illustration change the heights of the slot between cages

Tabela 5. Zestawienie obliczeń w zależności od wysokości szczeliny między klatkami  
 Table 5. Summary table computation depending on heights slot between cages

Wysokość szczeliny [mm]	$\eta$ [%]	$\cos\varphi$ [-]	$T_r$ [-]	$I_r$ [-]
2	0,974	0,82	2,029	1,044
3	0,973	0,81	2,138	1,052
4	0,973	0,80	2,246	1,070
5	0,973	0,79	2,353	1,100
6	0,973	0,78	2,462	1,132

Jak widzimy w powyższych tabelach dobroć rozruchu silnika dwuklatkowego jest większa w porównaniu do silnika głębokożłobkowego, niestety wielkość strat i sprawność przemawiają na korzyść silnika głębokożłobkowego.

#### 4. PODSUMOWANIE

Podsumowując zalety silników klatkowych głębokożłobkowych:

- Prosta budowa
- Niższa cena
- Silnik klatkowy jest dużo tańszy od pierścieniowego: odejmując kolejno koszty rozrusznika - mniej więcej o 20% - 30%
- koszty utrzymania ruchu
- części zużywające się, jak pierścienie czy szczotki
- uzwojenie klatkowe jest w mniejszym stopniu narażone na uszkodzenia należy również pamiętać o włączaniu do zastosowania różnego rodzaju urządzeń samoczynnych, redukujących koszty obsługi.
- ostatecznie dla warunków pracy w atmosferze gazów łatwopalnych silnik klatkowy jest niezastąpiony wskutek braku części iskrzących.
- jak widzimy program Maxwell umożliwia nam wykonanie bardzo dokładnych obliczeń silnika, co znacznie ogranicza nakład pracy projektanta silnika.

Calculations have been carried out using resources provided by Wrocław Centre for Networking and Supercomputing (<http://wcss.pl>), grant No. 400.

## LITERATURA

- [1] DĄBROWSKI M., *Projektowanie maszyn elektrycznych prądu przemiennego*, Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, Warszawa 1994.
- [2] SHOEEP K., *Podstawowe elementy projektowania maszyn elektrycznych*, Oficyna wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1991.
- [3] ŻYCZYŃSKI W/, *Zasady projektowania maszyn elektrycznych*, Wydawnictwo Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1986.
- [4] LATEK W., *Maszyny elektryczne w pytaniach i odpowiedziach*, Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, Warszawa 1987.
- [5] LATEK W., *Teoria maszyn elektrycznych*, Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, Warszawa 1987.
- [6] PLAMITZER A., *Maszyny elektryczne*, Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, Warszawa 1987

EXPLANATION PROJECT OF HIGH-POWER INDUCTION MOTOR  
WITH TWO TYPES OF ROTOR: DEEP BAR SQUIRREL CAGE  
AND DOUBLE SQUIRREL CAGE

This article presents two models of cage induction motors: deep bar squirrel cage motor and double squirrel cage motor. Elaborated motors have the same parameters and the main dimensions, but differ solution to the cage rotor. Putting together the properties of the two engine models we will discuss solutions that lead to an increase in the starting torque and inrush current limit. Thanks to the design calculations we will prove the validity of the assumptions made, and we will develop a variant that has good working conditions.

Tomasz DEMIDOWICZ\*

## **SIL – ZASTOSOWANIE NA ELEKTROWNIACH KONWENCJONALNYCH**

Zagadnienie obejmuje kwestie poziomów nienaruszalności bezpieczeństwa, ich zastosowanie w elektrowniach oraz wymagania, które muszą spełniać, jak również sposoby i zasady tworzenia poziomów SIL. Przykłady w jaki sposób podnosimy poziomy bezpieczeństwa w układach elektrycznych, mechanicznych i systemowych. W opracowaniu zawarte są tylko podstawowe sposoby podwyższania bezpieczeństwa. Należy pamiętać, że takich sposobów jest wiele i często są one dopasowywane w celu rozwiązania indywidualnych potrzeb.

### 1. POZIOMY NIENARUSZALNOŚCI BEZPIECZEŃSTWA

#### 1.1. DOPUSZCZALNOŚĆ RYZYKA

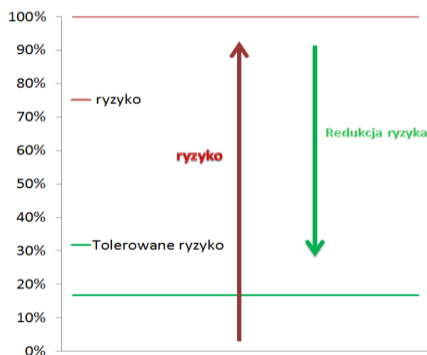
Ryzyko jest to wieloznaczne pojęcie. W instalacjach elektrycznych istnieje zawsze ryzyko awarii. Do analizy dopuszczalności ryzyka musimy rozważyć wiele aspektów. Pierwszym aspektem jest ryzyko zagrożenia dla życia ludzkiego – w jakim stopniu dana awaria może doprowadzić do skutków śmiertelnych. Następną kwestią są konsekwencje ekonomiczne. Trzeba zwrócić uwagę na fakt, iż większość awarii choćby tylko jednej z wielu instalacji na elektrowni, może przyczynić się do konieczności wyłączenia bloku. Niesie to za sobą duże straty finansowe, w przypadku wielkich bloków zagraża stabilności całego systemu energetycznego. Współczynnik redukcji ryzyka RRF, opisany zależnością (1), określa częstotliwość wypadków bez ochrony do częstotliwości tolerowanych wypadków, jaka jest dopuszczalna w danym kraju, czy na danym obiekcie, co jest równym odwrotności średniego prawdopodobieństwa wystąpienia niebezpiecznego uszkodzenia w przeciągu godziny.

$$RRF = \frac{\text{Częstotliwość wypadków bez ochrony}}{\text{Częstotliwość tolerowanych wypadków}} = \frac{1}{PVD_{avg}} \quad (1)$$

---

\* Politechnika Wroclawska, Wydział Elektryczny, tomek.demidowicz@gmail.com

Poglądowy wykres redukcji ryzyka pokazany jest na rysunku 1. Zależność ta określa, ile musimy zmniejszyć dane ryzyko, aby zmieścić się w dopuszczalnym limicie tolerancji ryzyka.



Rys. 1. Wykres redukcji ryzyka

## 1.2. POZIOMY BEZPIECZEŃSTWA SIL

SIL (ang. Safety Integrity Level), oznacza poziom nienaruszalności bezpieczeństwa. Jest to miara bezpieczeństwa i niezawodności układów. Określa się ją dla wszystkich rodzajów urządzeń (elektrycznych, elektronicznych i mechanicznych) jak i również dla oprogramowania. Poziomy określamy miarą liczby zadziałania w stosunku do wystąpienia jakiegś usterki, czy w przypadku oprogramowania wystąpienia błędu. Definiuje się to poprzez współczynnik THR (współczynnik tolerowanego zagrożenia). Poziomy dzielimy według dwóch typów pracy: pracy ciągłej i pracy dorywczej (zwanej często w innych opracowaniach pracą na żądanie). Tabelaryczne wartości THR do poziomów SIL pokazanych w tabeli 1 i tabeli 2 określa norma IEC 61508-1, której odpowiednikiem w Polsce jest norma PN-EN 61508-1.

Tabela 1. Tabela dla pracy ciągłej [2]

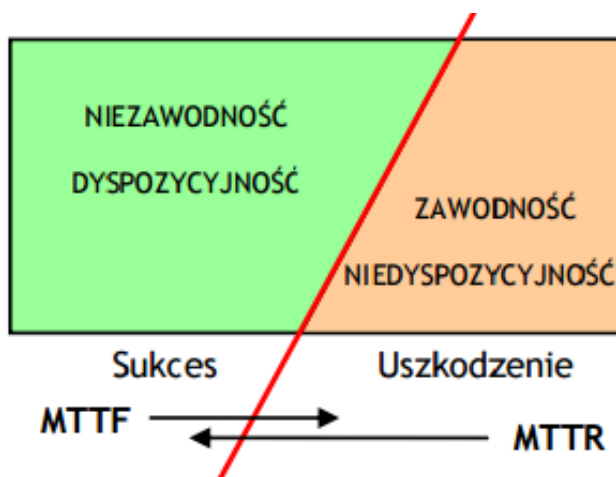
Poziom SIL	Wartość THR
4	$\geq 10^{-9} < 10^{-8}$
3	$\geq 10^{-8} < 10^{-7}$
2	$\geq 10^{-7} < 10^{-6}$
1	$\geq 10^{-6} < 10^{-5}$



Tabela 2. Tabela dla pracy dorywczej [2]

Poziom SIL	Wartość THR
4	$\geq 10^{-5} < 10^{-4}$
3	$\geq 10^{-4} < 10^{-3}$
2	$\geq 10^{-3} < 10^{-2}$
1	$\geq 10^{-2} < 10^{-1}$

Na podstawie danych z tabeli 1 i 2 można zaobserwować, że im wyższy poziom SIL, tym musi być zachowane większe bezpieczeństwo. Należy pamiętać, że poziomy są przyznawane zawsze na dany okres czasu. Nie ma dożywotniego poziomu SIL, np. jeśli mamy układ sprężarek na elektrowni i wiemy, że filtry na osuszaczu zapychają się co dwa lata, a jest spełniony współczynnik THR dla całego układu i dla tego osuszacza w ciągu dwóch lat na SIL 3, to może ten układ dostać certyfikat SIL 3 na okres dwóch lat. Po tym czasie w zaleceniach należy wyznaczyć, który element układu jest do wymiany bądź wymaga sprawdzenia. Współczynnikiem takiego działania jest MTTF jest to wskazanie średniego czasu dla prawidłowej pracy urządzenia (układu) przed uszkodzeniem w każdym trybie. Należy jednak znaleźć złoty środek pomiędzy czasem niedyspozycyjności, a czasem pracy. Taki schemat pokazany na rysunku 2, gdzie MTTR jest to średni czas naprawy uszkodzenia, czy niedyspozycyjności podczas przeglądów.

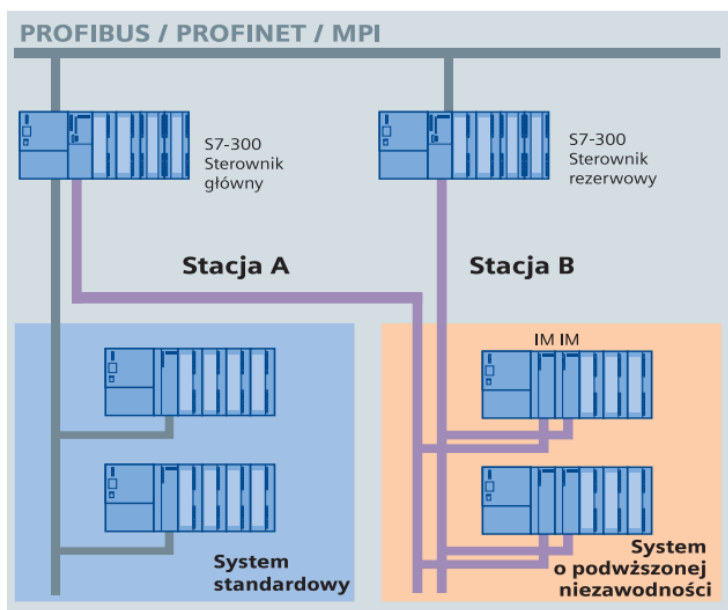


Rys. 2 Złoty środek pomiędzy niezawodnością i zawodnością [1]

## 2. METODY DLA UZYSKANIA WYŻSZEGO POZIOMU SIL NA ELEKTROWNIACH

### 2.1. PODWYŻSZANIE NIEZAWODNOŚCI POPRZEZ REDUNTACJE SIECI

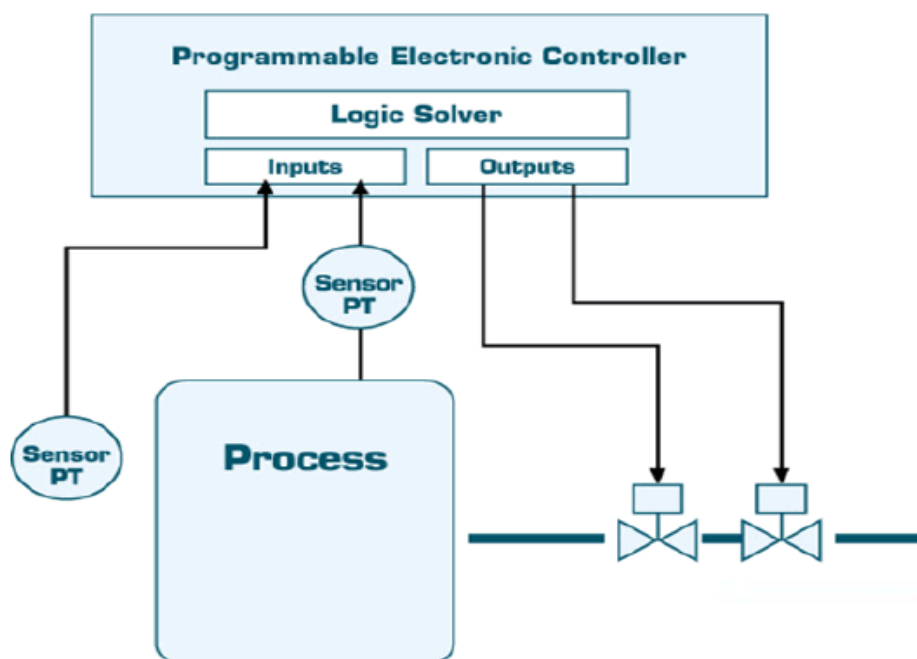
W dziedzinie automatyki na elektrowni w celu podwyższenia niezawodności systemu stosuje się redundancje sieci oraz sterowników. Przykład zilustrowany został na rysunku 3. Pokazuje on po lewej stronie zwykły system standardowy, gdzie mamy połączony sterownik S7-300 z kartą ET-200. W tej wersji awaria sterownika głównego, czy przerwanie połączenia pomiędzy sterownikiem i kartą ET-200 powoduje, że cały układ działa nieprawidłowo. Przy drugim wariantcie przecięcie kabla lub awaria jednego sterownika nie przerywa nam normalnej pracy, gdyż drugi sterownik przejmuje sterowanie nad urządzeniami. Inną opcją redundancji jest stosowanie redundantnych sterowników (np. sterownik firmy Simens S7-400H), które same w sobie posiadają wszystkie obwody podwójnie.



Rys. 3. Przykład redundancji sieci [3]

Redundancja stosowana jest nie tylko w automatyce. Ma ona również zastosowanie w elektrotechnice, gdzie stosuje się układy rezerwowego zasilania (SZR) oraz w mechanice na przykład w układzie pracy pomp, gdzie w jednym układzie wykorzystywane są dwie pompy, z których w razie awarii pompy aktualnie pracującej automatycznie załącza się

druga pompa. Przykładem układu redundancji łączący redundancję zaworów i czujników jest zilustrowany na rysunku 4 układ, gdzie pokazana jest redundancja za pomocą zaworów regulacyjnych i dwóch czujników temperatury PT. Każdy czujnik działa niezależnie. Jeżeli jeden z nich zawiedzie i będzie pokazywał przegrzanie, to wtedy system nie zakręca od razu zaworu z dopływem medium, tylko sprawdza drugi czujnik. Jeśli drugi wskazuje skrajnie inną temperaturę, wówczas w systemie wizualizacji i sterowania wyświetla się najpierw awaria czujnika. Podobna sytuacja jest przy zaworach regulacyjnych. Najpierw idzie impuls na zadziałanie jednego, jeśli krańcówka przy zaworze nie da sygnału na wyjściu, że został zamknięty/otwarty, wówczas impuls do zadziałania zostaje wysłany na drugi zawór.

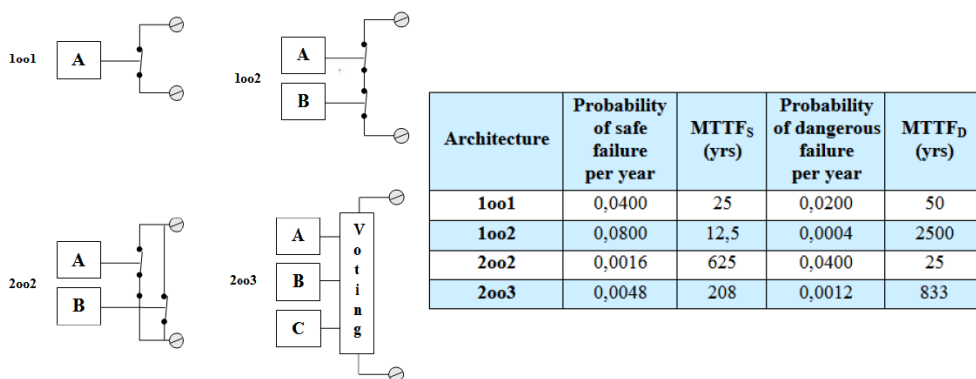


Rys. 4. Redundancja w praktyce [1]

## 2.2. STOSOWANIE ALGORYTMÓW POMIAROWYCH BĄDŹ WIĘKSZEJ ILOŚCI POMIARÓW

Kolejnym aspektem ważnym przy poziomach bezpieczeństwa jest aspekt awaryjności urządzeń pomiarowych i ich wpływ na działanie całej automatyki. System automatyki musi odróżnić awarię aparatury od awarii układu. W tym przypadku stosuje się zasadę jeden z kilku pokazaną na rysunku 4. Polega ona na tym, że unika się sytuacji, gdzie jeden pomiar sygnalizuje awarię. Stosowanie takich zasad pokazanych w tabeli znajdującej się na rysunku 5. znacznie zwiększa niezawodność sieci. W praktycznym zastosowaniu na przykład podczas pomiaru przepływu za pomocą metody zwężkowej będącą metodą pośrednią

badania ciśnienia zastosowanie zasady jednej z kilku daje możliwość jednoczesnego wykorzystania pomiaru ciśnienia jako kontroli obecności ciśnienia do algorytmu, w przypadku awarii jednego z nich system sprawdza czy ciśnienie jest na drugim czujniku i wysyła informacje do DCS, o błędnym działaniu danego czujnika, a nie wyłącza całego układu.



Rys. 5. Stosowanie zasady redundancji i powielania pomiarów [1]

### 2.3. PODWYŻSZANIE POZIOMU BEZPIECZEŃSTWA W UKŁADACH HART

Ostatnim poruszonym w tym opracowaniu sposobem podwyższania niezawodności bezpieczeństwa jest separator HART. Jak wiadomo sygnały analogowe w systemach automatyki działają w zakresie 4-20 mA. Po odpowiednich algorytmach mogą one dla każdej aparatury lub urządzenia dawać odpowiednie wartości mA. Na takiej linii najczęściej awarie zdarzają się na zasilaczach lub separatorach. W przypadku zasilaczy nie ma problemu z wykryciem awarii, ponieważ po prostu zanika napięcie. W przypadku zwykłych separatorów stwarza się problem, ponieważ sygnał może nam się zatrzymać np. na poziomie 10 mA stwarzając zagrożenie dla pracy układu. Dlatego stosuje się separatory HART, które powodują, że awaria jakiegokolwiek elementu w separatorze wywołuje od razu albo sygnał o wartości poniżej 4 mA albo powyżej 20 mA, co jednoznacznie oznacza awarię, a co za tym idzie zmniejsza niebezpieczeństwo błędnego sterowania i poważnych awarii układu.

### 3. PODSUMOWANIE

Podsumowując podstawowe informacje na temat klasyfikacji SIL należy pamiętać, że nie można po dokonaniu modernizacji części układu uzyskać certyfikatu bezpieczeństwa bez ponownego sprawdzenia całości. Ważnymi kwestiami często pomijanymi w Polsce jest okres na jaki jest uzyskany poziom bezpieczeństwa. Nie ma dożywotnych poziomów, a w przypadku np. układów pompowych certyfikat jest dawany często tylko na okres 4 miesięcy. Kolejną rzeczą jest to, że za pomocą redundancji można podnieść poziom bezpieczeństwa np. zastosowanie redundantnego oprogramowania SIL 2 i zastosowanie podwójnych czujników zwiększa nam poziom niezawodności, ale tylko dla systemu/oprogramowania na SIL 3. Warto pamiętać także o zwykłej zasadzie prawdopodobieństwa układu i ważności jej podzespołów tak jak we wzorze (2). Przykład mówi, że mamy niezawodność pompy 95%, niezawodność sterownika 99,9% i niezawodność czujnika 98%. Wic niezawodność całego układu ma tylko 93% im większy układ tym jego niezawodność jest mniejsza.

$$\gamma_{\%} = 95\% * 99,9\% * 98\% = 93,00\% \quad (2)$$

### LITERATURA

- [1] <http://www.trautomatyka.pl/>
- [2] Norma PN-EN 61508-1
- [3] Simatic Siemens s400- katalog skrócony 2007 r.

### SIL- APPLICATION FOR CONVENTIONAL POWER PLANTS

The article describes risk-reduction level issues based on an example of coal power plants. Strong emphasis have been put on SIL rules and algorithms design together with practical use of high levels of safety integrity around essential power plant sectors.

Tomasz DROZDOWSKI\*

## **ACTUAL METHODS OF INTRISTIC SAFETY CIRCUIT DESIGN IN POWER PLANT AUTOMATION**

The article describes a new approach to intrinsic safety circuit design, based on an example of power plant automation and control systems in hazardous areas. Strong emphasis have been put on safe circuit construction and internal structure, ATEX guidelines and practical use and intrinsic safe communication output systems based on HART and NAMUR output types.

### **1. INTRODUCTION**

Intrinsic safety technique is a protection system for save operation of electrical equipment located in hazardous areas. The key is to limit the energy, both thermal and electrical in order to avoid an explosion in areas with dangerous concentration of flammable gases or dust.

There are two main standard systems focusing around this matter: ATEX directive in Europe and IECEx directives in North America, where both are similar with more restrictions and warrants concentrated around ATEX, like for example the approach to mechanical devices, where ATEX takes them under consideration, while IECEx standard ignores their participation [8].

### **2.ATEX DIRECTIVE OVERVIEW**

ATEX (fr. ATmospheres EXplosives) system includes two EU directives (94/9/EC, 99/92/EC) describing equipment and work guidelines for environments with explosive atmosphere, where explosive atmosphere is defined as a mixture of dangerous substances with air in the form of gases, vapors or dust.

---

\* AMARIS TECHNOLOGIES GmbH, Spółka Z Ograniczoną Odpowiedzialnością Oddział W Polsce, ul. Bracka 25, 00-028 Warszawa, tomasz.drozdowski92@gmail.com

To distinguish all the aspects of the hazardous area that can affect any device, there has been developed ATEX code for each of them describing their parameters and properties (Fig. 1.).



Fig. 1. ATEX code [8]

1 – CE mark, 2 – ID number for certification unit, 3 – explosive atmosphere sign, 4 – surface/underground designation, 5 – category of equipment and medium, 6 – explosive protection, 7 – explosive medium subgroups, 8 – temperature class

Many of modern devices and equipment contain both ATEX and IECEx standards, so the label displays codes and informations from both schemes with some of them common and some not (Fig. 2.) [8].

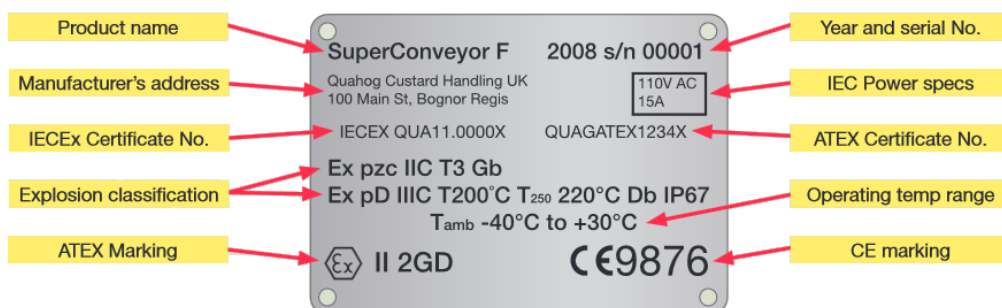


Fig. 2. Device label [8]

### 3. ATEX IN PRACTICE – HYDROGEN-COOLED GENERATORS

The use of hydrogen gas as a coolant for generators is based on its properties like: low density, high specific heat and above all the highest thermal conductivity of all gases. Therefore a hydrogen-cooled generator is significantly smaller, less expensive and can handle a bigger power, than an air-cooled type.

A comparison of these two generators has been shown on figure 3 on an example of TOPAIR and TOPGAS solutions by General Electric:

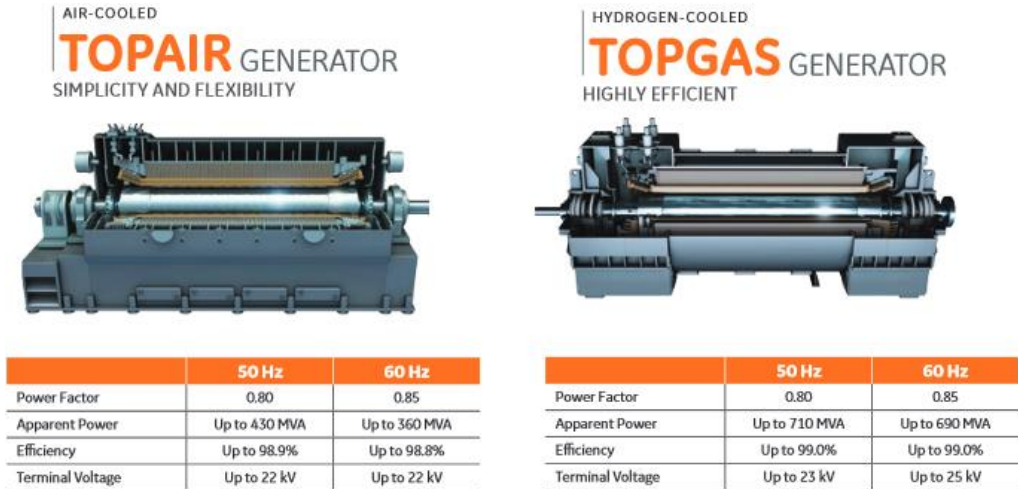


Fig. 3. TOPAIR and TOPGAS comparison [6]

Another advantage of hydrogen gas is fact, that it's easily detected by hydrogen sensors, what is an extremely important issue, since a combination of hydrogen (H<sub>2</sub>) and oxygen (O<sub>2</sub>) in proportion 4% – 75% of hydrogen in the air creates an explosive mixture, where the lower value limit is especially dangerous, since it indicates H<sub>2</sub> leakage, that can be hard to detect.

Therefore there are several systems separating these two throughout the process. First of all the hydrogen and air areas of generator are separated by an seal oil system. Second of all filling of the generator by H<sub>2</sub> has to be preceded by CO<sub>2</sub> purging process to make sure that there is no air present in the generator to interact with hydrogen.

This is why most of the generator site is classified as a place, where an explosive atmosphere is not likely to occur in normal operation. But how about emergency situations? [3, 4, 6].

#### 4. INTRISTIC SAFETY CIRCUITS

Intrinsic safety prevents the devices and any other low-voltage circuits present in hazardous area from realizing a sufficient energy to ignite volatile gases in emergency situations.

All of them consist of three main components, which are:



- field device,
- energy limiting device,
- field wiring.

Term field device refers to the intrinsically safe apparatus like thermocouples, RTD, contact, solenoid valve, transmitter. The energy-limiting device is a barrier of intrinsically safe apparatuses and the field wiring is a special data transmission cable (Fig. 4.).



Fig. 4. Field device, field wiring and energy-limiting device examples [5, 10, 13]

Energy-limiting devices play an important role in device protection. Under normal conditions it must be passive and allow the apparatus to work properly, while in fault conditions it should protect the field circuit by preventing excess voltages and currents from reaching the hazardous area (Fig. 5.).

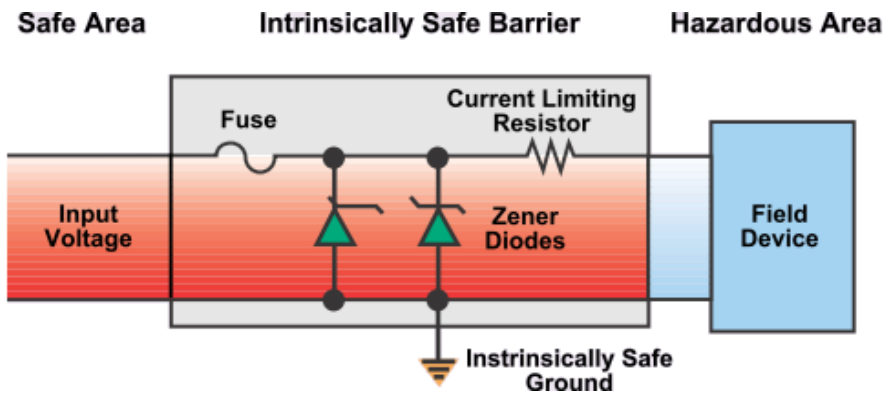


Fig. 5. Energy-limiting device construction [1]

We can distinguish three elements that limit currents and voltages:

- resistors
- zener diodes
- fuses.

The resistor is responsible for limiting the current to a specific value called short circuit current. The zener diodes (at least two to ensure complete protection) limit the voltage to a

value known as open circuit value. Eventually sometimes a galvanic isolation barrier may be used as an alternative here. The fuse is going to break the circuit in case of diode conduction, what is going to prevent them from burning and allowing the excess voltage from reaching the hazardous area [1].

## 5. ANALOG AND DIGITAL SIGNAL TRANSMISSION

The most common way for analog signal transmission is the use of 4-20 mA transmitters, that convert physical measurement such as pressure or temperature into an electrical signal, that is send, without any modifications to a control system, usually DCS. This is why 4-20 mA circuits are called analog inputs or A/I (Fig. 6.).

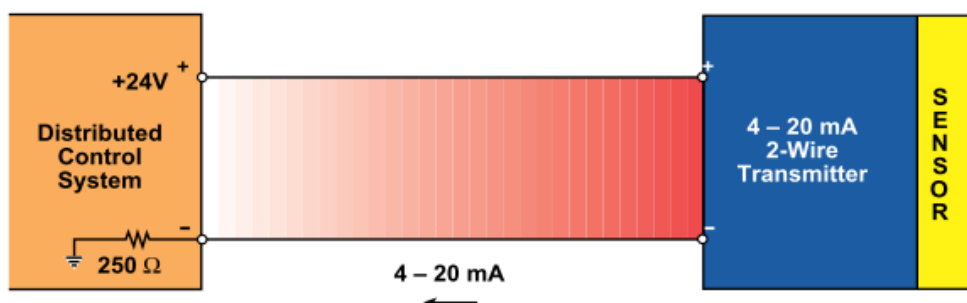


Fig. 6. Analog signal transmission example [1]

A power source in DCS solutions usually works on 24 V DC voltage. Current signals are used in order to avoid disturbances potential voltage drops, however the controller reads a voltage signal only. This is why conversion resistors are used (usually 250 ohms), that convert 4-20 mA current into voltage signals.

Digital signals gather usually around 30% of all process signals, concentrated around mechanical or reed contracts, transistors, floats, on-off actions or pushbutton switches. Switches are commonly considered as simple devices that neither generate nor store more than 25 mW and do not require intrinsically safe approach in normal situations. Nevertheless they do in situations, when they are working with intrinsically safe apparatus. To make a switch intrinsically safe it is necessary to use a switch amplifier or a safety barrier. A switch amplifier is an intrinsically safe relay solution, that can virtually handle all switching applications.

And when proximity switches, that sense the presence of objects and materials became popular, the NAMUR sensors were developed, which are 2 wire DC sensors operating at 8.2 V and switch points between 1.2 and 2.1 mA.

Digital signals transmission is usually based on HART protocol, that releases the full potential of digital system and allow to preserve the traditional 4-20 mA analogue signal (Fig. 7.)

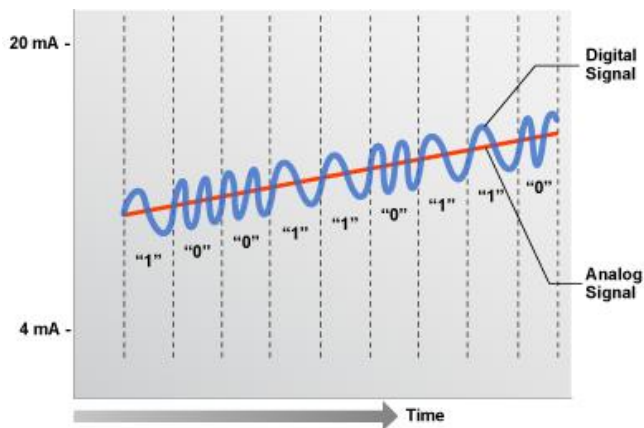


Fig. 7. Digital and analog signal transmission [7]

This enables the use of simultaneous analogue and digital operations, so that analogue signal can be connected to standard control or measurement I/O cards or modules. The digital signal at the same time is used for monitoring process variable, device status access or configuration changes implementation. The use of two of them working together provides a low-cost and complete field communication solution easy to both use and configure (Fig. 8.) [1, 2, 7].



Fig. 8. Digital and analog signal cooperation [7]

There is no doubt, that generator is a heart of power plant, since this is a unit responsible for electricity production. This is why it has to be constantly under control by TGC automation (Turbine-Governor Control) and one of the signals it gathers is a temperature of the generator slots.

The measuring solution going to be standard PT100 solution mounted in slots on both Drive End and Non Drive End side of the generator (Fig. 9.)

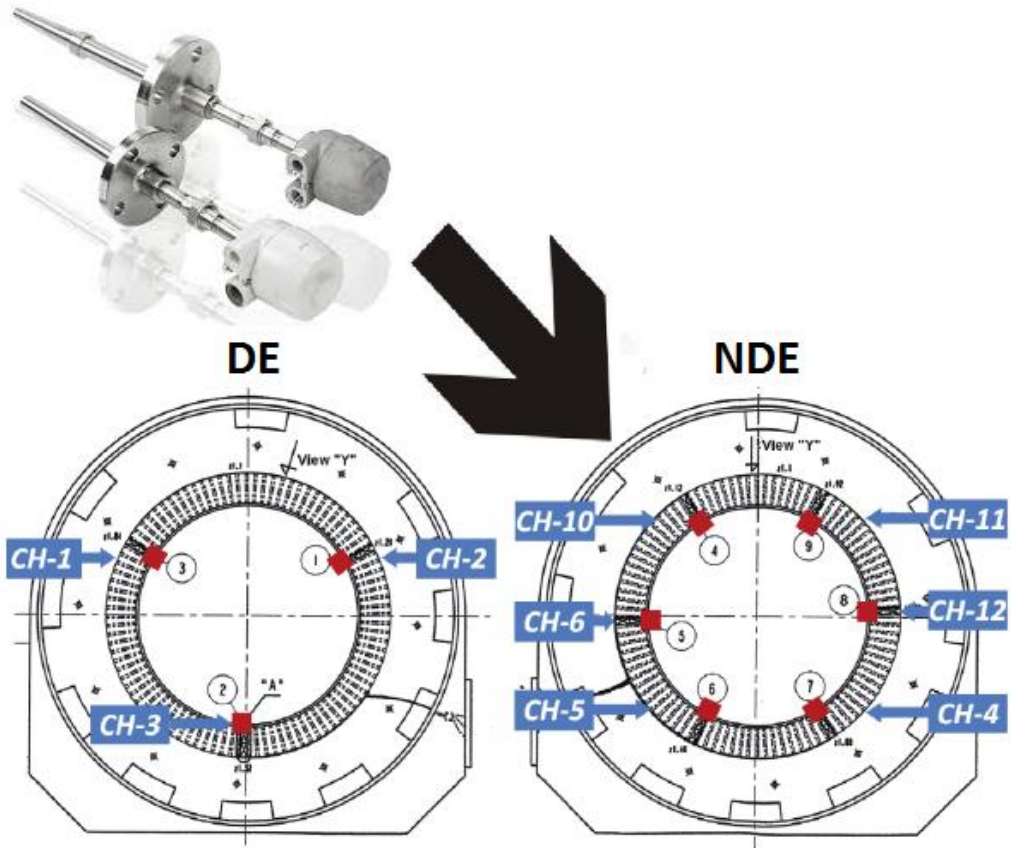


Fig. 9. Example of PT100 mounting method for generator slot temperature measurement [5, 12]

## 6. SIGNAL TRANSMISSION IN PRACTISE

There are three ways of wire configurations the sensor can be connected with further devices: two-, three- and four-wire solution, where each additional wire increases the measurement accuracy. In this particular case usually three-wire solution is sufficient enough.

Next we come to devices mounted in generator subdistributor – standard switchgear located outside hazardous area. Switchgears like this are usually located outside this area, although some other system have located an interconnection box inside the area.

PT100 is usually connected with surge arrester in order to avoid fault spread in the circuit and temperature measuring transducer in order to convert voltage signal to 4-20 mA current and power supply transmitter (Fig. 10.)



Fig. 10. Surge arrester, transmitter and power supply transmitter respectively [10, 11]

Power supply transmitter is definitely the most important out of this three, beside the fact that for slot temperature measurement they are all equally necessary (Fig. 11.).

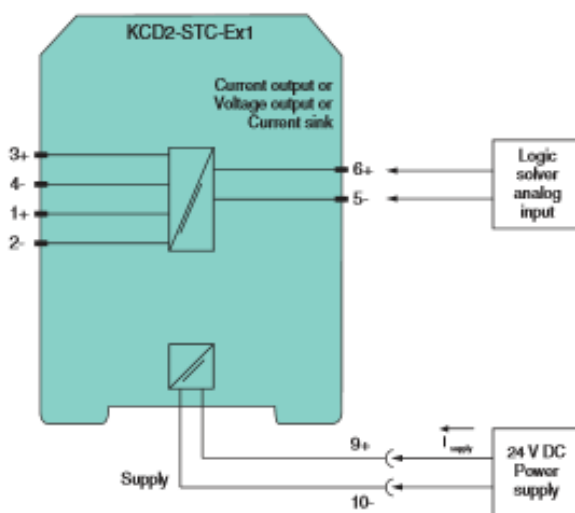


Fig. 11. KCD2-STC-Ex1 power supply transmitter example by Pepperl+Fuchs [10]

KCD2-STC-Ex1 power supply transmitter has four main functions in the system.

First of all it acts as intrinsically safe barrier. Second, together with 9 – 10 inputs it is responsible for power supply (24 V DC). Next outputs 1 – 4 are receiving the signal from the sensor / transmitter. And finally, two the most important for the power plant automation – inputs 5 – 6 send signals to the control software, in this case TGC.

Estimated budget of mentioned devices are listed in Tab. 1.

Tab. 1. Estimated budget of devices

Lp.	Function	Name	Company	Price
1.	Temperature Probe	PT100	ABB	80 USD
2.	Surge Arrester	Lit 4-24	Phoenix Contact	140 USD
3.	Temperature Transmitter	MCR-FL-TS-LP-I-EX	Phoenix Contact	430 USD
4.	Power Supply Transmitter	KCD2-STC-Ex1	Pepperel+Fuchs	75 USD
5.	TOTAL COST			725 USD

Unlike other generator unit measurements, like for example seal oil system with three redundant oil pumps, each covering 100% of oil flow, measurements concerning directly around generator are essential for the power plant, since generator trip is not an option in terms of power production costs, not to mention the price of the machine itself.

This is why even a small part of a bigger puzzle must always provide a trustworthy performance, no matter the surrounding and responsibility [3, 4, 10].

## 7. SUMMARY

The goal of the article was to present a brief introduction of power plant measurements and signal transmission issues in hazardous areas and both importance and complexity of this usually imperceptible systems in power plant energy production process.

The design team has to pay formidable attention to vast complexity of different law standards and it's modifications, as well as to assure a trustworthy support for site engineers.

Of course laws can change (even mentioned ATEX had it's latest modification coming to live April 2016), but what remains constant is the importance of a single devices for power plant functionality and human beings live and safety. And this should have a remarkable importance in all power plant considerations.

## LITERATURE

- [1] BABIARZ P., *Intrinsic Safety Circuit*, www.omega.com
- [2] BOYES W., *Instrumentation Reference Book*, Elsevier, 2010.
- [3] PAWLIK M, STRZELCZYK F., *Elektronie*, WNT, Warszawa 2015.
- [4] PLAMITZER A., *Maszyny Elektryczne*, WNT, Warszawa 1972.
- [5] www.abb.com
- [6] www.ge.com
- [7] www.hartcomm.org
- [8] www.healthandsafetywork.com
- [9] www.mtl-inst.com

- [10] [www.pepperl-fuchs.us](http://www.pepperl-fuchs.us)
- [11] [www.phoenixcontact.com](http://www.phoenixcontact.com)
- [12] [www.researchgate.net](http://www.researchgate.net)
- [13] [www.voka.com](http://www.voka.com)

## NOWOCZESNE METODY PROJEKTOWANIA OBWODÓW ISKROBEZPIECZNYCH STOSOWANYCH W AUTOMATYCE ELEKTRONNI ZAWODOWYCH

Artykuł opisuje nowoczesne podejście do problemu projektowania obwodów iskrobezpiecznych na przykładzie pomiarów automatyki elektrowni zawodowych w strefach zagrożonych wybuchem. Szczególną wagę przyłożono do wykorzystywanych w praktyce zagadnienia wewnętrznej konstrukcji obwodów pomiarowych, wytycznych dyrektywy ATEX oraz sposobie komunikacji i przesyłania sygnałów urządzeń o wyjściach typu HART i NAMUR.

Piotr GAJEWSKI\*

## **BATTERY ENERGY STORAGE FOR WIND ENERGY CONVERSION SYSTEM WITH PMSG IN STAND-ALONE MODE**

The paper presents the battery energy storage for the operation of wind energy conversion system with permanent magnet synchronous generator (PMSG) in stand-alone mode. The considered system is composed of wind turbine, PMSG, Switch Mode Rectifier (SMR), bidirectional DC/DC converter and Load Side Converter (LSC). In the control of SMR the maximum power point tracking (MPPT) algorithm has been applied. The MPPT algorithm allows obtaining the maximum power from the wind turbine. The LSC allows regulating the value of the amplitude and frequency of the load voltage. The excess energy of wind energy conversion system is stored in the battery by application of bidirectional DC/DC converter. The high efficiency and good accuracy of the considered control system has been evaluated and tested by the simulation studies.

### 1. INTRODUCTION

The stand-alone wind energy conversion system is the one of effective way to provide of the supply energy for small customers [4, 5, 9, 10]. The application of the battery energy storage system applied in stand-alone wind energy conversion can improve the efficiency of the whole system [5, 9]. The bidirectional DC/DC converter allows to storage the surplus energy in the battery, when the generated power from PMSG is higher than the required load power. In the case of low wind speeds, the demand load power can be higher than the generated power, then the battery system can supply the load and allows to maintain balanced power between generated power and required load power. The considered configuration of stand-alone wind energy conversion system with PMSG has been presented in Figure 1. The system consists of three basic converters: Switch Mode Rectifier (SMR), DC/DC Bidirectional Converter (BC) and Load Side Converter (LSC). The SMR consists of diode rectifier and DC/DC boost converter. The diode rectifier is connected to the stator of the PMSG. The diode rectifier converts AC stator voltage of PMSG to the

---

\* Wrocław University of Science and Technology, Department of Electrical Machines, Drives and Measurements, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, piotr.gajewski@pwr.edu.pl



DC voltage. Then the DC voltage of rectifier is converted by DC/DC boost converter. The DC/DC boost converter allows to control of electromagnetic torque of PMSG and allows to step up the DC voltage in case of low wind speeds.

The DC/DC buck-boost converter consists of two switch transistors  $Q_1$  and  $Q_2$ . The battery bank is connected to the DC-link through this converter. This converter allows to storage energy to the battery in the case of the surplus energy in DC-link or dissipate this energy to the load if the generated power by PMSG is less that the required by the load [5, 9].

The main function of LSC is to stabilize the amplitude of the load voltage and the voltage frequency at the load. The detailed description of mathematical model of PMSG and wind turbine model are presented in the following paper [1, 2, 3, 5, 8, 9].

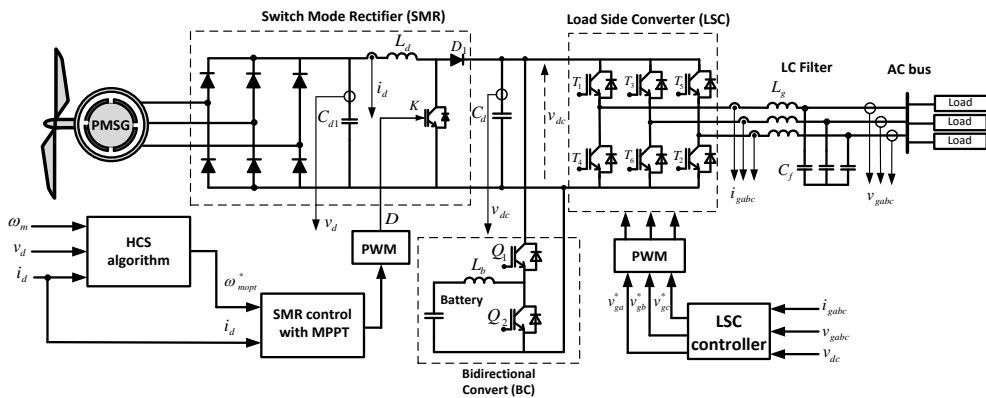


Fig. 1. Control diagram of the stand-alone wind energy conversion system with direct-driven PMSG

This paper proposes the control strategy for stand-alone wind energy system with battery energy storage system. In the control of DC/DC boost converter the Hill Climbing Search (HCS) algorithm has been applied.

## 2. CONTROL OF SWITCH MODE RECTIFIER

In the control of SMR the MPPT algorithm has been applied. This algorithm allows to obtain the maximum power from the wind. The control scheme of DC/DC boost converter has been presented in Figure 2. The control scheme consists of two control loops with PI controllers. The first control loop regulates the angular rotor speed of generator to follow the reference speed. The reference speed is obtained by application of HCS algorithm. The error signal is sent to PI speed controller. The output signal of PI speed controller determines the reference DC current of DC/DC boost converter of SMR.

Then the reference DC current  $i_d^*$  is compared with the measured DC current  $i_d$  of boost converter. The error signal is sent to PI current controller. The output signal of this controller determines the reference duty cycle  $D$  of boost converter. Then the duty cycle is sent to Pulse Width Modulator (PWM) block, which generates the control signals to the switch  $K$  of SMR.

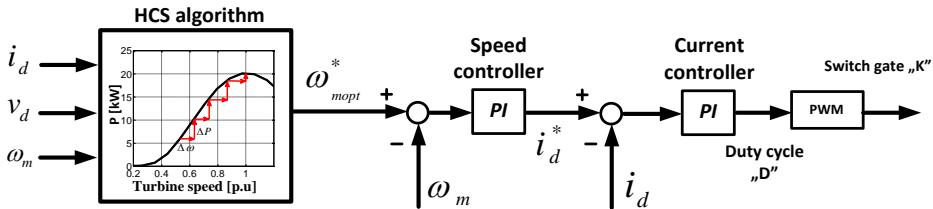


Fig. 2. The control strategy of DC/DC boost converter

In the control of DC/DC boost converter the HCS algorithm has been used. The HCS algorithm is very often applied in wind energy conversion system [1, 6, 7]. This algorithm is simple and fast and it can operate independently from wind turbine power characteristic [5, 9].

For the proper operation of the HSC algorithm, the measurement of the generated power is only required [1, 6]. In this case the required power is calculated on the base of the measured of the DC voltage  $v_d$  and the DC current  $i_d$  of DC/DC boost converter.

The principle of the operation of HCS algorithm is presented in Figure 3.

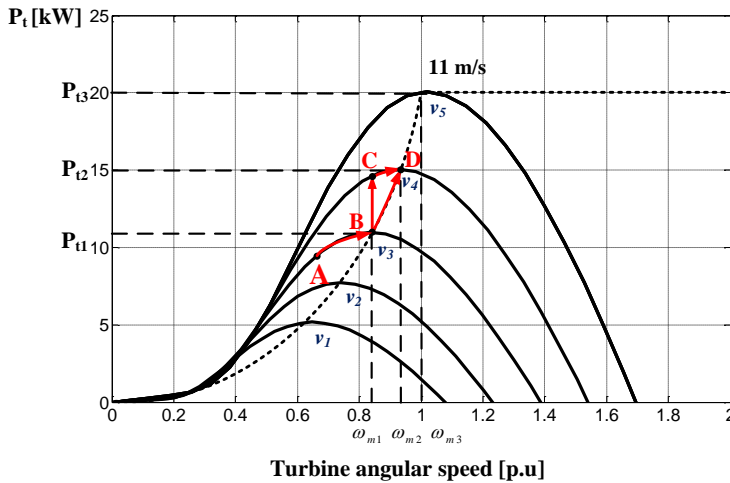


Fig. 3. The principle of HCS algorithm

The principle of HCS algorithm is based on perturbing of the turbine speeds in small steps ( $\Delta\omega_m$ ) and observing the resulting changes in turbine mechanical power. The main

problem of HSC is to determine the suitable step size. In the case of the large step size, the response of HSC will be very fast. However the large step size may cause oscillations around the maximum point of wind turbine characteristic. In the case of the small step size, the response of the algorithm will be very slow but the efficiency of operation will be improved [1, 6, 7].

As can be noticed from Figure 3 the wind turbine starts operation at point A in the wind turbine characteristic. The angular rotor speed of wind turbine will be increased and the corresponding maximum mechanical power is detected. However, if the power will be increased in comparison with that in the previous step, the search process runs in the correct direction and the angular speed will be increased. However, if the power will be decreased in comparison with that in the previous step, the search will be in the opposite direction.

The process of searching will be continued until the power slope becomes zero. The HCS will successfully stop searching in the point B. The same process of the operation will be continued even if the wind speeds will be changed at operation point B, C and D.

The flow chart of HCS algorithm has been illustrated in Figure 4.

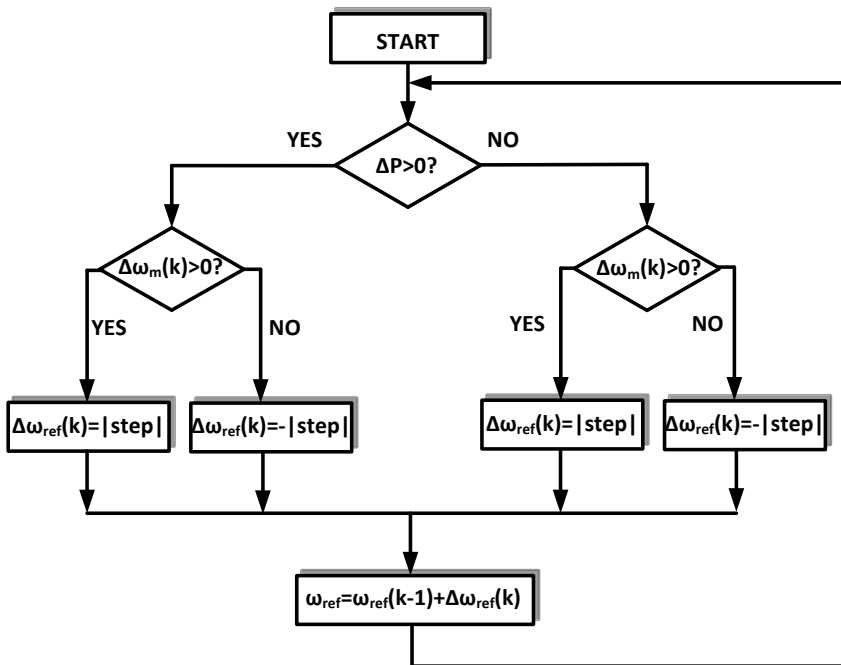


Fig. 4. The principle of HCS algorithm

In the control strategy of DC/DC boost converter, it is assumed that, the PWM switching frequency of boost converter should be high. The low switching frequency may cause the problem with tracing the maximum power curve.

### 3. CONTROL OF DC/DC BIDIRECTIONAL CONVERTER

The main function of DC/DC buck-boost converter is to stabilize the DC-link voltage and also to charge and discharge the energy from battery storage system [5, 9]. The battery storage system considered in this paper is composed of the 25 battery connected in series. The reference voltage of each battery is equal 12V, which give total about 300V. The battery back rating is assumed to equal 75Ahr [5, 9].

The control scheme of DC/DC buck-boost converter has been presented in Figure 5. The control strategy of this converter consists of two control loops with PI controllers. The outer control loop regulates the DC-link voltage  $v_{dc}^*$ . The control error is sent to PI controller, which determines the reference DC-link current  $i_{dB}^*$ .

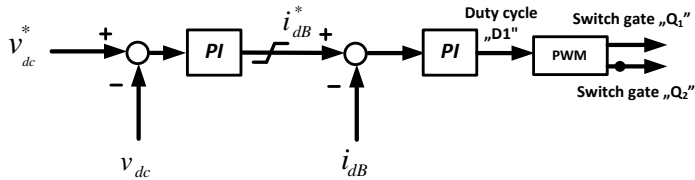


Fig. 5. The control scheme of DC/DC BC converter

The inner control loop regulates the DC-link current. The output signal determines the duty cycle D1 of converter. Then the duty cycle is sent to PWM, which generates the required switching control signals of the switches transistors  $Q_1$  and  $Q_2$ .

### 4. CONTROL OF LOAD SIDE CONVERTER

In the stand-alone wind energy conversion system the three phase resistive load is connected through LC filter to the Load Side Converter (LCS).

The main control objective of LSC is to regulate the value of the amplitude and frequency at the load voltage [4, 5]. The control scheme of LSC has been presented in Figure 6. The control scheme consists of four control loops with PI controllers.

The outer control loop regulates the amplitude of the voltage at the load. The inner control loop is dedicated to control of instantaneous reactive power. In this control system the instantaneous reactive power is set to zero in order to obtain the operation at unit power factor. The reference load currents  $i_d^*$ ,  $i_q^*$  are compared with the measured and transformed load currents  $i_d$ ,  $i_q$ . The error signals are sent to PI controllers. In order to obtain better performance of the control strategy, the compensation terms are added. The references voltages  $v_{ld}^*$ ,  $v_{lq}^*$  are transformed to the  $abc$  system and are sent to the block of PWM. The required switching signals for the LSC are generated through PWM block.



The instantaneous value of RMS load voltage has been presented in Figure 9a. It can be noticed that the average value of RMS is quite constant even if the load is changed. The waveform of the battery load current  $I_{bat}$  has been shown in Figure 9b.

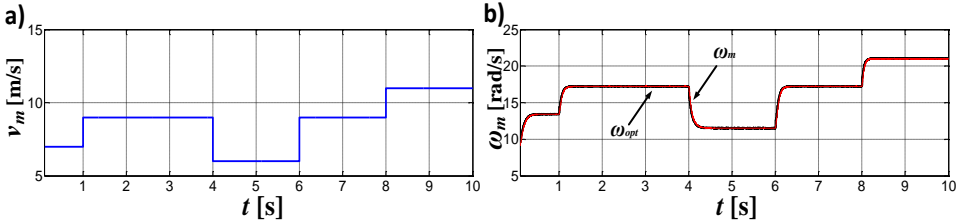


Fig. 7. Waveforms of: a) wind speed variations  $v_w$ ,  
b) reference speed  $\omega_{opt}$  and angular rotor speed  $\omega_m$  of PMSG

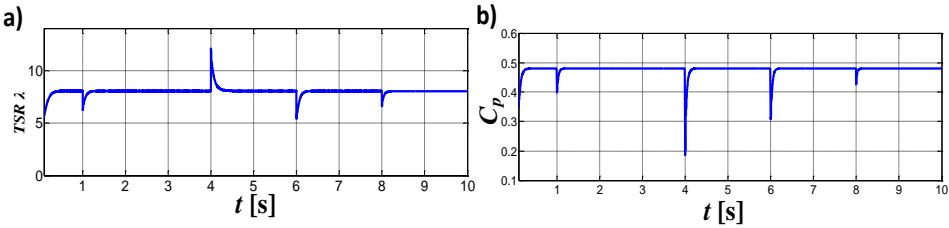


Fig. 8. Waveforms of: a) tip speed ratio  $\lambda$ , b) power coefficient  $C_p$  of wind turbine

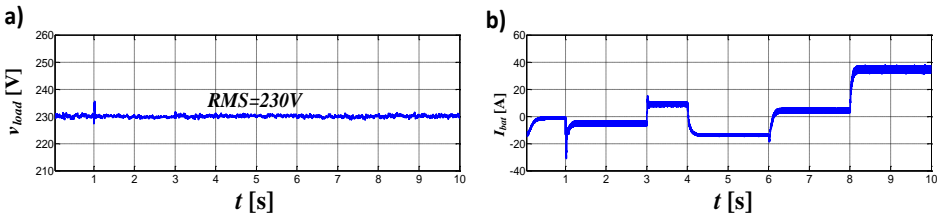


Fig. 9. Waveforms of: a) RMS voltage at load, b) battery current  $I_{bat}$

The waveform of DC-link voltage has been presented in Figure 10a. The average value of DC-link voltage is maintained at the reference value, which is assumed to be equal to 690 V. The response of the load AC current have been illustrated in Figure 10b.

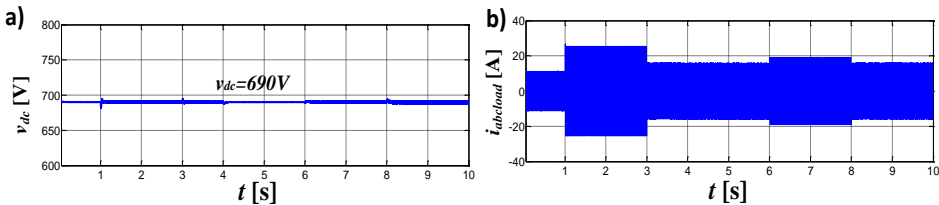


Fig. 10. Waveforms of: a) DC-link voltage  $v_{dc}$ , b) load current  $i_{abclload}$

The generated power from wind turbine system  $P_{gen}$ , power of the battery storage system  $P_{bat}$  and the power of the load  $P_{load}$  have been presented in Figure 11. It can be noticed, that in the case of low generated power  $P_{gen}$  from wind turbine system, the proper operation of battery bank can be observed. In this case the three phase load is supplied through the battery bank and converter system. The discharging of the energy in the battery bank can be observed in the time 1-3s and 4-6s. When the generated power  $P_{gen}$  is greater than the load power  $P_{load}$ , the energy will be continued storage in the battery bank.

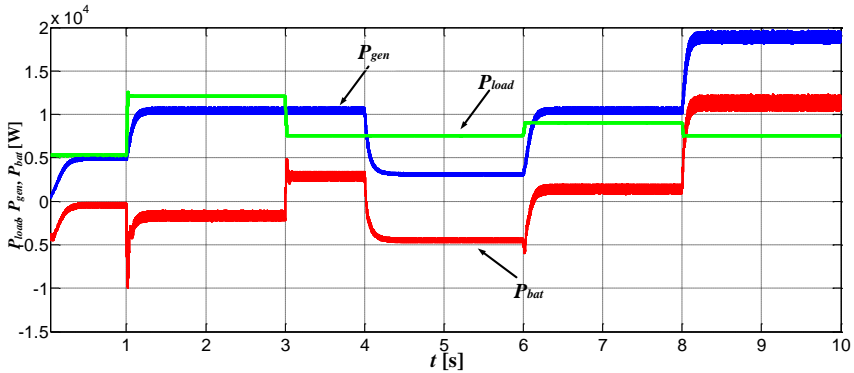


Fig. 11. Waveforms of generated power  $P_{gen}$ , load power  $P_{load}$ , battery power  $P_{bat}$

## 6. CONSLUSIONS

The control strategy for stand-alone wind energy conversion system with battery energy storage has been presented. In the control of Switch Mode Rectifier the Maximum Power Point Tracking algorithm has been applied. The application of Hill Climbing Search algorithm allows to obtain the maximum power from wind turbine. This algorithm operate independently from predefined wind turbine characteristics. The required measurement for the proper operation of this algorithm is only the information of the measure DC power of SMR.

The application the DC/DC buck-boost converter allows to storage the energy in the battery bank system in case of surplus generated power from wind turbine system. This converter also allows to supply the system in the case of low generated power from wind turbine system.

The stand-alone system is connected to the three phase load. In the control of Load Side Converter the vector control method has been applied. The Load Side Converter allows to keep the value of load voltage and the value of the frequency at the desired level. According to the simulation results, it can be stated that the proposed control technique operates with high accuracy and high efficiency.

## REFERENCES

- [1] EL-SEBAII A.M., HAMAD M.S., HELAL A.A., *A sensorless MPPT technique for a grid connected PMSG wind turbine system*, Renewable Power Generation Conference (RPG 2013), 2013, 1-6.
- [2] ERRAMI Y., MAAROUFI M., OUASSAID M., *Modeling and control strategy of PMSG based variable speed wind energy conversion system*, International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS), 1-6, 2011.
- [3] GAJEWSKI P., PIEŃKOWSKI K., *Analysis of a wind energy converter system with PMSG generator*, Czasopismo Techniczne, 2015, Elektrotechnika Zeszyt 1-E (8), 219-228, 2015.
- [4] HAQYE M.E., MUTTAQI K.M., NEGNEVITSKY M., *Control of a stand-alone variable speed wind turbine with a permanent magnet synchronous generator*, IEEE Power and Energy Society, 2008, 1-8.
- [5] HUSSEIN M.M., SENJYU T., ORABI M., WAHAB M.A.A., HAMANDA M., *Control of a stand-alone variable speed wind energy supply system*, Applied Sciences, 2013, 437-456.
- [6] LALOUNI S., REKIOUA D., IDJARENE K., TOUNZI A.M., *Comparative study between MPPT algorithm applied to wind energy conversion system*, Electrical Power & Energy Conference (EPEC), 2009, 1-6.
- [7] LI X-P., FU W-L., SHI Q-J., XU J-B., JIANG Q-Y., *A fuzzy logical control strategy for PMSG wind generation system*, Journal of Electronic Science and Technology, vol. 11, NO. 1, 2013, 72-77.
- [8] MOLINA M.G., SANCHEZ A.G., LEDE A.M.R., *Dynamic modeling of wind farms with variable-speed direct-driven PMSG wind turbines*, Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America (T&D-LA), IEEE/PES, 2010. 816-823.
- [9] SAYEEF S., MENDIS N., MUTTAQI K., PERERA S., *Enhanced Reactive Power Support of a PMSG Based Wind Turbine for a Remote Area Power System*, Universities Power Engineering Conference (AUPEC), 2010 20th Australasian, 2010, 1-8.
- [10] WU B., YONGQIANG L., NAVID Z. SAMIR K., *Power Conversion and Control of Wind Energy*, John Wiley & Sons, INP., Publication 2011.

#### ANALIZA SYSTEMU ELEKTROWNI WIATROWEJ Z GENERATOREM PMSG I UKŁADEM AKUMULACJI ENERGII

W artykule przedstawiono układ akumulacji energii przeznaczony do systemu elektrowni wiatrowej z generatorem synchronicznym o magnesach trwałych (PMSG). Rozpatrywany system składa się z: generatora PMSG, prostownika diodowego, przekształtnika DC/DC typu Boost, dwukierunkowego przekształtnika DC/DC oraz przekształtnika obciążenia. Do sterowania przekształtnika DC/DC typu Boost zastosowano algorytm śledzenia mocy maksymalnej MPPT. Ten algorytm pozwala na uzyskanie maksymalnej mocy z turbiny wiatrowej. Przekształtnik obciążenia pozwala na sterowania wartością amplitudy napięcia na obciążeniu oraz wartością częstotliwości tego napięcia. Nadmiar energii elektrycznej generowanej przez system wiatrowy została zgromadzona w układzie baterii. Wysoka wydajność i dokładność rozpatrywanego systemu zostały potwierdzone przez badania symulacyjne.



Krzysztof HABELOK\*

## **ZASTOSOWANIE NADPRZEWODNIKÓW WYSOKOTEMPERATUROWYCH W APLIKACJACH ENERGETYCZNYCH**

Rozwój technologii nadprzewodnikowych może przyczynić się do zmian w systemie elektroenergetycznym. Zastosowanie nadprzewodników wysokotemperaturowych wpływa na minimalizację strat przesyłowych, zwiększenia wydajności urządzeń oraz zwiększenia bezpieczeństwa energetycznego.

W artykule przedstawiono wyniki badań dotyczących możliwości zastosowania nadprzewodników wysokotemperaturowych w nowoczesnych urządzeniach energetycznych. W pracy dokonano krótkiego przeglądu badań prowadzonych nad nadprzewodnikowymi urządzeniami elektrycznymi.

### **1. NADPRZEWODNICTWO WYSOKOTEMPERATUROWE**

#### **1.1. WIADOMOSCI WSTĘPNE**

Mianem nadprzewodnictwa można określić stan materiału, w którym pod wpływem bardzo niskich temperatur zauważalny jest gwałtowny zanik rezystywności, dodatkowo materiały nadprzewodnikowe charakteryzują się całkowitym wypieraniem pola magnetycznego w całej objętości, zjawisko to jest opisane, jako efekt Meissnera.

Odkrycie zjawiska nadprzewodnictwa miało miejsce blisko 100 lat temu, kiedy to zaobserwowano zjawisko bardzo szybkiego zaniku rezystywności rtęci w temperaturze 4.2 K. Odkrycie to spowodowało wzrost zainteresowania zjawiskiem zarówno w obszarze materiałowym jak i technologii produkcji. Gwałtowny wzrost zainteresowania możliwościami aplikacji nadprzewodników został poprzedzony zaobserwowaniem w 1986 roku zjawiska nadprzewodnictwa w związkach tlenków metali (związki typu Ba-La-Ca-O). Odkrycie to przyczyniło się do rozwoju nadprzewodników wysokotemperaturowych, w których możliwe było zastosowanie ciekłego azotu, jako czynnika chłodzącego.

---

\* Politechnika Śląska, Katedra Energoelektroniki Napędu Elektrycznego i Robotyki, ul. B. Krzywoustego 2 Gliwice, khabelok@gmail.com

Nadprzewodniki wysokotemperaturowe (HTS) charakteryzują się większą pojemnością cieplną w stosunku do LTS, dzięki czemu są bardziej odporne na utratę właściwości nadprzewodnikowych [9], dlatego idealnie nadają się do aplikacji elektroenergetycznych. W stosunku do materiałów niskotemperaturowych materiały wysokotemperaturowe charakteryzują się większymi zakresami pól krytycznych, dodatkowo możliwość stosowania ciekłego azotu zamiast ciekłego helu przyczynia się do ograniczenia kosztów eksploatacyjnych.

## 1.2. TAŚMY NADPRZEWODNIKOWE

Wysokotemperaturowe materiały nadprzewodnikowe produkowane są na skalę przemysłową, dzięki czemu koszt produkcji urządzeń projektowanych w oparciu o materiały HTS stale spada, przez co urządzenia HTS mogą konkurować z urządzeniami konwencjonalnymi.

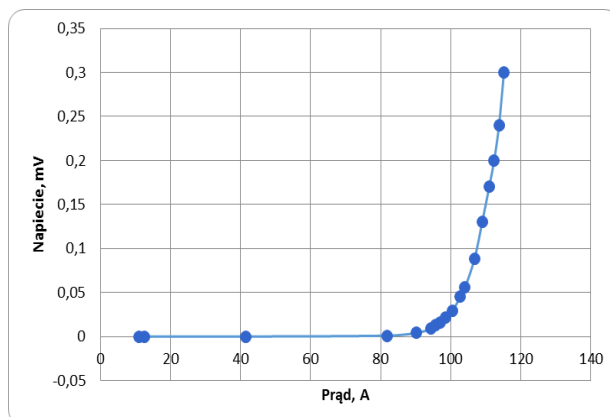
Do produkcji nadprzewodnikowych urządzeń elektroenergetycznych bardzo często wykorzystuje się taśmy HTS, które ze względu na proces produkcji oraz zastosowane materiały można podzielić na taśmy pierwszej generacji- 1G oraz drugiej generacji-2G.

Taśmy bizmutowe (1G) charakteryzują się dobrymi właściwościami mechanicznymi oraz termicznymi natomiast wadą powodującą ograniczenie zastosowania jest silna anizotropia uwarunkowana orientacją pola magnetycznego względem powierzchni taśmy oraz ograniczeniami dotyczącymi wartości zewnętrznego pól krytycznych. Bizmutowe taśmy 1G  $\text{Bi}_2\text{Sr}_2\text{Ca}_{x-1}\text{Cu}_x\text{O}_{2x+4}$  wykorzystują w swej strukturze srebrną matrycę, w której umieszczony jest materiał nadprzewodnikowy. Typowe parametry taśm 1G to: rozmiary: standardowo 4mmx0,25mm, wartość prądu krytycznego w zakresie 130-200 A, gęstość prądu większa niż 10kA/cm<sup>2</sup>. Z uwagi na dużą zawartość srebra koszt produkcji taśmy oscyluje w granicach 100-150 \$/kAm.

Wartość prądu krytycznego jest silnie uzależniona od procesu produkcji taśmy, dlatego na etapie projektowania urządzeń nadprzewodnikowych należy przeprowadzić wstępne badania. Ich celem jest określenia wartości prądu krytycznego dla taśm pracujących w polu własnym oraz zewnętrznym polu magnetycznym, które wpływa na obniżenie wartości parametrów krytycznych.

Najprostszą metodą pomiar prądu krytycznego jest metoda czterozaciskowa, w której dokonuje się pomiaru spadku napięcia na badanym odcinku taśmy. Na Rys.1 przedstawiono wyniki pomiarów dla taśmy 1G, w której wyznaczono wartość prądu krytycznego korzystając z kryterium natężenia pola elektrycznego (1μV/cm) . Wartość prądu krytycznego badanej taśmy wynosi około 115 A.

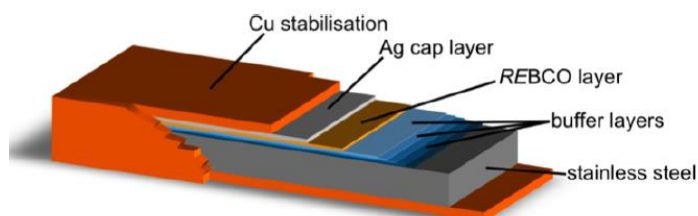
Taśmy HTS są powszechnie wykorzystywane w takich aplikacjach jak: kable elektroenergetyczne, uzwojenia transformatorów, cewki. Obecnie w wielu krajach prowadzone są zaawansowane badania z zakresu technologii produkcji taśm oraz ich maksymalnego wykorzystania w urządzeniach. Przykładem są badania dotyczące anizotropii elektromagnetycznej taśm oraz sposobów jej redukcji [1], [4], [5].



Rys. 1. Zmierzona charakterystyka prądowa taśmy 1G  
Fig. 1. Measured current characteristic of 1G tape

Odmianą strukturę i właściwości posiadają taśmy bazujące na metalach ziem rzadkich np.: YBCO. Taśma 2G jest wielowarstwowa, każda z warstw opowiada za odpowiednie właściwości: dobre parametry elektryczne- podłoże, poprawę właściwości mechanicznych- stabilizatory oraz warstwy nadprzewodzącej. Jako substrat stosowany jest stop niklu, na który kolejno nakładane są warstwy buforowe o grubości rzędu  $1e-8$  m. Standardowa grubość warstwy nadprzewodzącej wynosi  $1\ \mu\text{m}$ . Zewnętrzna warstwa srebra jest stosowana w celu zapobiegania degradacji warstw nadprzewodnikowych pod wpływem warunków środowiskowych. Dla zwiększenia stabilizacji taśmę powleka się warstwą miedzi. W porównaniu z taśmami 1G taśmy 2G cechują się mniejszą anizotropią oraz możliwością pracy w aplikacjach, w których indukcja magnetyczna wynosi ok 5-7 T dla 77 K. Jedną z wad taśm 2G jest skomplikowany proces produkcji (techniki IBAD lub RABiTS) oraz duży współczynnik kształtu (współczynnik grubości do szerokości warstwy HTS).

Schemat struktury taśmy 2G bez uwzględnienia wymiarów poszczególnych warstw został przedstawiony na Rys. 2.



Rys. 2. Schematyczny rysunek struktury taśmy HTS 2G [3]  
Fig. 2. Schematic illustration of the structure of a coated conductor

## 2. URZĄDZENIA NADPRZEWODNIKOWE

Aplikacje, w których zastosowanie nadprzewodników wysokotemperaturowych może przyczynić się do zwiększenia efektywności współczesnego systemu elektroenergetycznego można podzielić na dwie grupy [6].

Pierwszą z nich są urządzenia, w których tradycyjne uzwojenia, przewodniki wymienia się na materiały nadprzewodnikowe. Do grupy tej można zaliczyć kable nadprzewodnikowe, silniki bądź transformatory HTS.

Drugą klasę stanowią urządzenia, w których wykorzystuje się specjalne właściwości nadprzewodników, niewystępujące w standardowych materiałach przewodnikowych. Do tej grupy zaliczają się nadprzewodnikowe ograniczniki prądu oraz nadprzewodnikowe magazyny energii SMES.

W kolejnych podrozdziałach zostaną krótko scharakteryzowane wybrane urządzenia elektroenergetyczne, zbudowane w oparciu o nadprzewodniki HTS.

### 2.1. KABLE ENERGETYCZNE

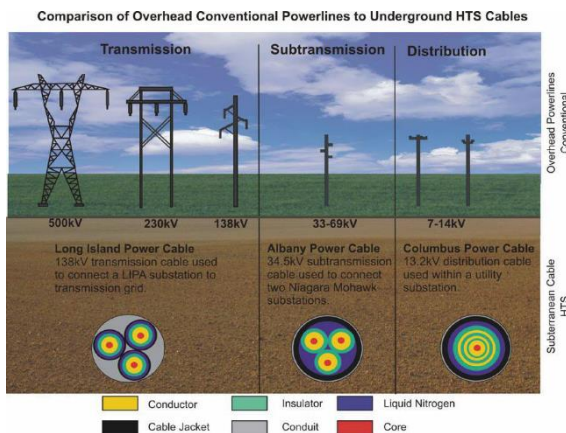
Zwiększone zapotrzebowanie na energię elektryczną wymaga inwestycji w linie energetyczne, które ze względów konstrukcyjnych posiadają pewne ograniczenia co do możliwości przesyłu energii elektrycznej. Idealnym rozwiązaniem dla nowoczesnych systemów elektroenergetycznych jest zastąpienie tradycyjnych linii przesyłowych liniami nadprzewodnikowymi. Kable nadprzewodnikowe umożliwiają przesłanie od 5 do 10 razy więcej energii niż konwencjonalne odpowiedniki. Dodatkową korzyścią wynikającą z zastosowania kabli HTS jest redukcja przestrzeni potrzebnej do poprowadzenia linii.

Na Rys.3 zestawiono porównanie linii przesyłowych wykonanych z konwencjonalnych materiałów oraz ich odpowiedniki wykonane w technologii HTS. Zastosowanie linii przesyłowych opartych o technologie HTS pozwala na ochronę środowiska naturalnego wzdłuż linii przesyłowych, dodatkowo kable HTS ułożone w ziemi nie są narażone na oddziaływanie czynników zewnętrznych, przez co wzrasta teoretyczna niezawodność linii.

W skład złożonej struktury kabli HTS wchodzi między innymi izolacja termiczna, izolacja elektryczna, taśma nadprzewodząca. Całość znajduje się w obudowie umożliwiającej przepływ czynnika chłodzącego. Jednym z miejsc, gdzie zastosowano kable HTS w rzeczywistym systemie elektroenergetycznym jest Essen, gdzie w ramach projektu AMACITY nowoczesny kabel nadprzewodnikowy o napięciu znamionowym pracy 10 kV podłączony jest do działającego systemu elektroenergetycznego i zastępuje odcinek linii konwencjonalnych 110 kV. Kabel HTS umożliwia przesyłanie energii elektrycznej o napięciu dziesięciokrotnie niższym niż w przypadku tradycyjnych kabli, umożliwia zredukowanie liczby transformatorów.

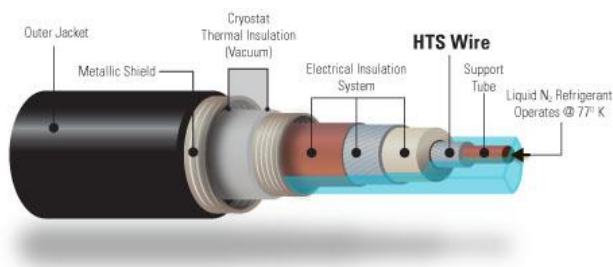
Kable HTS można sklasyfikować ze względu na pozycję dielektryka w strukturze kabla. Wyróżnia się kable z „zimnym” dielektrykiem oraz z „ciepłym” dielektrykiem. Na Rys. 4

przedstawiono strukturę kabla HTS z „zimnym” dielektrykiem, w którym izolacja elektryczna znajduje się w ciekłym azocie.



Rys. 3. Porównanie linii kablowych i kabli HTS [7]  
Fig. 3. Comparison of overhead power lines to HTS cable [7],

### Typical HTS Cable Structure



Rys. 4. Struktura kabla HTS [8]  
Fig. 4. Schematic illustration of the structure of a HTS cable[10]

## 2.2. TRANSFORMATORY NADPRZEWODNIKOWE

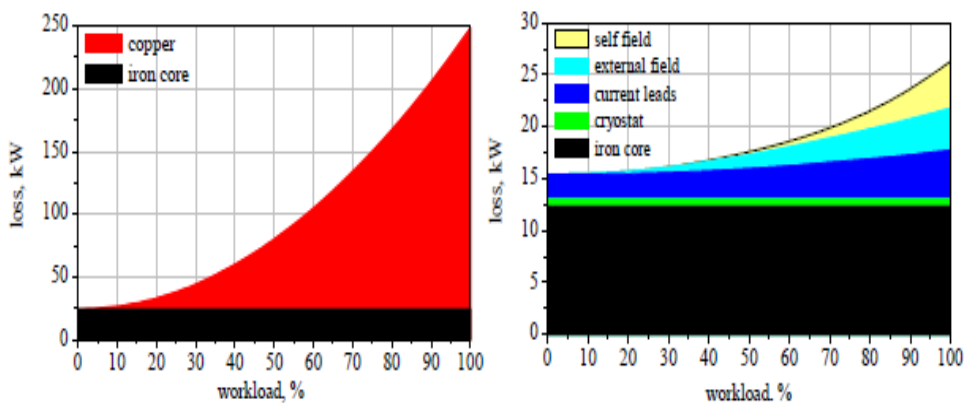
Kolejnym urządzeniem z pierwszej grupy, w którym możliwa jest implementacja nadprzewodników wysokotemperaturowych są transformatory. Prowadzone badania naukowe dotyczą zarówno transformatorów energetycznych, toroidalnych jak i transformatorów ograniczających prądy zwarcia.

Zastosowanie nadprzewodnikowych uzwojeń w transformatorach pozwala na zmniejszenie strat w uzwojeniach, które w tradycyjnym transformatorze mogą wynosić nawet 80%. Do zalet wynikających z zastosowania transformatorów HTS można zaliczyć:

ograniczenie strat Joule'a, odporność na zwarcia, eliminacja oleju jako czynnika chłodzącego oraz zmniejszenie masy i gabarytów.

Technologia nadprzewodnikowa może być wykorzystywana w maszynach wirujących, gdzie dzięki właściwościom nadprzewodników uzyskuje się maszyny o identycznych parametrach mechanicznych oraz mniejszych gabarytach. Dodatkowo generatory HTS cechują się dużą gęstością mocy, dużą sprawnością przy częściowym obciążeniu strumienia, możliwością pracy przy bardzo małych kątach obciążenia dzięki stosunkowo niskiej reaktancji synchronicznej oraz najważniejszą z punktu widzenia jakości energii elektrycznej - wytwarzaniem napięć o bardzo małej zawartości harmonicznym wyższych rzędów.

W celu porównania konwencjonalnego transformatora energetycznego z nadprzewodnikowym odpowiednikiem przedstawiono na Rys.5 wyniki prac [2], w których dokonano porównania strat mocy dla dwóch typów transformatorów. Moc transformatora wynosiła 63 MVA, napięcie strony pierwotnej 21 kV, wtórnej 9,09 kV. Straty transformatorów HTS są pięciokrotnie mniejsze niż transformatorów konwencjonalnych. W transformatorze HTS 80% w rdzeniu, 16% w układzie chłodzącym, 4% na przewodnictwo cieplne i połączenie. Główne straty pochodzą od rdzenia. W porównaniu z transformatorem tradycyjnym straty całkowite są około 8 razy mniejsze.



Rys. 5. Porównanie strat mocy transformatorach, konwencjonalnym i HTS [2]

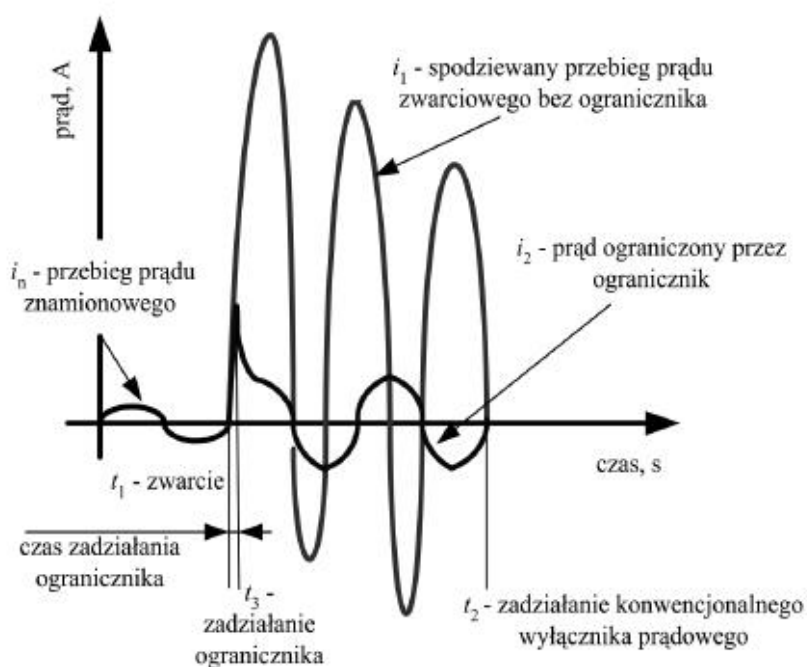
Fig. 5. Comparison of losses in conventional and HTS transformer [2]

### 2.3. NADPRZEWODNIKOWE OGRANICZNIKI PRĄDU

W drugiej grupie urządzeń HTS, które wykorzystywane są w elektroenergetyce są nadprzewodnikowe ograniczniki prądu zwarciegowego. Urządzenia te są niezwykle istotne z punktu widzenia stabilności systemu elektroenergetycznego, ich znaczenie wzrasta wraz ze zwiększeniem liczby rozproszonych źródeł energii elektrycznej. W wyniku zwarcia siły elektrodynamiczne osiągają maksymalną wartość w czasie 5ms. Zadaniem ogranicznika jest zwiększenie impedancji w celu zmniejszenia prądu, przy czym bardzo ważnym

aspektem jest czas w jakim ograniczenie nastąpi. Charakterystyka prądowo napięciowa nadprzewodnikowych ograniczników prądu zapewnia minimalną impedancję układu w czasie normalnej pracy oraz dużą rezystancję w momencie utraty właściwości nadprzewodzących. Przejście pomiędzy stanami trwa kilkadziesiąt milisekund, co skutecznie ogranicza wartość prądu zwarcia. Dodatkową zaletą jest automatyczny powrót do stanu nadprzewodzącego po uprzednim schłodzeniu nadprzewodnika.

Najistotniejszą cechą nadprzewodnikowych ograniczników prądu jest fakt, iż podczas normalnej pracy w obwodzie płynie prąd znamionowy mniejszy od prądu zabezpieczenia. Podczas zwarcia wartość prądu przekracza wartość prądu krytycznego, co powoduje przejście w stan rezystywny[7].



Rys. 6. Zasada działania nadprzewodnikowego ogranicznika prądu [7]

Fig. 6. Principle of operation of HTS current limiter[7]

Na rys. 6 przedstawiono porównanie działania konwencjonalnego ogranicznika prądu zwarciego oraz nadprzewodnikowego odpowiednika. Właściwości materiałów nadprzewodnikowych umożliwiają bardzo szybkie zadziałanie zabezpieczenia, co przekłada się na bezpieczeństwo sieci elektroenergetycznych. Porównując czasy zadziałania zabezpieczeń konwencjonalnych i HTS widoczne są korzyści wynikające z zastosowania materiałów wysokotemperaturowych.

### 3. PODSUMOWANIE

W ostatnich latach zauważalny jest duży rozwój technologii nadprzewodnikowej w obszarze aplikacji w energetyce. Jedną z przyczyn są programy badawcze umożliwiające testy nowoczesnych rozwiązań, dlatego największy rozwój technologii nadprzewodnikowych zauważalny jest w krajach wysokorozwiniętych.

Niemniej jednak wraz z usprawnieniem technologii wytwarzania oraz spadkiem cen produkcji materiałów HTS, możliwe jest zwiększenie zastosowania nadprzewodników wysokotemperaturowych w systemach energetycznych.

Z drugiej strony nadprzewodnictwo wysokotemperaturowe jest dziedziną nauki, w której wiele rzeczy nie zostało jeszcze szczegółowo zbadanych. Przykładem może być teoria fenomenologiczna nadprzewodnictwa, która jest potwierdzona dla nadprzewodnictwa niskotemperaturowego, ale załamuje się w przypadku wysokotemperaturowego.

W artykule przedstawiono przykłady zastosowań nadprzewodników wysokotemperaturowych, które zdaniem autora w najbliższym czasie zostaną implementowane w systemach energetycznych na większą skalę.

Zastosowanie nowych technik badawczych i ciągły rozwój w obszarze aplikacyjnego zastosowania nadprzewodników wysokotemperaturowych wykorzystanych do produkcji urządzeń mocy pozwoli na przyspieszenie wdrożenia technologii nadprzewodnikowej na skalę globalną.

### LITERATURA

- [1] AINSLIE M., *Transport AC loss in high temperature superconducting coils*, PHD Thesis King's College University of Cambridge, 2012, 1-175.
- [2] BERGER A., CHEREVATSKIY S., NOE M. and LEIBFRIED T., *Comparison of the Efficiency of Superconducting and Conventional Transformers*, Journal of Physics: Conference Series, 234:032004, 2010. 100
- [3] BARTH C., *High Temperature Superconductor Cable Concepts for Fusion Magnets*, PhD thesis, Karlsruhe Institute of Technology, 2013.
- [4] GOMORY F., KLINCOK B., *Self-field critical current of a conductor with an elliptical cross section*, Superconductor Science and Technology, nr 19, p. 732–737, 2006.
- [5] GRILLI F., SIROIS F., ZERMENO V., VOJENCIAK M., *Self-consistent Modeling of the  $I_c$  of HTS Devices: How Accurate do Models Really Need to Be?*, Applied Superconductivity, tom 24, nr 6, 2014
- [6] HASSENZ AHL W.V. et al., *Electric Power Applications of Superconductivity*, Proceedings of the IEEE, Vol. 92, No. 10, October 2004, 1655-1674
- [7] JANKOWSKI T., *Nadprzewodnikowe ograniczniki prądu*, Lublin 2012, Wydawnictwo Liber
- [8] LEE G. L., *Superconductivity Application in Power System*, Chungbuk Provincial College, Republic of Korea.
- [9] MIKSIEWICZ R., *Zastosowanie wysokotemperaturowych materiałów nadprzewodnikowych w maszynach elektrycznych i transformatorach*. W Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne Nr 71/2005, 37–45
- [10] SuperTech.INC, <http://suptech.com/>



## APPLICATION OF HTS TO ELECTRIC POWER DIVICES

The development of superconducting technology can contribute to changes in the power system

The use of high-temperature superconductors affects the minimization of transmission losses, increase the device performance and increase energy security in power system. The article presents results of research on the possibility of applying HTS in modern high-power devices. The paper a brief review of research on superconducting electrical devices in power system.

Michał JASIŃSKI\*, Tomasz SIKORSKI\*,  
Jacek KARPIŃSKI\*\*, Marek ZENGER\*\*

## **ANALIZY STATYSTYCZNE DŁUGOTERMINOWYCH DANYCH JAKOŚCI ENERGII ELEKTRYCZNEJ**

Obecne metody badań i pomiarów jakości energii elektrycznej bazują na wyborze reprezentatywnego przedziału czasu. Przeważnie jest to tydzień obserwacji uwzględniający normalne warunki pracy układu. W poniższej pracy wykazano, że są pewne czynniki mogą znacznie wpłynąć na parametry jakościowe pracy sieci. Do grupy takich czynników należeć może chociażby zmiana konfiguracji układu połączeń albo zmienność zarówno generacji jak i obciążenia. Przy wykazaniu różnic stanów w jakim znajduje się układ i ocenieniu ich skali można zastosować analizę skupień. Jest ona oparta na metodach grupowania danych. Niniejsza praca przedstawia wyniki zastosowania analizy skupień długoterminowych danych jakości energii elektrycznej zarejestrowanych synchronicznie w wybranych polach stacji elektroenergetycznej 110/20/10 kV.

### **1. WSTĘP**

Podstawą oceny jakości energii elektrycznej jest obecnie zbiór parametrów zdefiniowanych w literaturze oraz określonych w normach i przepisach [1]÷[3], do których zalicza się parametry napięcia oraz parametry zdarzeń napięciowych. Podział zaburzeń napięcia został zaprezentowany na rysunku nr1.

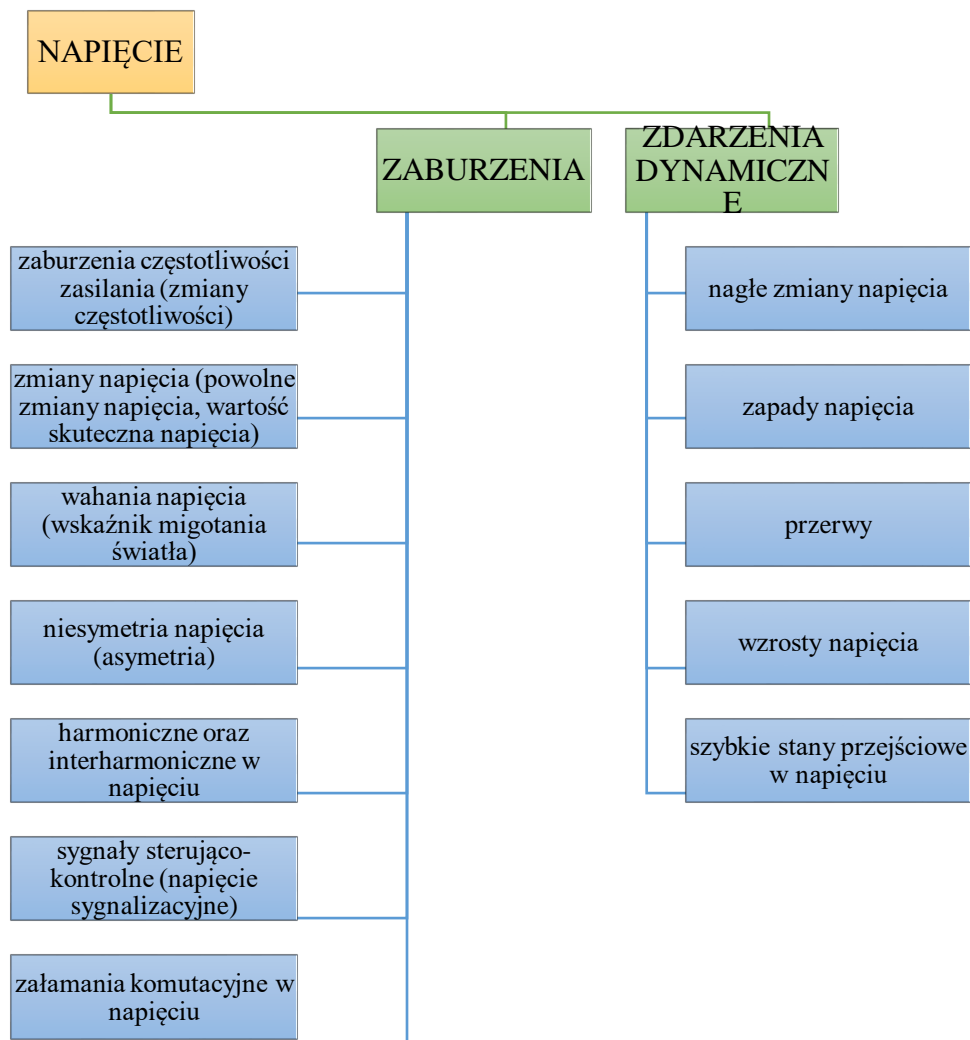
Obecnie metody badań i pomiarów polegają na przeanalizowaniu wybranego, reprezentatywnego okresu czasu. Zwyczajowo przyjmuje się okres tygodnia, który odpowiada normalnej pracy badanego obiektu. Analiza taka może jednak okazać się niewystarczająca i nie odwzorowywać rzeczywistego stanu pracy analizowanego fragmentu sieci. Może tak się zdarzyć z powodu nieuwzględnienia:

- zmian układu połączeń,
- zmian obciążenia,
- zmian generacji.

---

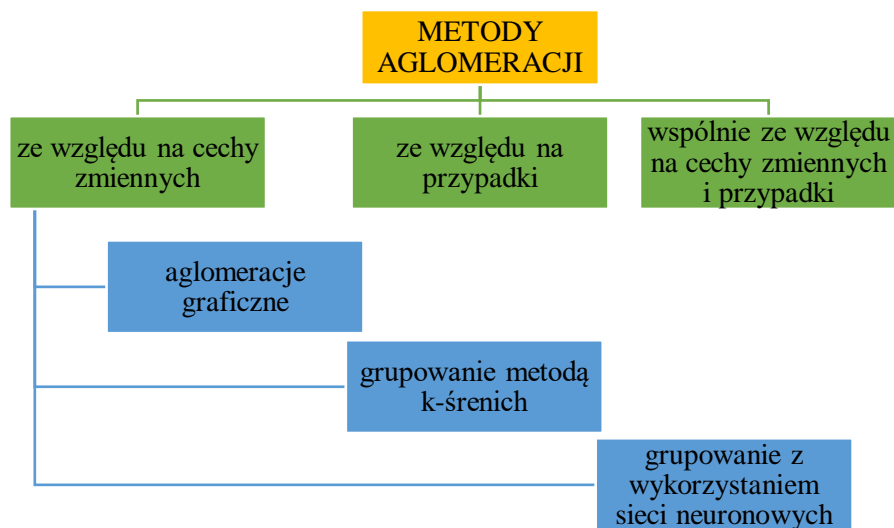
\* Politechnika Wroclawska, Wydział Elektryczny, Katedra Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii, Wrocław, Polska

\*\* Tauron Dystrybucja S.A., Oddział we Wrocławiu, Wrocław, Polska



Rys. 1. Klasyfikacja zaburzeń napięcia  
 Fig. 1. Voltage disturbances classification

Aby uwzględnić powyższe czynniki należy wprowadzić zasady grupowania danych. Działania te polegają na podziale zbioru zmiennych (danych pomiarowych) na podzbiory (grupy, klastry, skupienia). Literatura [4], [5], [7], [8] opisuje możliwości i zasady tworzenia klastrów. Wybrane metody aglomeracji danych zostały zaprezentowane na rysunku nr 2.



Rys. 2. Metody aglomeracji  
Fig. 2. Data grouping

Wykazane na powyższym rysunku metody dają możliwość grupowania od cech zmiennych do określania grup i określenia stanu(przypadku) w jakim znajduje się obiekt lub od przypadków podzielenia i wyodrębnienia cech wybranych danych w klastrze. Grupowanie pozwala na podział dużej ilości danych na mniejsze w celu prostszej oceny oraz zmniejszenia ilości analizowanych danych. Pozwala dodatkowo na określenie różnych sytuacji i poszukiwania rozwiązań w konkretnych warunkach, co pozwoli na skuteczniejsze działania.

W niniejszej pracy wykorzystano zbiór długoterminowych danych jakości energii elektrycznej zarejestrowanych w stacji elektroenergetycznej 110/20/10 kV, dla których wykonano podziału na klastry oraz analizy i oceny zmienności parametrów jakościowy w poszczególnych klastrach. Grupowania dokonano na podstawie przypadków, tj. uwarunkowań zewnętrznych, dla których dane mogą charakteryzować się innymi cechami. Pozwoliło to między innymi na wnioskowanie o wpływie obciążenia lub współpracy bloku elektrociepłowni na parametry jakości energii elektrycznej. Podejście to zaproponowano już w pracy [6], jednak w tym artykule poszerzono analizę o wyznaczenie różnicy między wartością średnią oraz medianą. Dodatkowo wyznaczono parametry statystyczne nie tylko dla klastrów, lecz również dla całego okresu traktowanego wspólnie.

## 2. OPIS OBIEKTU I KLASTRÓW

Źródłem danych długoterminowych były pomiary rzeczywiste wykonane w wybranej miejskiej stacji elektroenergetycznej 110/20/10 kV. Stacja powiązana jest z siecią dystrybucyjną 110 kV oraz elektrociepłownią. Dodatkowo na poziomie 10 kV do stacji podłączone są synchroniczne elektrownie wodne. W trakcie wykonywanych pomiarów wykorzystano 3 rejestratory jakości energii klasy A. Zainstalowano je w następujących lokalizacjach: pole linii blokowej 110 kV bloku elektrociepłowni 100MW, pole transformatora po stronie; 110 kV oraz po stronie wtórnej 10 kV. Pomiary wykonane były w okresie 3 tygodni tj. od 03.04.2012 do 24.04.2012. Był to więc okres kalendarzowej wiosny. W tym okresie odnotowano zdarzenia napięciowe. Były to 3-fazowe zapady napięcia o czasach trwania mniejszych niż 120 ms oraz napięciu resztkowym nie większym niż 85 kV po stronie wysokiej transformatora i 9,4 kV po stronie niskiej. W analizie pominięto dane zagregowane zawierające wspomniane zapady napięcia. Zastosowano więc system flagowania.

Na podstawie wiedzy o danym obiekcie wybrano następujące 4 klastry:

- I klaster: dzień roboczy z załączonym blokiem
- II klaster: dzień roboczy bez bloku,
- III klaster: dzień wolny z załączonym blokiem,
- IV klaster: dzień wolny bez bloku.

Dobór ten wynika z faktu, że zupełnie inny rozkład obciążenia jest w dni wolne od pracy i w dni robocze. Podział na takie klastry oprócz określenia wpływu obciążenia również umożliwia określenie wpływu pracy bloku elektrociepłowni 100MW na parametry jakości energii elektrycznej w badanej stacji elektroenergetycznej. Zmienność obciążenia oraz moc bierna na wysokiej stronie generatora oraz generacja bloku z elektrociepłowni została pokazana na rysunku nr 3.

## 3. WYNIKI ANALIZY KLASTROWEJ

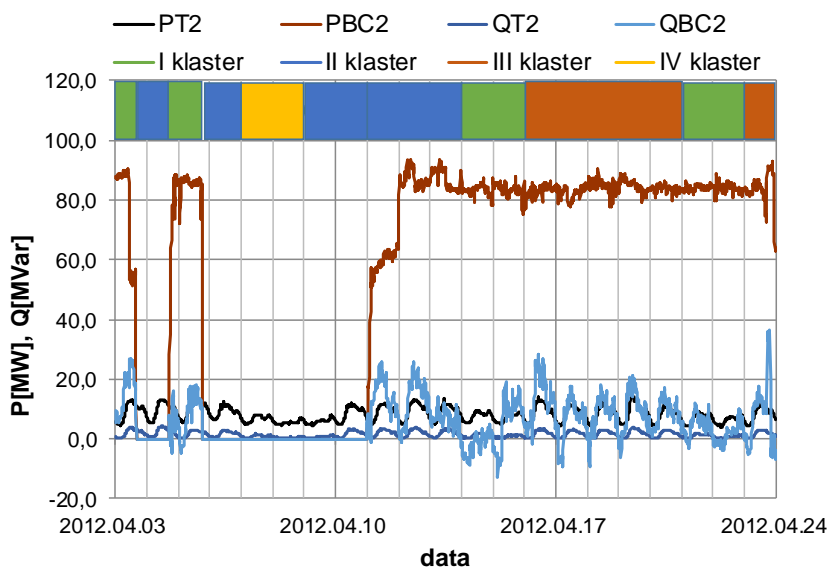
Dla tak zdefiniowanych klastrów danych przeprowadzono analizę statystyczną parametrów jakości energii elektrycznej, a następnie porównano ją między klastrami. Analiza obejmowała określenie następujących parametrów: wartość minimalna, wartość maksymalna, wartość średnia, mediana. Wyniki tej analizy zestawiono na wykresie słupkowym dla wszystkich klastrów wspólnie.

Dodatkowo w celu określenia relacji danych do wartości średniej określono różnicę między wartością średnią, a medianą. Wartość dodatnia różnicy wskazuje, że większość wartości danych jest mniejsza od wartości średniej, i odpowiednio ujemny, że jest większa. Wyniki tej analizy w odniesieniu do wartości średniej zaprezentowano na wykresach punktowych, gdzie każdy punkt odpowiada danej wartości średniej i wspomnianej różnicy. Do zaprezentowania wyników analiz wybrano następujące parametry: napięcie, współczynnik asymetrii, współczynnik zawartości harmonicznych w napięciu THDu, wyznaczone dla danych ze strony pierwotnej transformatora 110 kV. Wyniki analizy zostały zaprezentowane na rysunkach nr 4÷9, odpowiednio zmiany napięcia na rysunkach nr 4,5; asymetrię zasilania na rysunkach nr 6,7; THDu nr 8,9. Rysunki 4,6,8 zawierają słupkowe reprezentacja parametrów statystycznych: wartości minimalnej, mediany, wartości średniej oraz wartości maksymalnej z uwzględnieniem klastrów. Dodatkowo wyznaczono podobne parametry dla wszystkich danych bez wydzielenia klastrów. Rysunki 5, 7, 9 prezentują wykresy punktowe pokazujące relację między wartością średnią a różnicą między wartością średnią, a medianą. Wartość dodatnia różnicy wskazuje, że większość wartości danych jest mniejsza od wartości średniej, i odpowiednio dla wartości ujemnej różnicy większa.

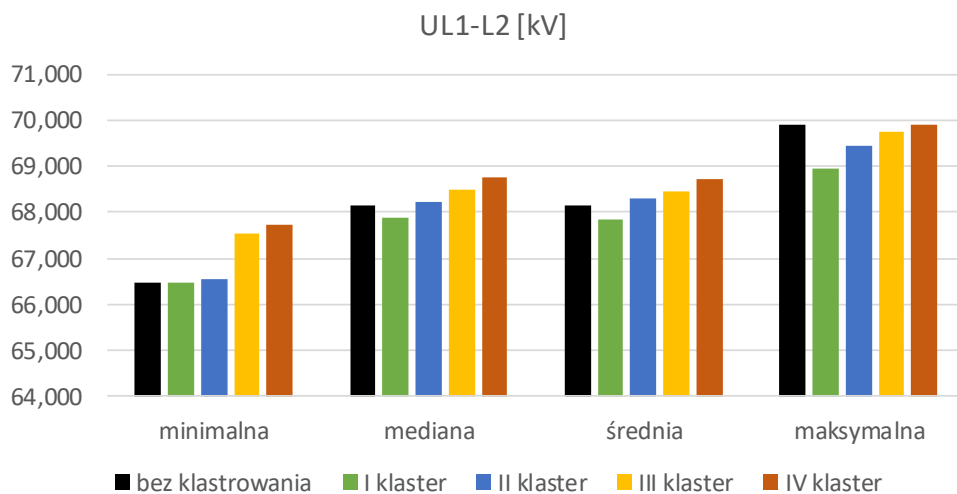
Analizując rysunek nr 4, należy zwrócić uwagę, że w dni robocze (klaster I, II) w porównaniu do dni wolnych od pracy (klastry III, IV) obserwujemy wyższe **napięcie**. W dni w których blok pracował (klaster I, III) w porównaniu do dni gdy blok nie pracował (II, IV) obserwujemy niższe napięcie. Dodatkowo na podstawie rysunku nr 5 można stwierdzić, że w klastrach I, III, IV większość wartości była mniejsza niż średnia wartość (mediana < średnia) oraz większa dla klastra II (mediana > średnia).

W przypadku **asymetrii** zasilania (rys. 6) obserwujemy większą procentową wartość dla dni wolnych (klaster III, IV) niż dni roboczych (klaster I, II). Nie zauważalny jest wpływ pracy bloku. Na podstawie rysunku nr 7 można stwierdzić, że dla klastrów I, IV większość wartości była większa niż wartość średnia (mediana > średnia) oraz mniejsza odpowiednio dla klastrów II, III (mediana < średnia).

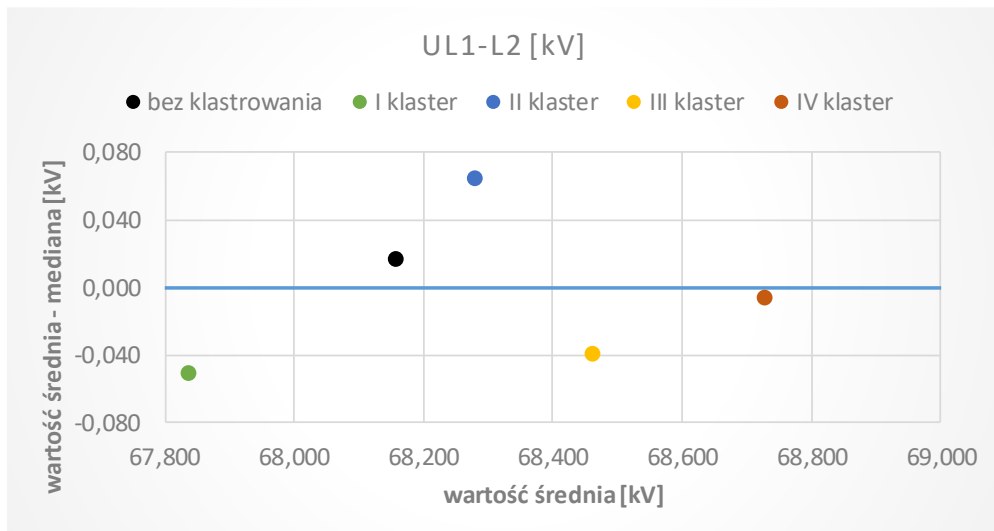
Analizując rysunek nr 8 większą wartość **współczynnika zawartości harmonicznych THDu** obserwujemy w dni wolne (klaster III, IV) w porównaniu do dni roboczych (klaster I, II) oraz w przypadku dni w których blok nie pracuje (II, IV) w porównaniu do dni w których nie pracuje (I, III). Na podstawie rysunku nr 9 można stwierdzić, że w przypadku współczynnika THDu większość wartości jest mniejsza niż wartość średnia dla wszystkich klastrów (mediana > średnia).



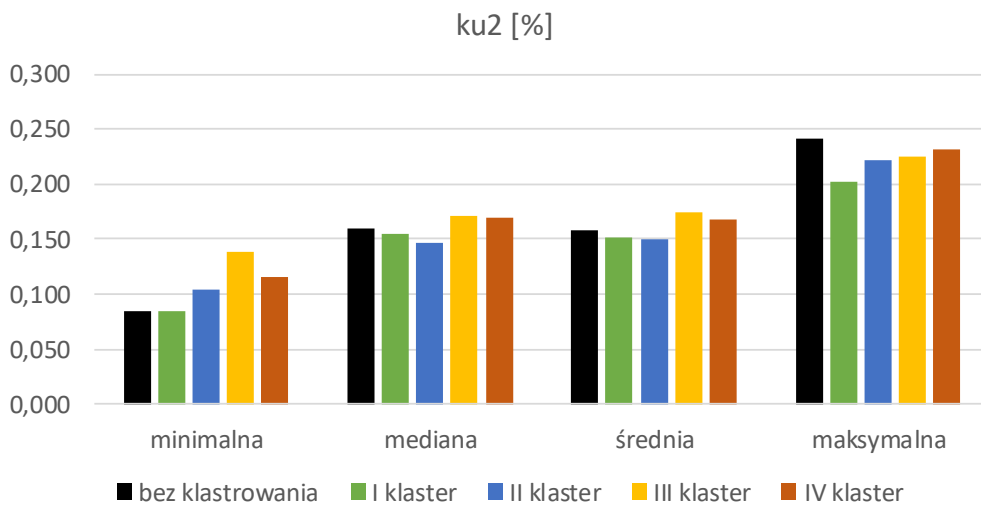
Rys. 3. Zmienność obciążenia transformatora sieciowego (T2) i generacji bloku elektrociepłowni (BC2) wraz z oznaczeniem wybranych klastrów danych  
 Fig. 3..Transformer load change (T2) and generation of heat and power block (BC2) with marked clusters of data



Rys. 4. Wartość minimalna, mediana, wartość średnia, wartość maksymalna dla napięcia  
 Fig. 4. Minimum value, median, mean value, maximum value of voltage

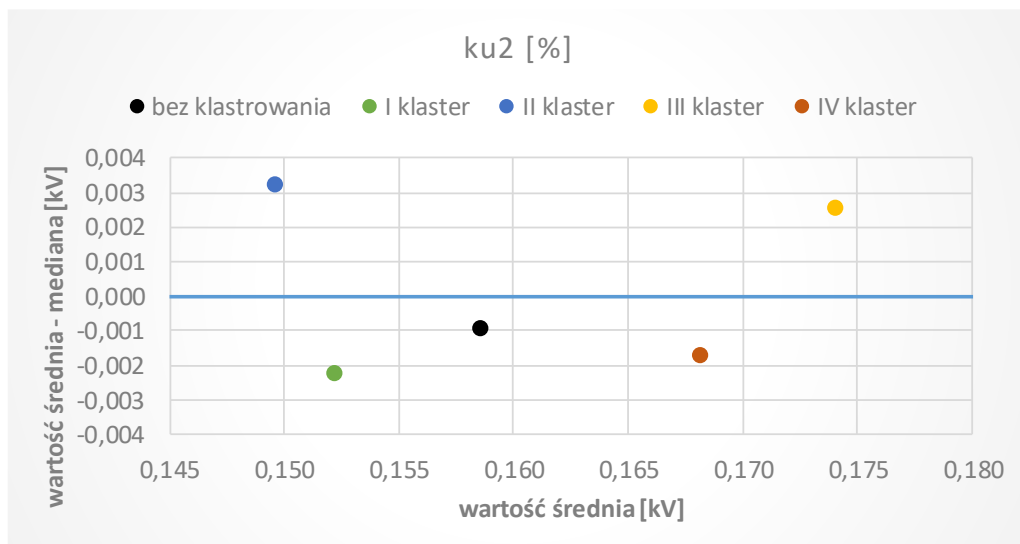


Rys. 5. Wartość średnia w odniesieniu do różnicy między wartością średnią a medianą dla napięcia  
Fig. 5. Mean value regard to difference between mean value and median of voltage



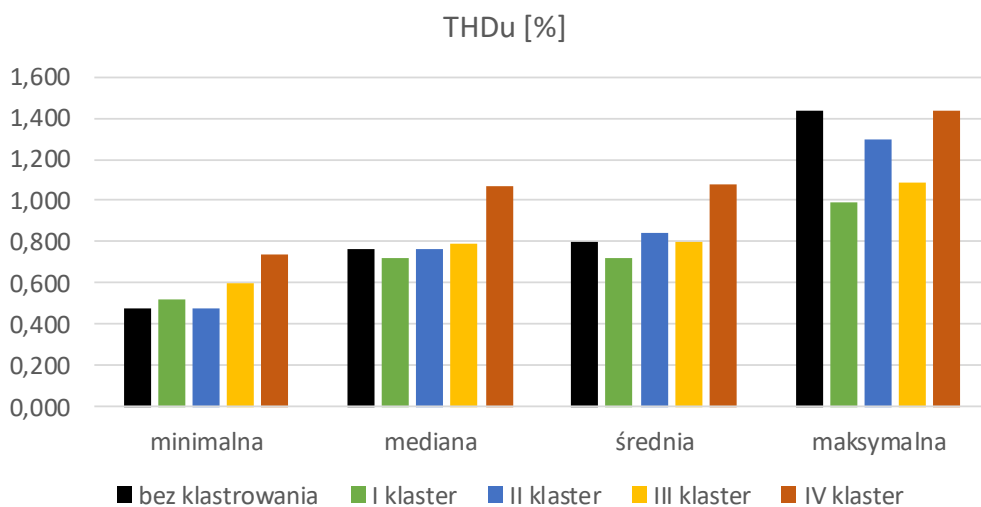
Rys. 6. Wartość minimalna, mediana, wartość średnia, wartość maksymalna dla asymetrii napięcia  
Fig. 6. Minimum value, median, mean value, maximum value of voltage unbalance





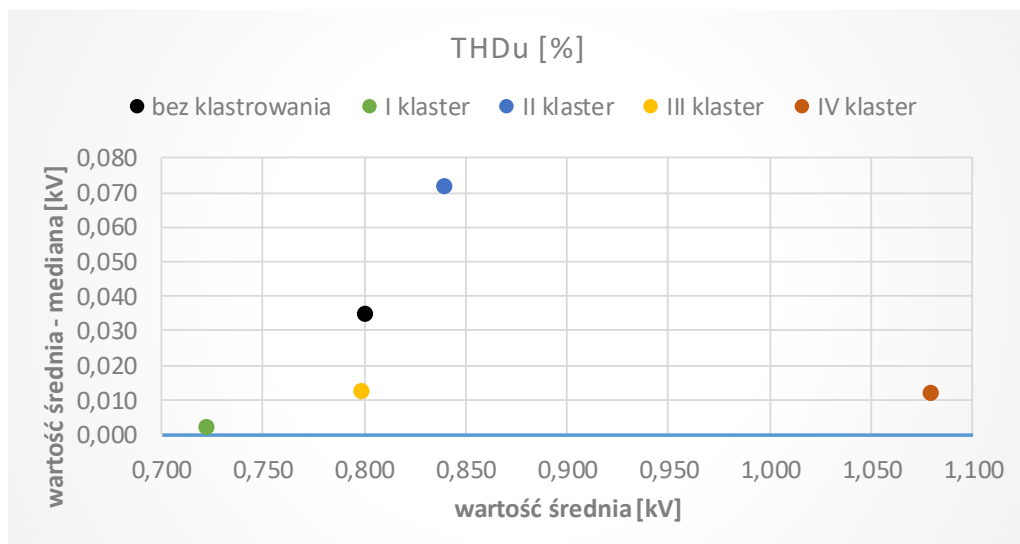
Rys. 7. Wartość średnia w odniesieniu do różnicy między wartością średnią a medianą dla asymetrii napięcia

Fig. 7. Mean value regard to difference between mean value and median of voltage unbalance



Rys. 8. Wartość minimalna, mediana, wartość średnia, wartość maksymalna dla współczynnika zawartości harmonicznych w napięciu

Fig. 8. Minimum value, median, mean value, maximum value of voltage total harmonic distortion(THDu)



Rys. 9. Wartość średnia w odniesieniu do różnicy między wartością średnią a medianą dla współczynnika zawartości harmonicznych w napięciu  
 Fig. 9. Mean value regard to difference between mean value and median of voltage total harmonic distortion(THDu)

#### 4. PODSUMOWANIE

Zaprezentowane w pracy rezultaty analizy klastrów danych jakości energii elektrycznej, wyodrębnionych na podstawie przyjętych przypadków (uwarunkowań) stanu pracy systemu elektroenergetycznego, pozwalają na określenie wpływu warunków pracy systemu na jakość energii elektrycznej. Porównanie cech statystycznych zbiorów danych parametrów jakości energii w poszczególnych klastrach oraz w przypadku braku grupowania pozwoliły między innymi na wskazanie relacji z charakterem obciążenia oraz pracą bloku elektrociepłowni oraz wykazaniu, że nie zawsze wybór reprezentatywnego tygodnia, o normalnym stanie pracy pozwoli na pełne wnioskowanie o obiekcie. W pracy zwrócono uwagę na zasadność stosowania różnicy między wartością średnią, a medianą, jako istotnego parametru charakteryzującego obiekt. Warte podkreślenia jest, że w przypadku zastosowania podziału na klastry istnieje możliwość określenia wpływu wybranej, przyłączonej generacji rozproszonej na poszczególne parametry jakości energii elektrycznej. Ostatecznie jednak należy pamiętać, że priorytetowo muszą być spełnione wymagania stawiane przez właściwe rozporządzenia i normy, a wskazywane w powyższym artykule metody analizy należy traktować jako uzupełniające – pogłębiające wiedzę o danym obiekcie.

## LITERATURA

- [1] *PN-EN 50160 Parametry napięcia zasilającego w publicznych sieciach rozdzielczych*, 2010
- [2] *PN-EN 61000 4-30: Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC) Część 4-30: Metody badań i pomiarów: Metody pomiaru jakości energii*, 2011.
- [3] *Rozporządzenie Ministra Gospodarki z dnia 4 maja 2007 r. w sprawie szczegółowych warunków funkcjonowania systemu elektroenergetycznego, ze zmianami 21 sierpnia 2008 r.* (Dz.U. 2008 nr 162 poz. 1005).
- [4] *Analiza skupień w skrypcie Analiza danych pomiarowych*, AGH [http://home.agh.edu.pl/~mmd/\\_media/dydaktyka/adp/analiza\\_skupien.pdf](http://home.agh.edu.pl/~mmd/_media/dydaktyka/adp/analiza_skupien.pdf)
- [5] CIGRE Brochure 292, *Data mining techniques and applications in the power transmission field*, CIGRE, 2006.
- [6] JASIŃSKI M., SIKORSKI T., KARPIŃSKI T., ZENGER M., *Cluster analysis of long-term power quality data*, Electric Power Network EPNet 2016, Szklarska Poręba 19-21.09.2016,
- [7] PADEREWSKI A., *Analiza Skupień*, skrypt SGGW, <http://agrobiol.sggw.waw.pl/biometria/media/paderewski/>
- [8] WIERZCHOŃ S., KŁOPOTEK M., *Algorytmy analizy skupień*, WNT, Warszawa 2015

## STATISTICAL ANALYSIS OF LONG-TERM POWER QUALITY DATA

Nowadays power quality analysis are based on the representative period of time (usually one week). This paper presents that's classic power quality analysis may not map always real system condition. Dividing data into cluster leads to deep analysis and show the conditions in selected cases. The paper presents the outcomes of calculation of minimal value, median, mean value, maximum value of power quality parameters for each cluster and data without grouping. Additionally, the another parameter was calculated: difference of mean value and median. The paper includes the cluster analysis for long-term power data quality electricity recorded synchronously in selected fields of distribution substation 110/20/10kV.

Marek JASIŃSKI\*, Elżbieta JASIŃSKA\*\*,  
Stanisław JANIK\*, Michał JASIŃSKI\*\*\*

## **PROCES UTRZYMANIA RUCHU MASZYN DOŁOWYCH W ASPEKTCIE WYKORZYSTANIA ENERGII ELEKTRYCZNEJ**

W artykule przedstawiono rolę energii elektrycznej dla prawidłowej pracy zakładu górniczego. Zasilanie stacji pomp głównego odwadniania, wentylatorów wyciągowych wykorzystywanych do przewietrzania podziemi kopalń, prawidłowej pracy klimatyzacji w nowych wyrobiskach górniczych stwarza warunki umożliwiające pracę ludzi pod ziemią. Energia elektryczna w zakładach pracy wykorzystywana jest przede wszystkim w procesie produkcyjnym. Dla zakładów górniczych newralgiczne znaczenie ma zapewnienie ciągłości pracy maszyn dołowych. Ze względu na dużą ilość maszyn pracujących w KGHM Polska Miedź S.A. wdrożono system komputerowy CMMS wspomagający ich eksploatację. Wymusiło to zastosowanie komputerów także w podziemnych komorach napraw maszyn górniczych, gdzie wprowadzane są informacje o stanie maszyn.

### 1. WSTĘP

Niedobór energii elektrycznej w aktualnych czasach może spowodować katastrofalne skutki dla otaczającej rzeczywistości. Ludzie są od niej wręcz uzależnieni zarówno w sferze zawodowej jak i prywatnej. Ilość zużywanej energii stanowi informację zwrotną, o jakości życia przekładając się wprost, im większe zużycie tym wyższy poziom życia społeczeństwa danego kraju, jak również im większe zużycie energii tym większy zakład i tym większa produkcja. Kopalnie to nie tylko przestrzeń dla procesów eksploatacji wydobywania rud miedzi, (środowisko pracy górników), ale także przestrzeń dla wykorzystania energii elektrycznej dostarczanej sieciami elektroenergetycznymi i umożliwiającej ten proces, począwszy od momentu dokonywania nawiertów geologicznych, poprzez głębinie szybów czy wreszcie prowadzenie eksploatacji pola wydobywczego w podziemiach kopalń [1].

Aktualne procesy produkcji górniczej ze względu na postępowanie technologiczne robót górniczych wynikających m.in. z coraz to większych głębokości eksploatacji złoża stawiają

---

\* Politechnika Poznańska, Wydział Zarządzania, Poznań, Polska

\*\* Uczelnia Jana Wyżykowskiego, Wydział Zamiejscowy w Lubinie, Polska

\*\*\* Politechnika Wroclawska, Wydział Elektryczny, Katedra Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii, Wrocław, Polska

wysokie wymagania skierowane na nowoczesność i innowacyjność [2] maszyn górniczych. Wynika to między innymi ze strategii KGHM, w której docelowo zaplanowano budowę inteligentnych kopalni [5]. Specyfika pracy w środowisku podziemnym w kopalniach rud miedzi wprowadza przede wszystkim wysokie wymagania zdrowotne pracownika, wymuszając przymus pracy ludzi silnych i młodych, nawet kosztem ich mniejszego wykształcenia i fachowości zawodowej [4]. Nie jest to najlepsze rozwiązanie, szczególnie dla tych, którzy zajmują się eksploatacją maszyn i urządzeń zasilanych energią na różnym poziomie napięć w tak trudnych warunkach środowiskowych, jakimi są kopalnie. Począwszy od napięć tych bardzo niskich (24-woltowe instalacje samojezdnych maszyn górniczych), poprzez napięcia 500V i 1000V zasilające większość odbiorników na dole kopalń, po napięcia 6 i 10 kV zasilających duże odbiory. Z powodu dużej wilgotności, temperatury, normalnym jest, że zatrudniać powinno się pracowników doświadczonych z wysokim poziomem wiedzy i umiejętności ukształtowanych na przestrzeni długich lat ścieżki kariery zawodowej. Z drugiej strony jest to niestety niemożliwe ze względu na specyfikę górnictwa i fakt, iż w górnictwie pracownicy dołowi w zależności od miejsca pracy (na przodku, komorze, przy podszybiu) przechodzą na wcześniejsze emerytury (np. przelicznik lata pracy na dole razy 1,8). A jednocześnie młodzi ludzie są bardziej podatni i szybciej dostosowują się do nowoczesnych rozwiązań technologicznych (sterowanie dźwojstkiem maszyną górniczą). Jest to jeden z ważniejszych problemów dotyczących kadr zakładów górniczych.

## 2. PROCES UTRZYMANIA RUCHU MASZYN DOŁOWYCH WSPOMAGANY KOMPUTEROWO

Energia elektryczna zapewnia górnikom odpowiednie warunki do wykonywania pracy. (Oświetlenie chodników, wentylację, klimatyzację, odwadnianie kopalni, zasilanie urządzeń komunikacyjnych, sprzętu komputerowego). Zasadnicze znaczenie dla zakładów górniczych ma zasilanie i prawidłowa praca maszyn górniczych odpowiadających za ciągłość procesu produkcyjnego w podziemnych wyrobiskach [5]. Utrzymanie ruchu tych maszyn zależy zarówno od człowieka (operatora, mechanika, elektryka), jak również od warunków pracy oraz parametrów technicznych ich zasilania. Utrzymanie w należytym stanie dołowego parku maszynowego uzależnione jest od zastosowanej koncepcji UR. W podziemnych zakładach górniczych wprowadzona jest koncepcja TPM włączająca wszystkich pracowników firmy w utrzymaniu ciągłości produkcji w kopalniach rud miedzi [7].

Ze względu na aktualny postęp cywilizacyjny, utrzymanie ruchu w zakładzie pracy, powinno być prowadzone z wykorzystaniem najnowszych technologii bezpośrednio przy produkcji jak i przy zapewnieniu właściwej eksploatacji maszyn. Dla zarządzania utrzymaniem ruchu maszyn dołowych przy potrzebie sprawnego funkcjonowania

gospodarki naprawczej w kopalniach rud miedzi ważny staje się proces gromadzenia i przetwarzania informacji. Najbardziej efektywne jest zastosowanie do tego celu wspomagania komputerowego. Za jego zastosowaniem w zarządzaniu utrzymaniu ruchu przemawia możliwość bardzo szybkiego i wyczerpującego obiegu informacji. W tym aspekcie należy pamiętać, że istotnym odbiorcą energii w kopalniach jest też system informatyczny. Wszystkie informacje związane z utrzymaniem ruchu dostępne są w jednym miejscu (dla wszystkich maszyn i urządzeń) natychmiast po uruchomieniu programu. Służby utrzymania ruchu (SUR) w kopalniach rud miedzi wykorzystują program CMMS (Computerized Maintenance Management Systems) [5] pozwalający im m.in. na:

- gromadzenie historii serwisowej eksploatowanego parku maszynowego,
- planowanie przeglądów parku maszynowego,
- planowanie prac konserwacyjno-serwisowych parku maszynowego,
- szybszą rejestrację zdarzeń awaryjnych parku maszynowego,
- kontrolę bieżącego zużycia materiałów i części zamiennych parku maszynowego.

Informacje te pozwalają na dokonywanie analizy pracy maszyn pod różnym kątem poprzez zastosowanie odpowiedniego sortowania np. wg daty, nazwy części itp. Można w ten sposób spośród dostępnych informacji wybrać np. wszystkie przypadki awarii urządzeń zasilanych energią elektryczną stosowanych np. w wiertnicach pracujących w wyrobiskach przodkowych.

Ilość możliwych do wprowadzenia danych jest bardzo duża, zwłaszcza gdyby były one zapisywane, jako opisy zdarzeń, awarii itp. Wymusiło to w programie zastosowanie ujednoczonych zasad wprowadzania informacji wykorzystując odpowiednią kodyfikację. W tabeli 1 podano przykładowe zapisy dokonywane w programie CMMS zarówno przez sztygarów na komorach remontowych w podziemiach kopalń jak też poprzez przedstawicieli firm serwisowych tych pracujących na dole jak i w jednostkach macierzystych.

W programie CMMS przewidziano pięć kodów dla zdarzenia typu naprawa (konserwacja, regeneracja, wymiana, przegląd i inne niesklasyfikowane). W programie zaproponowano dwanaście kodów dla opisanie objawów wadliwej pracy (w tym ze względu na charakter przedsięwzięcia także uszkodzenia w wyniku sił natury). Aby zdiagnozować awarię przewidziano także podanie przyczyn oraz wyszczególnienie usterek (w tym np. zapis typu awaria elektryczna 24 V, awaria elektryczna 500 V). Ograniczenia w ilości kodów wynikały z faktu, iż zbyt dużo informacji może w konsekwencji przyczynić się do dezinformacji. Computerized Maintenance Management Systems (CMMS) funkcjonuje na kopalniach rud miedzi kilka lat. Zebrane dane są systematycznie analizowane poprzez odpowiednie służby odpowiedzialne za zapewnienie ciągłości pracy maszyn dołowych. Dane te umożliwiają opracowanie statystyczne służące np. określeniu niezawodności części, podzespołów czy wreszcie całych maszyn, czy ich grup.

Ze względu na ciężkie warunki pracy maszyn górniczych, ale również różnych urządzeń np. komputerów, które są używane do wprowadzania danych na dole kopalni producent zobowiązany jest do odpowiedniego ich wykonania zapewniając odpowiedni stopień IP dla wszystkich oraz/i odpowiednie wykonanie przeciwwybuchowe dla niektórych z nich. Przykładem tego są specjalne stacje transformatorowe, ale również laptopy przemysłowe dedykowane do projektu CMMS (IP54).

Tab. 1. Przykładowe zapisy w programie CMMS wprowadzane do tzw. raportów zmianowych na dole kopalni dotyczące instalacji elektrycznej maszyn dołowych. Opracowano na podstawie danych [5]

Tab. 1. Selected records in CMMS program. Records inserted to undermine shift reports about electrical installations underground machines. Elaboration based on data [5]

Podzespól	Kod naprawy	Kod objawu	Kod przyczyny	Kod usterki
inne-elem-inst-elekr-24v	naprawa5	objaw12	przycz8	usterk7
akumulator	naprawa4	objaw12	przycz8	usterk7
rozrusznik	naprawa2	objaw10	przycz8	usterk7
przewod-wiazka	naprawa5	objaw12	przycz8	usterk7
alternator	naprawa2	objaw12	przycz8	usterk5
przewod-wiazka	naprawa3	objaw12	przycz6	usterk5
przewod-wiazka	naprawa2	objaw12	przycz8	usterk5

### 3. PODSUMOWANIE

W artykule zaprezentowano informacje dotyczące zasilania zakładów górniczych ze szczególnym uwzględnieniem zapewnienia ciągłości pracy maszyn dołowych. Do prawidłowego funkcjonowania maszyn dołowych potrzebne jest zasilanie energią elektryczną zarówno na poziomie napięć bardzo niskich (ELV – 24 V) wykorzystywanych w instalacjach elektrycznych maszyn górniczych zapewniających ich rozruch i prawidłową pracę w podziemiach kopalń, jak też napięcia 500 V do zasilania większości maszyn i urządzeń na dole kopalń w tym wiertnic, których silniki zasilane są tym napięciem z rozdzielnic montowanych bezpośrednio na przodkach kopalni.

W kopalniach rud miedzi wdrożono do tego celu system komputerowy CMMS wspomagający ich eksploatację. Wymusił on użytkowanie komputerów także w podziemnych komorach napraw maszyn górniczych, gdzie wprowadzane są informacje o stanie maszyn. Przedstawiono fragment możliwości oprogramowania do diagnozowania awarii maszyn i ich przyczyn np. ze strony urządzeń zasilanych energią elektryczną.

## LITERATURA

- [1] BARTLETT S., BURGESS H., DAMJANOVIĆ B., GOWANS M., LATTANZI C., *Raport techniczny dotyczący produkcji miedzi i srebra przez KGHM Polska Miedź S.A. w legnicko-głogowskim okręgu miedziowym w południowo-zachodniej Polsce*, [http://www.kghm.com/sites/kghm2014/files/document-attachments/raport\\_micon.pdf](http://www.kghm.com/sites/kghm2014/files/document-attachments/raport_micon.pdf)
- [2] JASIŃSKA E., JASIŃSKI W., JANIK S., *Copper as determinant of development and innovation*, w Wyrwicka M. K., Grzybowska, (red), Publishing House of Poznan University of Technology, Poznan, 2010
- [3] JASIŃSKI M., JASIŃSKA E., JANIK S., JASIŃSKI, Ł., *Poziom i zakres edukacji ergonomicznej w koncepcjach utrzymania ruchu-specyficzne kompetencje służb utrzymania ruchu*, Zeszyty Naukowe Politechniki Poznańskiej, nr 67, Poznań 2015
- [4] JASIŃSKI MAREK., *Informacje zebrane podczas rozmów z przedstawicielami KGHM Polska Miedź S.A. na podstawie porozumienia w sprawie pisania pracy doktorskiej*
- [5] KGHM., *Monografia KGHM Polska Miedź S.A.*, Wrocław 1996: CBPM Cuprum Sp.z.o.o.
- [6] KGHM., *Strategia KGHM Polska Miedź SA na lata 2015-2020 z perspektywą do 2040 r.*
- [7] LEGUTKO S., *Trendy rozwoju utrzymania ruchu urządzeń i maszyn*, Eksploatacja i Niezawodność nr 2/2009

UNDERGROUND MACHINERY MAINTENANCE PROCESS IN TERM  
OF ELECTRICAL ENERGY USE

This paper presents electrical energy significant to correct mining plant working. Supply of mine devices (such as exhausters, air conditioners) or point mine's main pump station let minor work underground. Electrical energy is used mainly on production process. In the point of mining plants view the basic is to assure the continuous power supply. Due to the huge number of machines in KGHM, the CMMS system was initiated which support extraction.



Michał JASIŃSKI\*, Łukasz JASIŃSKI\*\*, Natalia FUCZEK\*\*\*

## **ZARZĄDZANIE POPYTEM NA ENERGIĘ ELEKTRYCZNĄ W GOSPODARSTWIE DOMOWYM**

Obecny świat opiera się na urządzeniach zasilanych energią elektryczną. Coraz większe zapotrzebowanie na nią wymuszone rozwojem cywilizacyjnym (technologicznym) stawia przed energetyką zawodową coraz to nowsze wyzwania w celu zapewnienia ciągłości dostaw energii elektrycznej. Obecne tendencje skierowane są na redukcję zużycia energii lub przesunięcie jej poboru w korzystniejsze okresy (godziny) z perspektywy funkcjonowania systemu elektroenergetycznego. W artykule opisano korzyści wynikające z przesunięcia godzin poboru energii w godzinie, kiedy jest ona tańsza (pozaszczytowe). Wykazano zarówno wartość dodaną dla samego klienta jak również energetyki zawodowej. Na przykładzie wybranego gospodarstwa domowego wskazano proste rozwiązania do codziennego stosowania przez użytkowników, które powinny przynieść wskazane korzyści.

### 1. WSTĘP

Dzisiaj trudno wyobrazić sobie życie człowieka bez energii elektrycznej. Standard życia wręcz jest określany przez dostępność i konsumpcję energii. Obecnie społeczeństwo jako konsument energii oczekuje zapewnienia ciągłości dostaw energii. Utrzymanie ciągłości dostaw stało się więc priorytetowe nie tylko ze względu na utrzymanie ciągłości pracy zakładów przemysłowych czy instytucji publicznych (np. szpitali), ale również dla gospodarstw domowych. Podejście takie charakteryzuje większość społeczeństwa. Jednak obecnie coraz częściej obserwujemy zmianę tego punktu widzenia. Poszukujący oszczędności kosztów energii elektrycznej ludzie godzą się na to że w pewnych momentach będą pozbawieni energii lub będą musieli ograniczyć swój pobór np.: w godzinach szczytu. Mówiąc o zużyciu energii w gospodarstwie domowym w Polsce trzeba mieć świadomość, że średnie roczne zużycie w roku 2012 podane przez Główny

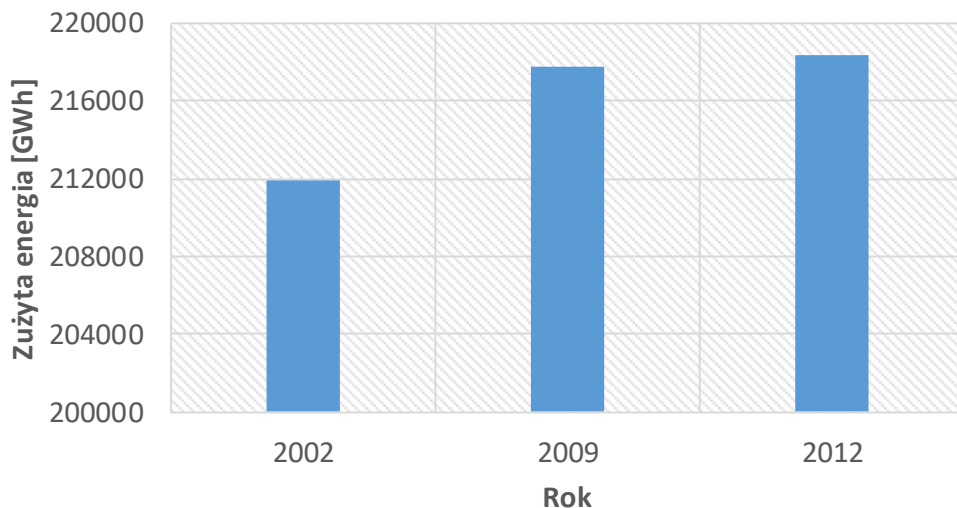
---

\* Politechnika Wrocławska, Wydział Elektryczny, Katedra Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii, Wrocław, Polska

\*\* Politechnika Wrocławska, Wydział Elektryczny, Wrocław, Polska

\*\*\* Politechnika Wrocławska, Wydział Informatyki i Zarządzania, Wrocław, Polska

Urząd Statystyczny w [2] wynosiło 2226 kWh. Przy założeniu, że 1kWh kosztuje 62 gr, roczny rachunek gospodarstwa domowego wynosi ok 1400 zł. Dodatkowo przenosząc to na skalę kraju daje to zużycie energii na poziomie 218333 GWh. Obecnie obserwujemy ciągły wzrost zużycia energii przez gospodarstwa domowe. Zużycie energii przez gospodarstwa domowe w Polsce na przestrzeni lat zostały zaprezentowane na rysunku nr 1.



Rys. 1. Zużycie energii przez gospodarstwa domowe w Polsce w latach 2002, 2009, 2012.

Opracowano na podstawie danych [2]

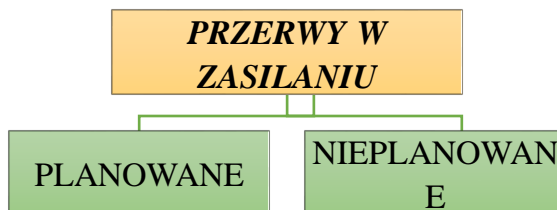
Fig. 1. Energy consumption of households in Poland in 2002, 2009, 2012.

Own elaboration based on data [2]

## 2. POTRZEBA ZARZĄDZANIA ENERGIĄ ELEKTRYCZNĄ W GOSPODARSTWIE DOMOWYM

Rozumiejąc skalę zużycia energii przez gospodarstwa domowe w Polsce oraz trend wzrostu należy zwrócić uwagę, że w codziennym życiu energia nie zawsze jest dostępna. Dodatkowo nie zawsze posiada parametry o oczekiwanych wartościach. Przez zapewnienie dostaw ogólnie można rozumieć nieprzerwaną dostawę energii elektrycznej o określonych parametrach [1]. Mówiąc o ciągłości dostaw należy wprowadzić pojęcie przerwy w zasilaniu. Istnieje wiele definicji, jednak najbardziej ogólna i łatwo zrozumiana jest definicja zaproponowana w [4]: zmniejszenie wartości napięcia, w rozważanym punkcie systemu zasilającego, poniżej wartości progowej przerwy. Istnieje również wiele klasyfikacji podziałów przerw w zasilaniu. Autorzy kierując się rozwiązaniem problemu na terenie

Polski wybrali klasyfikację zaproponowaną w [5]. Na kolejnych dwóch rysunkach zaprezentowano klasyfikację zgodną z [5].



Rys. 2. Klasyfikacja przerw w zasilaniu zaproponowana w [5]  
 Fig. 2. Classification of supply interruption defined in [5]

Przerwy planowane wynikają z programu prac eksploatacyjnych sieci elektroenergetycznej. Nieplanowane natomiast, są to przerwy spowodowane wystąpieniem awarii w sieci elektroenergetycznej. Na rysunku nr 3 zaprezentowano klasyfikację przerw ze względu na czas trwania przerwy.



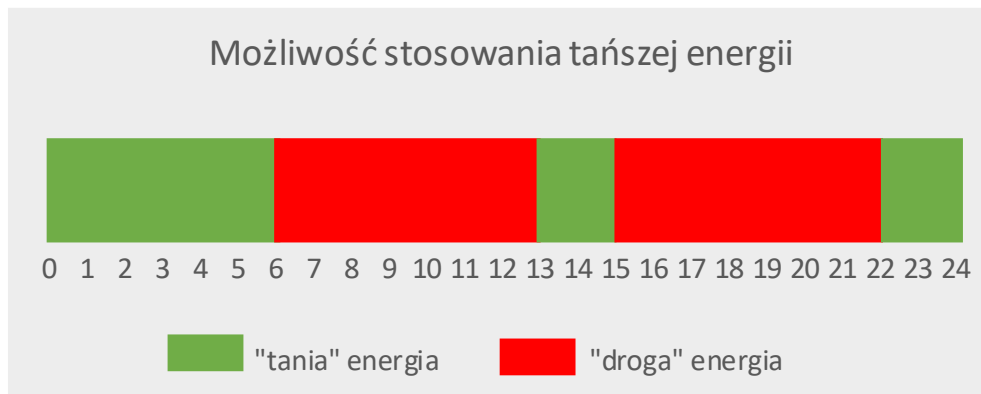
Rys. 3. Klasyfikacja przerw w zasilaniu ze względu na długość trwania zaproponowana w [5]  
 Fig. 3. Classification of supply interruption defined by time duration defined in [5]

Istnieje wiele przyczyn braku zasilania. Jedną z przyczyn jest zbyt duży pobór energii ze strony odbiorców względem energii produkowanej w określonym momencie czasu. Obecne rozwiązania technologiczne zwiększające produkcję energii są kosztowne, dlatego poszukuje się rozwiązań ograniczających zużycie energii, zwłaszcza w okresach, gdy jej

pobór jest bardzo duży. Obecnie można rozwiązać to na wiele sposobów. Jednym z nich jest zachęcenie odbiorcy indywidualnego (gospodarstwa domowego) do zmniejszenia poboru w określonych godzinach doby na rzecz innych. Zachęca się użytkownika przede wszystkim korzyściami finansowymi tzn. energia elektryczna poza godzinami szczytu jest tańsza.

### 3. ZARZĄDZANIE ENERGIĄ ELEKTRYCZNĄ W GOSPODARSTWIE DOMOWYM

Obecna tendencja skłania użytkowników do ograniczenia zużycia energii w okresach szczytu dobowego. Przykład możliwości ograniczenia kosztów związanych z energią elektryczną poprzez zarządzanie jej zużycia w cyklu dobowym został oparty na przykładzie taryfy firmy Tauron o symbolu G12 [6].



Rys. 4. Dobowe określenie ceny energii w taryfie G12

Fig. 4. Daily energy cost in G12 tariff

Jak można zaobserwować tańsza energia jest w godzinach 22-6 oraz 13-15. Droższa energia jest w godzinach 6-13 oraz 15-22. Co w związku z powyższymi godzinami może zrobić rodzina prowadząca gospodarstwo domowe?

Pewna część odbiorników energii potrzebuje ciągłości zasilania i nie ma możliwości stosowania jedynie tańszej taryfy dla takich odbiorników jak lodówki, zamrażarki, systemy monitoringu, czy chociażby zegarki zasilane z sieci. Nie ma tutaj więc możliwości redukcji obciążenia w szczycie zapotrzebowania na energię elektryczną.

Istnieje jednak pewna grupa urządzeń taki jak pralki, zmywarki, piekarniki, kuchenki mikrofalowe, elektryczne systemy ogrzewania wody i powietrza, które mogą być załączane i wyłączane o różnych porach bez większej konsekwencji.

W przypadku pralek i zmywarek w łatwy sposób można zrealizować redukcję w szczycie obciążenia. Wystarczy posiadać takie urządzenie, które ma funkcję opóźnionego załączenia. W dowolnym, wybranym przez członka gospodarstwa domowego czasie przygotowujemy pranie/zmywanie i nastawimy tak opóźnienie by praca urządzenia rozpoczęła się w czasie tańszej energii. Oczywiście te godziny pracy są określone, ale możliwość pracy zarówno w godzinach nocnych jak i między 13 a 15 daje dodatkową sposobność użytkowania urządzeń w niższej cenie. Podobnie sytuacja ma się w przypadku piekarników elektrycznych i kuchenek mikrofalowych tylko, że wcześniej przygotowujemy potrawę.

Dla elektrycznego ogrzewania wody istnieje możliwość zastosowania dwóch typów elektrycznych podgrzewaczy: przepływowych i pojemnościowych. W przypadku pierwszych nie mamy możliwości ograniczenia poboru energii elektrycznej w godzinach szczytu poboru w inny sposób niż nie pobierając jej. Obecnie jednak dążymy do redukcji bez ograniczenia komfortu życia. Dlatego istnieje możliwość zastosowania pojemnościowych podgrzewaczy wody. Zasada ograniczenia poboru w godzinach szczytu jest prosta – grzejemy w godzinach tańszej energii i z racji możliwości kumulowania ciepłej wody korzystamy z niej w okresie wyższej ceny.

Podobna sprawa ma się w przypadku ogrzewania elektrycznego z możliwością akumulacji energii. Zasada działania opiera się na poborze energii w okresach tańszej energii, zamiany jej na ciepło, które jest akumulowane i ostatecznie oddaniu go do otoczenia w przypadku kiedy energia pobiera jest droższa, a oczekujemy grzania pomieszczeń. Oczywiście rozwiązanie to z racji posiadania zdolności do akumulacji energii wymaga większej ilości miejsca niż dotychczas stosowane ogrzewanie elektryczne. Jednakże dodatkowym atutem jest fakt, że nawet w przypadku braku zasilania istnieje możliwość grzania pomieszczeń – oczywiście o ile wcześniej zakumulowano wystarczającą ilość energii.

#### 4. PODSUMOWANIE

Obecne podejście skłania się ku wygładzeniu dobowej krzywej popytu na energię elektryczną. Jedną z metod jest przesunięcie poboru energii na inną porę. Przykład zastosowania takiego przesunięcia w gospodarstwie domowym został opisany w powyższym artykule. Wskazano korzyści takiego zastosowania jakimi są dla klienta ograniczenie kosztów związanych z użytkowaniem energii elektrycznej oraz dla energetyki zawodowej zmniejszenie poboru energii w czasie największego zapotrzebowania. Oczywiście jest fakt, że jedno gospodarstwo domowe nie będzie miało wielkiego wpływu, ale jeśli zwiększona zostanie skala rozwiązania korzyści będą znaczące.

## LITERATURA

- [1] GŁOWACKI F., HANZELKA Z., KOSEDA H., WROCŁAWSKI M., *Jakość dostaw energii elektrycznej do odbiorców przyłączonych do sieci przesyłowych i dystrybucyjnych*, <http://www.cire.pl/pliki/2/Benchmarking.pdf> dostęp dn. 10.11.2016
- [2] Główny Urząd Statystyczny, *Zużycie energii w gospodarstwach domowych w 2012 r.*, <http://stat.gov.pl/>
- [3] PN-EN 61000 4-30: *Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC) Część 4-30: Metody badań i pomiarów: Metody pomiaru jakości energii*, 2011
- [4] *Rozporządzenie Ministra Gospodarki z dnia 4 maja 2007 r. w sprawie szczegółowych warunków funkcjonowania systemu elektroenergetycznego, ze zmianami 21 sierpnia 2008 r.* (Dz.U. 2008 nr 162 poz. 1005).
- [5] Tauron Dystrybucja, *Taryfa sprzedażowa energii elektrycznej*, <http://www.tauron.pl>

## MANAGEMENT OF ELECTRICAL ENERGY DEMAND IN HOUSEHOLD

This paper presents the issues connected with management of energy consumption in households. The article describes the solution for households to save up money by using energy in selected day time. The possibility is showed on two-part tariff and the easy solutions are given to achieve money saving. Additionally, this paper shows that it's profitable for power industry.

Laura JASIŃSKA\*, Karol MALECHA\*

## **LTCC (NISKOTEMPERATUROWA WSPÓLWYPALANA CERAMIKA) – WYBRANE ASPEKTY TECHNOLOGICZNE**

Artykuł prezentuje zagadnienie technologii LTCC (low temperature co-fired ceramics, niskotemperaturowa współwypalana ceramika) z perspektywy wykonywania układów mikrofluidyczno-mikrofalowych. Ceramika LTCC, ze względu na swoje właściwości ma szerokie spektrum zastosowań. W pracy przedstawiono opis procesu technologicznego i wyszczególniono najczęściej spotykane zastosowania z wyróżnieniem układów mikroprzepływowych oraz mikrofalowych.

### **1. WPROWADZENIE**

Mikrosystemy wykonywane różną technologią są obecne w każdej dziedzinie życia. Niezależnie od przeznaczenia, można je spotkać zarówno w wysokospecjalistycznych laboratoriach, liniach produkcyjnych, przedsiębiorstwach technologicznych czy różnorodnych fabrykach, jak i w trakcie wykonywania codziennych czynności. Obecnie, przy projektowaniu oraz wytwarzaniu mikrosystemów dąży się do minimalizacji kosztów przy jednocześnie niezmiennych parametrach, możliwości skalowalności tychże projektów oraz łączenia wielu funkcji, dotąd występujących oddzielnie przy jak najmniejszej objętości układów. Od kilkudziesięciu lat jedną z prężniej rozwijających się gałęzi mikrosystemów są te wykonywane technologią grubowarstwową oraz LTCC.

Istnieje wiele typów mikrosystemów, wśród których można wymienić układy mikroprzepływowe  $\mu$ TAS (micro Total Analysis System) oraz LOC (Lab on Chip). Do niedawna, najczęściej stosowanym materiałem podłożowym do wykonywania wspomnianych układów było szkło oraz krzem, obecnie częściej wykorzystywane są polimery. Technologia krzemowa, mimo wielu zalet (wysoka niezawodność układów, małe wymiary geometryczne struktur przestrzennych i inne), jest kosztowna [4]. Z tego powodu poszukiwano innych rozwiązań materiałowych, charakteryzujących się zbliżonymi

---

\* Zakład Mikrosystemów i Fotoniki, Wydział Elektroniki Mikrosystemów i Fotoniki, Politechnika Wroclawska

możliwościami przy większej łatwości wykonania oraz mniejszej cenie. Technologia polimerów, mimo niezaprzeczalnie niższych kosztów w stosunku do krzemowej, posiada wadę w postaci trudności integracji elementów elektronicznych z całością modułu. Wykonywanie układów mikroprzepływowych technologią LTCC zdaje się odpowiadać na zapotrzebowanie rozwiązując powyższe trudności. Umożliwia wykonanie niewielkich (rzędu mikrometrów) struktur przestrzennych, integrację elementów i podzespołów elektronicznych techniką montażu SMT i THT bądź bezpośrednio jako element zagrzebany.

## 2. LTCC - TECHNOLOGIA

Początkowo, technologia LTCC była wykorzystywana do tworzenia układów o bardzo wysokiej skali integracji (Very Large Scale Integration, VLSI) oraz jako podłoża obwodów mikrofalowych. Jedno z pierwszych zastosowań tej technologii w technice radarowej przypada na lata siedemdziesiąte dwudziestego wieku – gdzie skonstruowano urządzenie radiowe na potrzeby armii amerykańskiej [4]. Pierwszy typ zastosowań wynikał między innymi z możliwości tworzenia struktur i układów zagrzebanych przy jednocześnie względnej łatwości wykonywania ścieżek przewodzących i wyprowadzeń oraz wysokiej wartości przewodności cieplnej struktury. Jednym z zastosowań, które brano pod uwagę podczas opracowywania samej technologii, była możliwość wykonywania obwodów mikrofalowych, a ściślej – anten. W tego powodu, folie ceramiczne LTCC charakteryzują się szerokim spektrum wartości przenikalności elektrycznej (od kilku do kilkuset) i niską stratnością [3]. Ponadto, w wielu zastosowaniach, podłoża z wypalanej ceramiki LTCC wraz z naniesionymi ścieżkami przewodzącymi może z powodzeniem stanowić substytut PCB (printed circuit board).

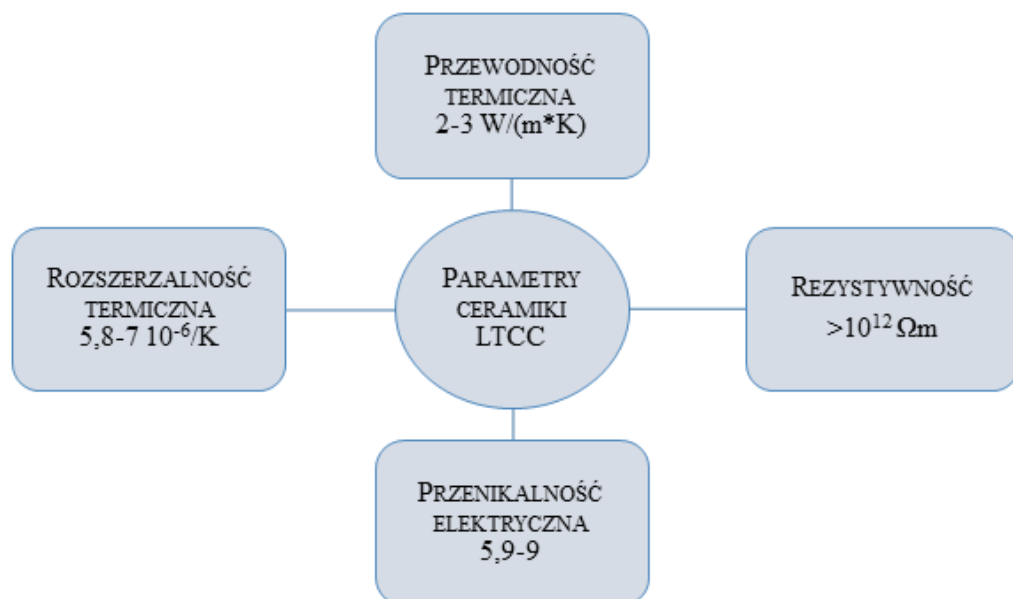
Oprócz wspomnianych wyżej parametrów, ceramika LTCC charakteryzuje się między innymi niewielką rozszerzalnością cieplną dopasowaną do krzemu, co przy jednoczesnej dużej przewodności cieplnej oraz rezystywności, czyni z niej bardzo dobre podłoża pod specjalistyczne zastosowania. Kolejną cechą, która powoduje szerokie spektrum zastosowań czujnikowych ceramiki LTCC jest stosunkowo duża odporność na czynniki chemiczne. Wybrane parametry przedstawiono na rysunku nr 1.

Wyszczególnione powyżej parametry są charakterystyczne dla materiałów, z których jest wykonywana ceramika LTCC, czyli szkła, ziaren  $Al_2O_3$ , krzemionek, wypełniaczy krystalicznych i innych. Systematyka materiałów, z których najczęściej wykonywana jest ceramika LTCC została zaprezentowana na rysunku 2.

Zastosowanie tego typu materiałów niosło za sobą również konieczność użycia organicznego wypełniacza, którego obecność ma zasadniczy wpływ na skurcz (shrinkage) folii po wypaleniu. Temperatura, w której następuje krystalizacja, zawiera się w przedziale pomiędzy 800-1100°C, stąd też ten typ folii zwiemy „niskotemperaturowym”, w



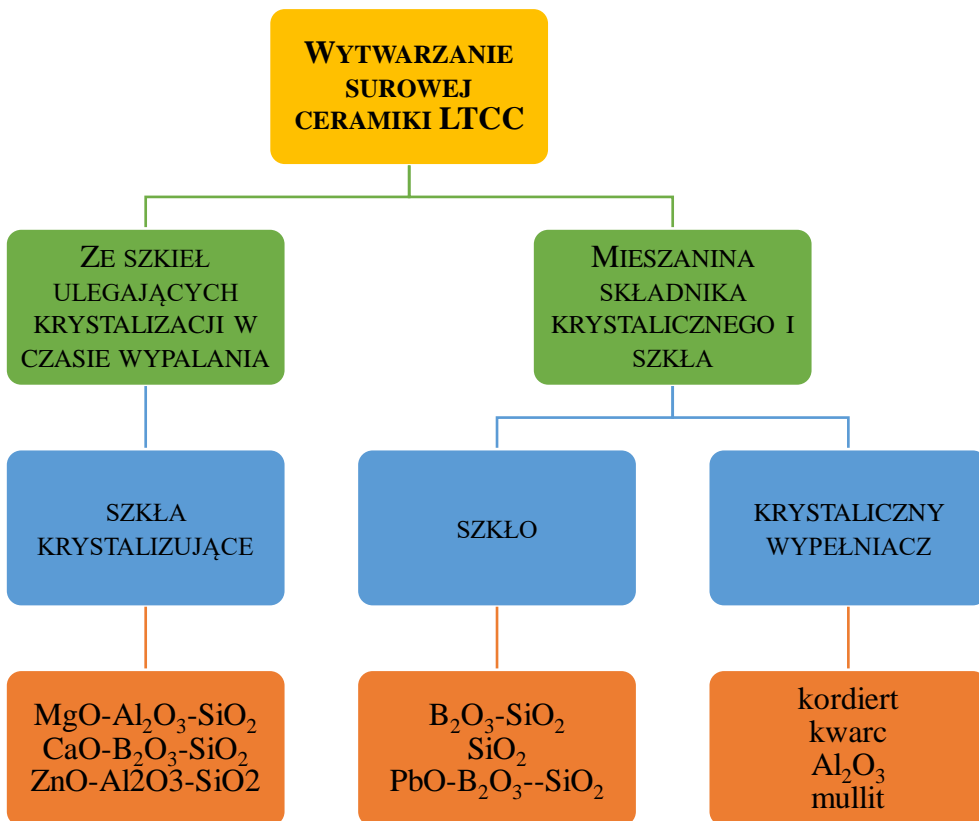
przeciwieństwie do HTCC (high temperature co-fired ceramic), której współwypane wymaga temperatury około 1800°C [5].



Rys. 1. Wybrane parametry ceramiki LTCC[0]  
Fig. 1. Selected parameters of LTCC ceramic[0]

### 3. PROCES TECHNOLOGICZNY

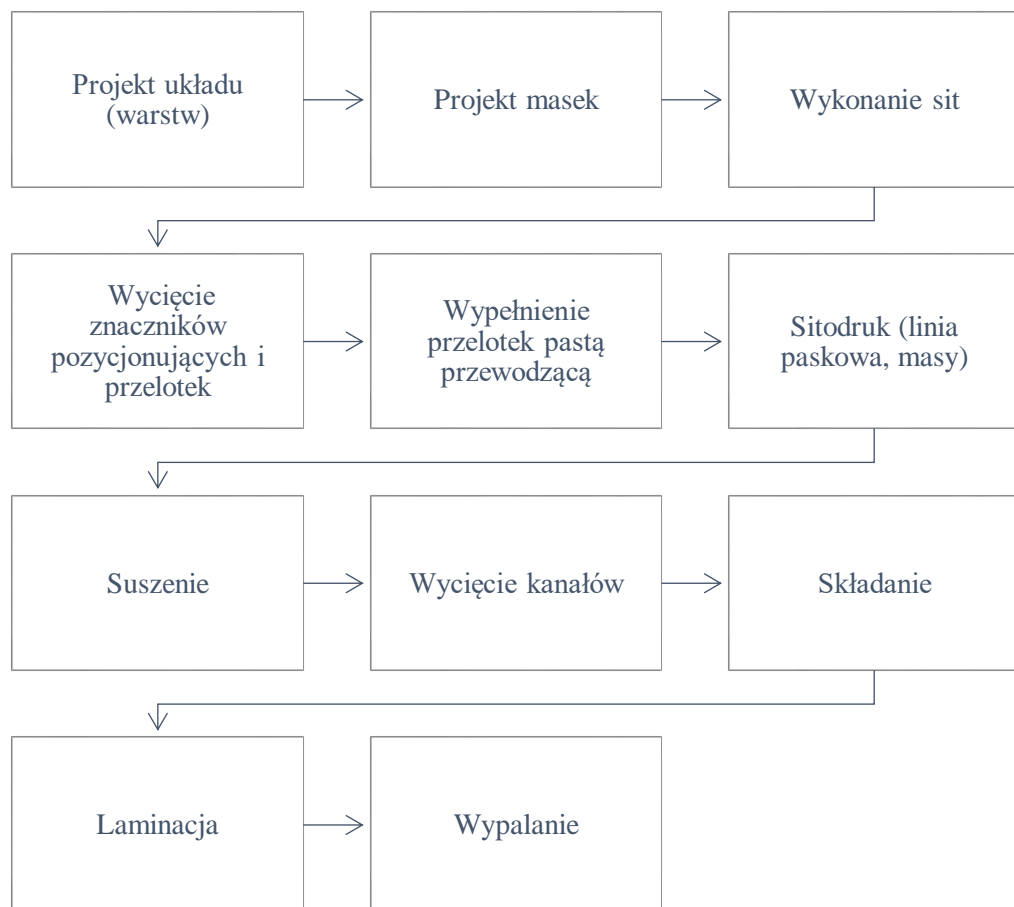
Wykonywanie układów technologią LTCC wymaga precyzji i dokładności ze strony osoby się nią zajmującej. Podczas projektowania należy wziąć pod uwagę wiele czynników, które mają wpływ na końcowy efekt. Wśród nich można wymienić przede wszystkim skurcz folii po wypaleniu – w przypadku DuPont 951 wspomniana zmiana wymiarów wynosi około 12,7% długości i szerokości oraz 15% grubości, co przekłada się na konieczność projektowania odpowiednio większych wymiarów struktur. Kolejnym istotnym aspektem, który należy brać pod uwagę wytwarzając moduły daną strukturą jest niewielka odporność mechaniczna układów po wypaleniu, co może stanowić istotne ograniczenie. Zastosowanie odpowiednich materiałów zabezpieczających może zminimalizować ryzyko przypadkowych uszkodzeń mechanicznych [4]. Ogólny schemat wytwarzania układów technologią LTCC został zaprezentowany na rysunku 3.



Rys. 2. Materiały stosowane do wytworzenia surowej ceramiki LTCC[0]  
 Fig. 2. Materials used to manufacture LTCC ceramic[0]

Proces wytwarzania układu technologią LTCC jest poprzedzony wykonaniem projektu poszczególnych warstw. Każda z warstw posiada element pozycjonujący, który umożliwia późniejsze złożenie folii w cały moduł oraz precyzyjne naniesienie metalizacji. Następnie, każda z nich jest wycinana we właściwy dla danego modułu sposób (uwzględniając miejsca na przelotki, kanały, elementy zagrzebane itd.). kolejnym krokiem jest naniesienie odpowiednich ścieżek metodą sitodruku oraz złożenie. Następny etap to laminacja, której parametry (takie jak temperatura, czas i ciśnienie) jest charakterystyczna dla danego typu ceramiki). Ostatni etap to współwypalanie w piecu strefowym bądź komorowym przy odpowiednim profilu temperaturowym (odpowiednich gradientach temperatury w określonym czasie).

W zależności od typu wytwarzanego modułu, etapy te mogą się nieznacznie różnić.



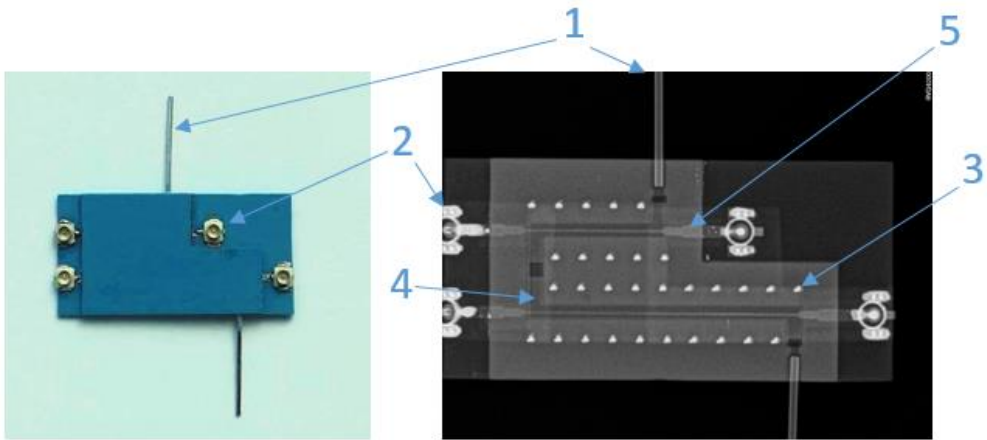
Rys. 3. Proces wytwarzania mikrofluidyczno-mikrofalowego układu technologią LTCC [2]  
 Fig. 3. Manufacturing process of LTCC microfluidic-microwave device [2]

#### 4. UKŁADY MIKROFLUIDYCZNE

Układy mikroprzepływowe wykonane technologią LTCC łączą zalety technologii krzemowej oraz polimerowej. Technologia ta umożliwia zarówno wykonywanie struktur przestrzennych, takich jak mikrokanały, mikrozawory, mikromieszalniki i inne, ale też zintegrowanie całości systemu z elementami elektronicznymi (optoelektronicznymi czy mikroprocesorowymi). Ostatnia cecha jest warunkowana między innymi łatwością zaprojektowania oraz wykonania połączeń elektrycznych wewnątrz podłoża LTCC.

Parametry elektryczne, w tym wysoka rezystywność, szerokie spektrum przenikalności elektrycznej (w zależności od typu folii) i niski współczynnik strat ( $\tan \delta$ ) klasyfikuje LTCC jako dobre podłoże pod obwody mikrofalowe. Zastosowanie to miało miejsce już w latach siedemdziesiątych dwudziestego wieku.

W związku z powyższymi właściwościami folii LTCC, wnioskuje się, że jest to odpowiedni materiał, z którego można wykonać układy mikroprzepływowo-mikrofalowe. Takie połączenie jest obecne w literaturze, jednakże rolę podłoża najczęściej pełni polimer (PMMA) [2]. Przewagą technologii LTCC w stosunku do polimerowej jest możliwość integracji elementów elektronicznych z podłożem ceramicznym zawierającym struktury mikroprzepływowe. Na rysunku 4. przedstawiono układ wykonany w Laboratorium Mikrosystemów Grubowarstwowych Politechniki Wrocławskiej.



Rys. 4. Zdjęcie przykładowego modułu mikroprzepływowo-mikrofalowego (po lewej) oraz zdjęcie rentgenowskie (po prawej) (1-wlot/wylot mikrokanalu, 2-gniazdo antenowe, 3-przelotka, 4-mikrokanaly, 5-układ dopasowujący wraz z linią transmisyjną)

Fig. 4. Sample photo of microfluidic-microwave module (left) and x-ray image (1-microchannels inlet/outlet, 2-antenna connectors, 3-via, 4-microchannel, 5-matching circuit with microwave transmission line)

Jak widać na powyższym przykładzie, moduł mikrofalowo-mikrofalowy poza elementami typowymi dla wszystkich modułów wykonanych technologią LTCC, posiada gniazda antenowe oraz wlot i wylot umożliwiające transport cieczy w mikrokanale. Inny przykład układu mikrofluidyczno-mikrofalowego przedstawiono w literaturze [1].

## 5. PODSUMOWANIE

Technologia LTCC ma elastyczny charakter. Każdy typ zastosowań warunkuje pewne modyfikacje procesu przy zachowaniu ogólnych cech charakterystycznych dla tej

technologii. Jednocześnie prawdopodobnie istnieje szereg niewykorzystanych dotąd możliwości. Jako przykład typowych zastosowań można wymienić elementy/układy elektroniczne (między innymi układy scalone, np. MCM – multichip modules), czujniki gazów, detektory, skomplikowane układy mikroprzepływowe i inne. Jednym z najnowszych typów zastosowań to wspomniane układy mikroprzepływowo-mikrofalowe. Zastosowania te zmieniają się dynamicznie, co pozwala określić technologię LTCC jako jedną z technologii przyszłości [3].

#### PODZIĘKOWANIA

Praca została sfinansowana przez Narodowe Centrum Nauki (DEC-2013/09/D/ST7/03953).

#### LITERATURA

- [1] CSEPREGI L., *Micromechanics: A silicon microfabrication technology*, Microelectronic Engineering. Volume 3, 1985, 221-234;
- [2] BROWN R.L., POLINSKI P.W., SHAIKH A.S., *Manufacturing of microwave modules using low-temperature cofired ceramics*, Microwave Symposium Digest, 1994., IEEE MTT-S International;
- [3] GOLONKA L., *Zastosowanie ceramiki LTCC w mikroelektronice*, Wrocław 2001;
- [4] HARRISA N.R., HILLB M., BEBBYA S., SHENB Y., WHITEA N.M., HAWKESC J.J., COAKLEYC W.T., *A silicon microfluidic ultrasonic separator*, Sensors and Actuators B: Chemical. Volume 95, 2003, 425-434;
- [5] SLOBODZIAN P., MACIOSZCZYK J., MALECHA K., GOLONKA L., *A LTCC microwave-microfluidic reactor*, Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON), 2016 21<sup>st</sup> International Conference, 1-4.

#### LTCC (LOW TEMPERATURE CO-FIRED CERAMICS) – SELECTED TECHNOLOGICAL ASPECTS

This paper presented LTCC (low temperature co-fired ceramics) technology issue from microfluidic-microwave perspective. LTCC ceramic, due to characteristic properties has many applications in different fields. In this article the technological process was shown. Types of applications with microfluidic-microwave devices highlighting was specified.

Dominika KACZOROWSKA\*

## **STATYSTYCZNA ANALIZA PRACY SYSTEMU FOTOWOLTAICZNEGO OPARTEGO NA MONOKRYSTALICZNYCH OGNIWACH KRZEMOWYCH PV**

Przy planowaniu inwestycji, dużą rolę odgrywa prawdopodobieństwo zwrócenia się jej kosztów inwestycyjnych. Biorąc to pod uwagę, w artykule autorka skupiła uwagę na statystycznym przedstawieniu pracy wybranego systemu fotowoltaicznego opartego na monokrystalicznych krzemowych ogniwach PV. W tekście zaprezentowano nie tylko wykresy przedstawiające generowaną przez system moc w danych okresach czasu oraz nasłonecznienie występujące w miejscu badań, ale umieszczono również histogramy, rozkład gęstości, średnią, medianę, wartości minimalne i maksymalne zmiennej losowej za jaką można uznać generowaną moc, czy występujące nasłonecznienie. Zakładając rozkład zbliżony do rozkładu normalnego zbadano prawdopodobieństwo spełnienia warunków normy PN-EN 50160 dla dopuszczalnych wartości napięcia w sieciach SN.

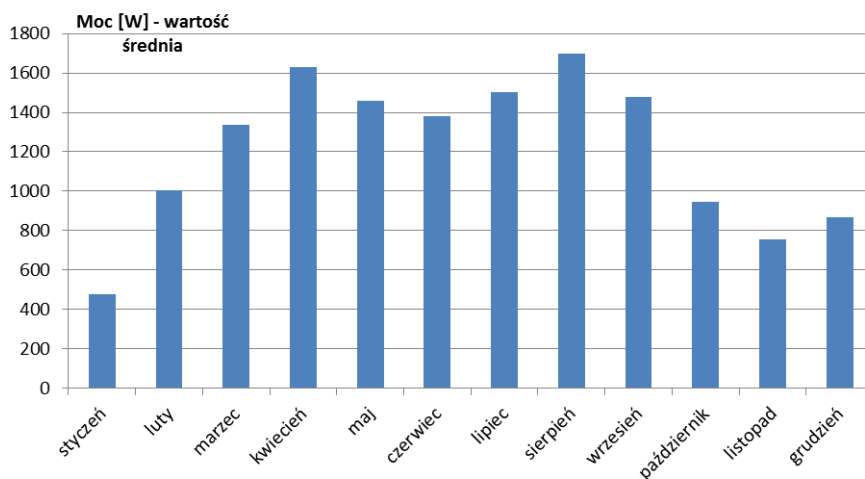
### **1. PRACA ANALIZOWANEGO SYSTEMU FOTOWOLTAICZNEGO**

W celu wyboru reprezentatywnych miesięcy dla najlepszego zobrazowania pracy Badawczego Systemu Fotowoltaicznego umieszczonego na dachu budynku D-1 Wydziału Elektrycznego Politechniki Wrocławskiej [1], posłużono się rocznym zestawieniem średniej generowanej przez system mocy. Zarówno te dane, jak i następne uzyskano z portalu Sunny Portal [4] wspomagającego analizę pracy systemu. Po zapoznaniu się z wykresem przedstawionym na rys. 1 poniżej zdecydowano się na zestawienie pracy systemu w styczniu, marcu, sierpniu oraz listopadzie.

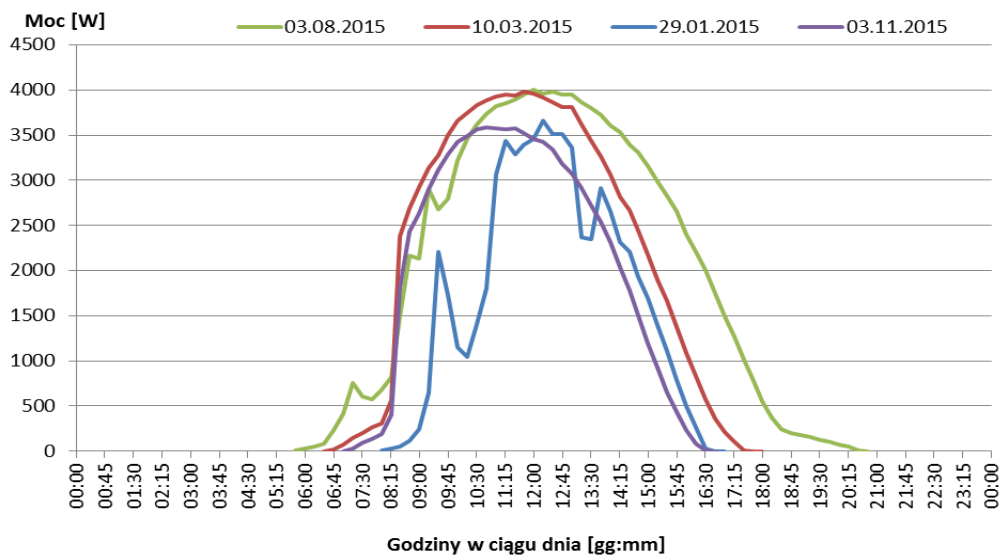
Następnym krokiem przeprowadzanej analizy było zbadanie, jak w ciągu doby zmienia się średnia wartość generowanej mocy oraz nasłonecznienie w czasie przykładowej doby słonecznej i pochmurnej (rys. 2-5).

---

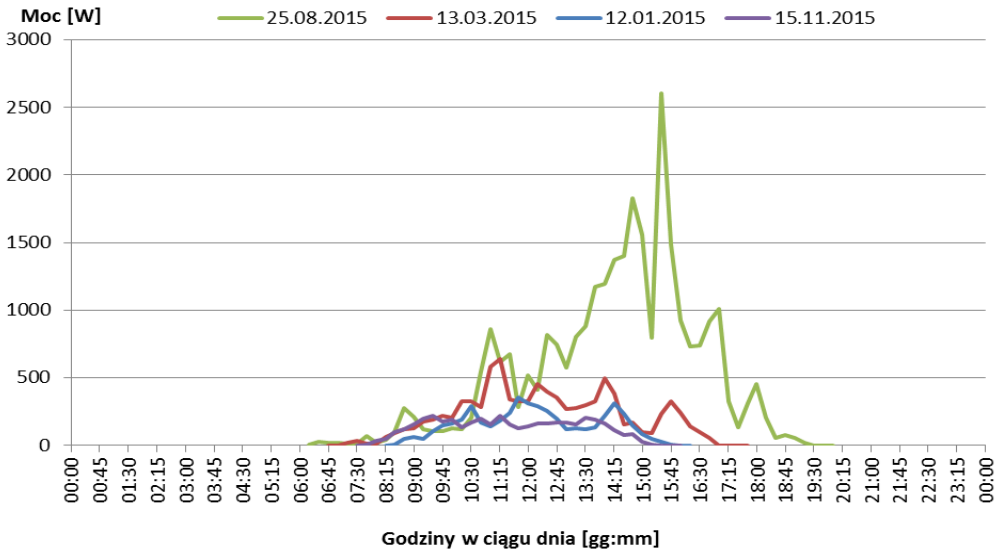
\* Politechnika Wrocławska, Wydział Elektryczny, Katedra Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii, Zespół Elektrotechniki Teoretycznej, Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław



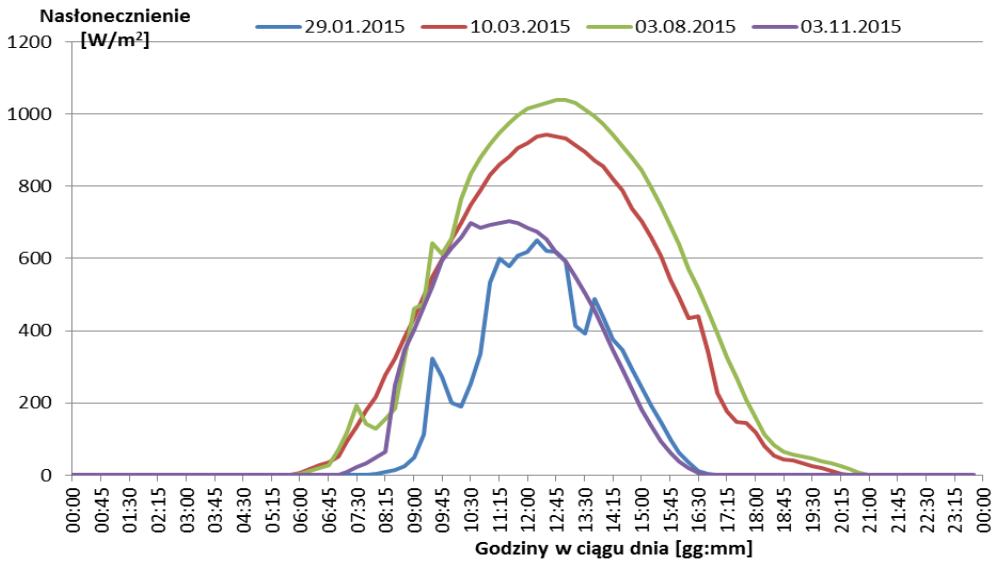
Rys. 1. Ilość średniej wygenerowanej mocy w poszczególnych miesiącach w roku 2015  
 Fig. 1. Average power generated in 2015



Rys. 2. Średnia wartość generowanej mocy podczas słonecznych dni w wybranych miesiącach  
 Fig. 2. Average generated power during the sunny days

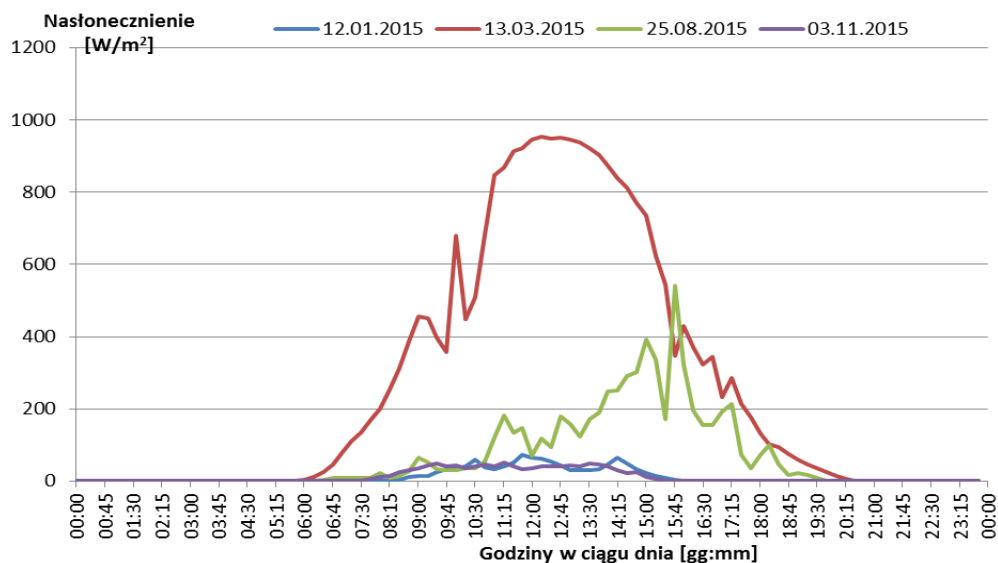


Rys. 3. Średnia wartość generowanej mocy podczas pochmurnych dni w wybranych miesiącach  
 Fig. 3. Average generated power during the cloudy days



Rys. 4. Nasłonecznienie podczas słonecznych dni w wybranych miesiącach  
 Fig. 4. Irradiation during the sunny days



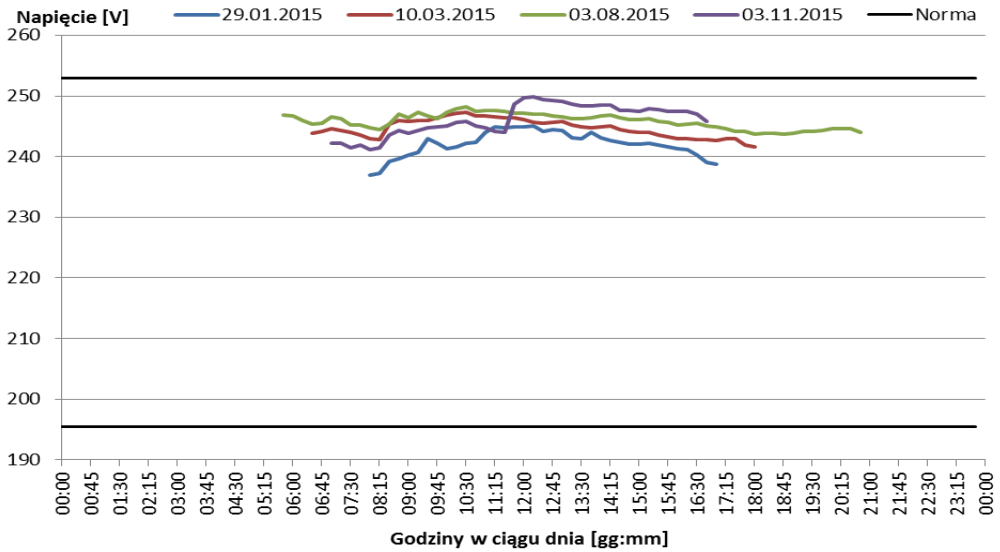


Rys. 5. Nasłonecznienie podczas pochmurnych dni w wybranych miesiącach  
 Fig. 5. Irradiation during the cloudy days

Podczas analizy powyższych charakterystyk łatwo zauważyć, że cechuje je podobny kształt, a różni osiągnięta wartość maksymalna. Nie trudno również zobaczyć, że wraz ze zmianą pory roku, zmienia się punkt na osi poziomej, odpowiadający maksimum. Taki kształt, a nie inny nasłonecznienia, a co za tym idzie, także generowanej mocy, spowodowany jest ruchem Słońca i zmianą jego wysokości nad horyzontem [2]. Z kształtu charakterystyk możemy również wnioskować o pogodzie panującej danego dnia. Idealna krzywa odpowiadałaby za całkowicie słoneczny dzień, zaś każde załamanie świadczyłoby o chmurach przesuwających się w danej chwili nad panelami fotowoltaicznymi.

W dalszej części analizy zastanowiono się nad parametrami cechującymi napięcie mierzone w pobliżu falownika (rys. 6.) i zestawiono je z wymaganym przez normę PN-EN 50160. Wahania napięcia nie powinny przekraczać +10%/-15% przez 100% czasu [3].

Pomimo pozornie dużych wahań napięcia, jego wartości mieszczą się w przedziale narzuconym przez normę.



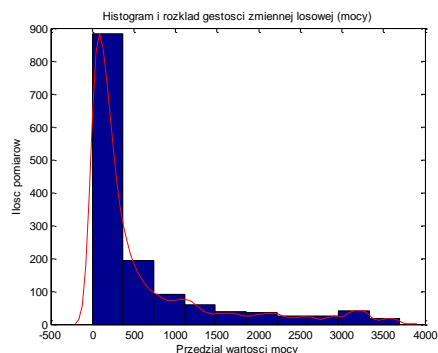
Rys. 6. Zmiany napięcia dni w wybranych dniach  
 Fig. 6. Changes of voltage during the selected days

## 2. ANALIZA STATYSTYCZNA PRACY SYSTEMU

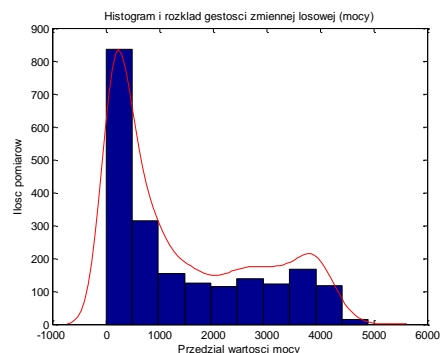
Mimo, że uzyskane w wyniku analiz wykresy dużo mówią na temat charakteru pracy systemu fotowoltaicznego, dają niewiele informacji o wartościach minimalnych i maksymalnych, czy częstości występowania danych przedziałów generowanej mocy. W celu zobrazowania powyższych kwestii posłużono się analizą statystyczną mocy, nasłonecznienia oraz napięć występujących w poszczególnych miesiącach, a wybrane z nich (styczeń, marzec, sierpień, listopad) zobrazowano w postaci histogramów oraz rozkładów gęstości.

W pierwszej części analizy statystycznej skupiono się na mocy i nasłonecznieniu (rys. 7-8).

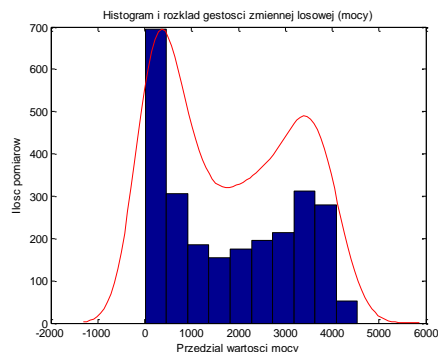
a) styczeń



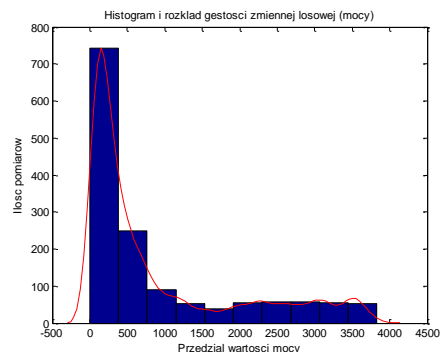
b) marzec



c) sierpień



d) listopad



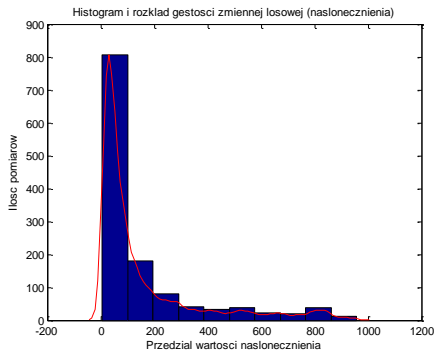
Rys. 7. Histogramy średnich generowanych mocy w poszczególnych miesiącach

Fig. 7. Histograms of average generated power during selected months

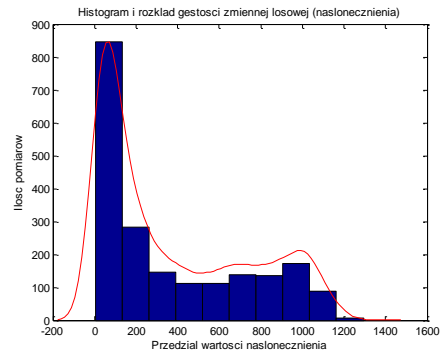
Podobnie, jak w przypadku wykresów przedstawiających zmiany mocy i nasłonecznienia, ich histogramy mają podobny charakter. Można również zauważyć, że charakter zmian na histogramie jest podobny dla każdego miesiąca, przy czym w miesiącach zimowych wartości osiągają minimum, a w miesiącach letnich maksimum. Dokładniejsze zmiany parametrów statystycznych, takich jak wartość średnia, odchylenie standardowe, mediana, minimum oraz maksimum przedstawiono w tabeli 1 i 2.

Ponieważ histogramy i rozkłady gęstości średnich wartości napięć za falownikiem okazały się zbliżone do rozkładu normalnego, obliczono prawdopodobieństwo znalezienia napięcia w przedziale narzuconym przez normę PN-EN 50160 – tabela 3.

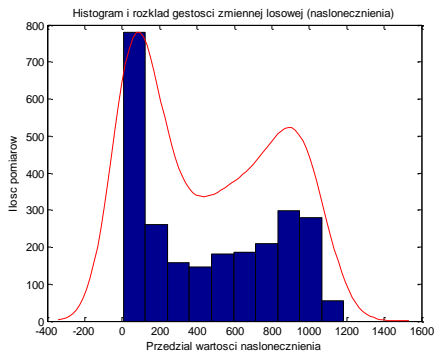
a) styczeń



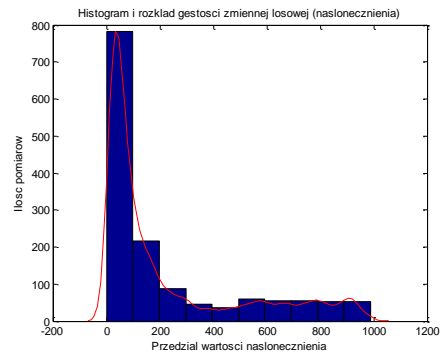
b) marzec



c) sierpień



d) listopad



Rys. 8. Histogramy zmian nasłonecznienia w poszczególnych miesiącach

Fig. 8. Histograms of irradiation changes during selected months

Wszystkie uzyskane na wyjściu napięcia mieszczą się w przedziałach normy, a przy niezmiennych rozkładzie gęstości napięć, prawdopodobieństwo znalezienia się w wymaganym przedziale jest równe 1 (100%).

Drugim krokiem analizy statystycznej było zbadanie zmienności rozkładu średnich wartości napięcia za falownikiem (rys. 9).

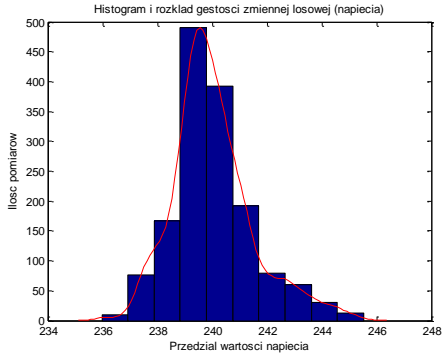
Tabela 1. Wartości parametrów statystycznych dla generowanej mocy  
 Table 1. Values of statistical parameters of generated power

Miesiąc	$P_{sr}$	$\delta_P$	mediana	$P_{min}$	$P_{max}$
-	[kW]	[kW]	[W]	[W]	[W]
styczeń	0.5935	0.8358	229.0000	0.0000	3.6980
luty	1.0885	1.1959	497.0620	0.0000	4.0987
marzec	1.4113	1.3752	814.1390	0.0000	4.9010
kwiecień	1.7312	1.4998	1272.8	0.0000	5.0178
maj	1.5445	1.3596	1071.0	0.0000	5.0654
czerwiec	1.4741	1.3420	984.6060	0.0000	4.8140
lipiec	1.5943	1.3314	1239.3	0.0000	4.7671
sierpień	1.8034	1.394.3	1665.3	0.0000	4.5431
wrzesień	1.5816	1.3390	1242.5	0.0000	4.7239
październik	1.0761	1.1930	488.2580	0.0000	4.1550
listopad	0.8774	1.0576	369.8825	0.0000	3.8302
grudzień	1.0250	1.0454	529.0000	0.0000	3.3621

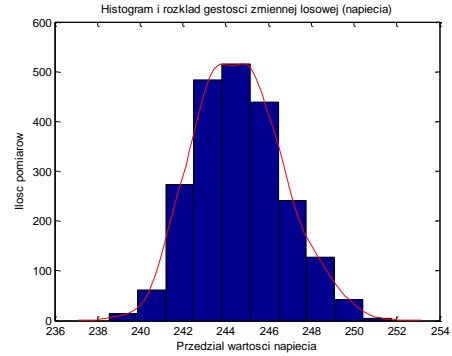
Tabela 2. Wartości parametrów statystycznych dla nasłonecznienia  
 Table 2. Values of statistical parameters of irradiation

Miesiąc	$Irr_{sr}$	$\delta_{Irr}$	mediana	$Irr_{min}$	$Irr_{max}$
-	[W/m <sup>2</sup> ]	[W/m <sup>2</sup> ]	[W/m <sup>2</sup> ]	[W/m <sup>2</sup> ]	[kW/m <sup>2</sup> ]
styczeń	155.1922	208.0253	64.2778	0.0000	0.9700
luty	289.4888	312.5917	132.2650	0.0000	1.0655
marzec	369.1911	357.9176	209.0340	0.0000	1.2932
kwiecień	451.5733	395.0882	322.4100	0.0000	1.3413
maj	394.7270	360.9490	263.2340	0.0000	1.3465
czerwiec	380.1989	353.6171	252.6670	0.0000	1.2696
lipiec	411.2713	351.3863	316.0910	0.0000	1.2583
sierpień	463.2921	368.0298	424.6760	0.0000	1.1840
wrzesień	405.2993	350.0160	308.0790	0.0000	1.2379
październik	272.5842	308.3880	115.1710	0.0000	1.0779
listopad	221.7926	272.7376	85.7027	0.0000	0.9882
grudzień	249.3615	268.5894	110.6360	0.0000	0.8681

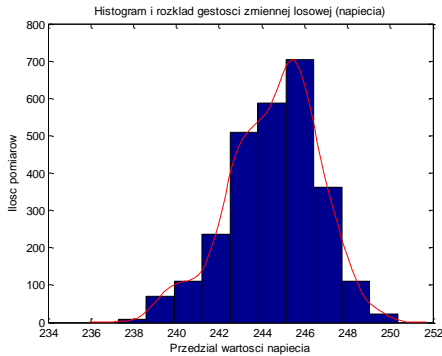
a) styczeń



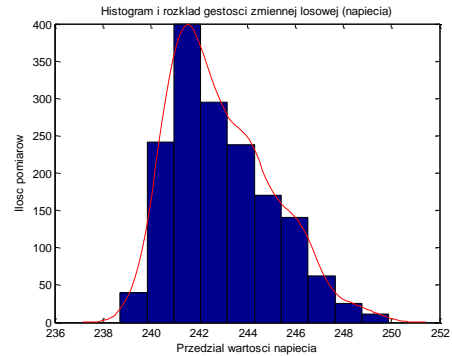
b) marzec



c) sierpień



d) listopad



Rys. 9. Histogramy zmian napięcia w poszczególnych miesiącach

Fig. 9. Histograms of voltage changes during selected months

### 3. PODSUMOWANIE

Uzyskane wyniki badań potwierdzają przypuszczenia o dużej wadze położenia systemu fotowoltaicznego, gdyż każde zacinienie odbija się na mocy, którą możemy wygenerować. Napięcia uzyskiwane w pobliżu falownika dla zbadanego systemu fotowoltaicznego mieszczą się w przedziale narzuconym przez normę PN-EN 50160, a przeprowadzona analiza statystyczna pozwala przypuszczać, że ewentualne wahania napięcia nie przekroczą wartości dopuszczalnych. Uzyskane w postaci histogramów rozkłady przedziałów wartości generowanej mocy oraz dane zgromadzone w tabelach 1-3 potwierdzają, że najwięcej mocy jesteśmy w stanie wygenerować latem, mimo negatywnego wpływu wysokiej temperatury na sprawność ogniw PV. Analizy statystyczne, jako samodzielne narzędzie nie oddają w pełni charakteru pracy systemu

fotowoltaicznego, jednak w połączeniu z uzyskanymi charakterystykami uzupełniają obraz o szczegóły, których nie uzyskamy przy zwykłej analizie.

Tabela 3. Wartości parametrów statystycznych dla napięcia  
Table 3. Values of statistical parameters of voltage

Miesiąc	$U_{\text{sr}}$	$\delta_U$	$P_U$	mediana	$U_{\text{min}}$	$U_{\text{max}}$
-	[V]	[V]	-	[V]	[V]	[V]
styczeń	240.0284	1.4892	1.0000	239.8170	235.9690	245.5310
lut	240.6918	1.8810	1.0000	240.3540	236.6000	246.3010
marzec	244.6125	2.0744	1.0000	244.5390	238.5580	251.7220
kwiecień	245.0628	2.1153	1.0000	244.9720	239.4250	251.5850
maj	244.3138	2.2948	1.0000	244.4220	239.2610	250.9590
czerwiec	244.9045	2.0403	1.0000	244.8660	239.0810	252.3330
lipiec	245.0282	2.1048	1.0000	245.1285	239.1310	251.1600
sierpień	244.5676	2.1081	1.0000	244.8120	237.2770	250.3540
wrzesień	244.4199	2.2031	1.0000	244.3025	238.5610	252.2940
październik	243.7200	2.3052	1.0000	243.6020	232.4660	250.2830
listopad	242.9467	2.1025	1.0000	242.5570	238.7260	249.8810
grudzień	244.0819	2.2685	1.0000	244.1470	220.6490	249.9020

#### LITERATURA

- [1] HERLENDER K., REZMER J., *Badawczy system fotowoltaiczny*, Przegląd Elektrotechniczny. 2012, R. 88, nr 12a, s. 178-180.
- [2] WACŁAWEK M., RODZIEWICZ T., *Ogniwa słoneczne. Wpływ środowiska naturalnego na ich pracę*, Warszawa, WNT, 2011.
- [3] *Norma PN-EN 50160*
- [4] <https://www.sunnyportal.com>

#### STATISTICAL ANALYSIS OF WORK OF THE PHOTOVOLTAIC SYSTEM BUILT ON THE BASIS OF MONOCRYSTALLINE SILICON PV CELLS

For investors the probability of getting the investment money back is really important. Because of that, the author introduced the statistical analysis of work of the photovoltaic system built on the basis of monocrystalline silicon PV cells. The paper shows not only the characteristics of generated power, irradiation and voltage, but histograms, probability distribution, median, minimum and maximum value too. Assuming the normal probability distribution of voltage, the probability of staying inside the allowed by the PN-EN 50160 value range.

Jacek LISTWAN\*

## **SUPER-TWISTING SLIDING-MODE DIRECT TORQUE CONTROL OF FIVE-PHASE INDUCTION MOTOR**

The paper presents the super-twisting sliding-mode Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of five-phase induction motor. The mathematical model of the five-phase squirrel-cage induction motor has been described. Method of Space Vector Modulation has been presented. The considered control method has been designed and explained. The simulation model has been developed and the simulation studies have been performed. The results of simulation studies have been presented and discussed.

### 1. INTRODUCTION

The multi-phase induction motors are assumed to be the motors that comprise more than three phases. This type of motors have a lot of advantages. The most important of these are: lower value of electromagnetic torque ripples, reduction of the current harmonics in the DC link of the frequency converter and smaller values of the nominal phase currents in comparison with conventional three phase induction motors. Multi-phase induction motors have been used in applications where reliability of operation and high power are required [4-6, 8].

In the literature there are some publications about the different control methods of the multi-phase induction motors [1, 4-6, 8, 9]. In this paper the system of Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) with super-twisting sliding-mode algorithm and five-phase induction motor has been considered and described. The principle of DTC-SVM is based on the control of the motor speed, the magnitude of the stator flux vector and the motor electromagnetic torque [5]. The sliding-mode technique has a lot of advantages and can be effectively applied to the control system with multi-phase induction motors. The negative effect which occurs in using the conventional sliding-mode methods is the phenomena of chattering. In order to eliminate this negative phenomena, the second-order sliding-mode control called as super-twisting has been applied [2, 3, 9].

---

\*Wroclaw University of Science and Technology, Department of Electrical Machines, Drives and Measurements, Smoluchowskiego 19, 50-372 Wroclaw, jacek.listwan@pwr.edu.pl



This paper has been divided into six sections. Section 1 provides an introduction. Section 2 is dedicated to the mathematical model of the five-phase squirrel-cage induction motor. The Space Vector Modulation (SVM) method has been discussed in the Section 3. Section 4 is dedicated to the description of the super-twisting sliding-mode DTC-SVM control system. The results of the conducted simulation studies have been presented in the Section 5. Section 6 concludes the paper.

## 2. MATHEMATICAL MODEL OF THE FIVE - PHASE INDUCTION MOTOR

The mathematical model of the five-phase induction motor has been formulated with using commonly known simplifications [4-6, 8]. The five-phase induction motor model in the stator and rotor phase coordinate system is described by the equations with the time dependent coefficients. Therefore, modelling and control of this type of motor in the original reference frame can be difficult. For this reason, the appropriate transformations of variables are used and a model of the five-phase induction motor with constant coefficients is obtained [4-6, 8].

The general equations of five-phase induction motor after appropriate transformations take the following form [4-6, 8]:

-the voltage equations of the stator and rotor in the rectangular  $x$ - $y$  coordinate system:

$$u_{sx} = R_s i_{sx} - \omega_k \psi_{sy} + p \psi_{sx} \quad (1)$$

$$u_{sy} = R_s i_{sy} + \omega_k \psi_{sx} + p \psi_{sy} \quad (2)$$

$$0 = R_r i_{rx} - (\omega_k - \omega_e) \psi_{ry} + p \psi_{rx} \quad (3)$$

$$0 = R_r i_{ry} + (\omega_k - \omega_e) \psi_{rx} + p \psi_{ry} \quad (4)$$

-the stator voltage equations in the additional coordinate system  $z1$ - $z2$ :

$$u_{sz1} = R_s i_{sz1} + p \psi_{sz1} \quad (5)$$

$$u_{sz2} = R_s i_{sz2} + p \psi_{sz2} \quad (6)$$

-the equation of the electromagnetic torque:

$$T_e = \frac{6}{2} p_b (\psi_{ry} i_{sx} - \psi_{rx} i_{sy}) \quad (7)$$

-the mechanical motion equation:

$$T_e - T_m = \frac{J_m}{p_b} \cdot p \omega_e \quad (8)$$

where:  $s, r$  - denote the variables and parameters of the stator and rotor, respectively;  $u$  - the voltage;  $i$  - the current;  $\psi$  - the flux linkages;  $x, y$  - the designation of the variables in the  $x$ - $y$  coordinate system;  $z_1, z_2$  - the designation of the variables in the additional  $z_1$ - $z_2$  coordinate system;  $\omega_k$  - arbitrary angular speed of the coordinate system relative to the stator;  $\omega_e$  - the electrical angular speed of the motor;  $R_s, R_r$  - stator and rotor phase resistance;  $p_b$  - the number of motor pole pairs;  $p=d/dt$  - derivative operator;  $T_e$  - the motor electromagnetic torque;  $T_m$  - the load torque;  $J_m$  - the inertia of the drive system.

### 3. SPACE VECTOR MODULATION METHOD

In this article it is assumed that the five-phase induction motor is supplied by the two-level five-phase Voltage Source Inverter (VSI). The complete mathematical model of the five-phase VSI is presented in [4]. Voltage space vectors generated by the five-phase VSI can be considered in the stationary rectangular coordinate system  $\alpha$ - $\beta$  and in the  $z_1$ - $z_2$  additional coordinate system. For the five-phase VSI the total number of state combinations of the inverter switches is equal to 32. The same numbers of voltage space vectors can be considered in the two mentioned above coordinate systems. In the set of all voltage space vectors generated in the  $\alpha$ - $\beta$  coordinate system the 30 active and 2 zero vectors can be identified. The active vectors can be divided into three groups of vectors, wherein each group consists of vectors with different lengths. The small, medium and long vectors are generated. These 32 space voltage vectors divide the switching surface into 10 sectors. Voltage vectors generated in coordinate system  $\alpha$ - $\beta$  are shown in Figure 1.

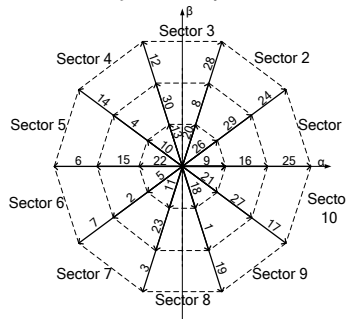


Fig. 1. Voltage space vectors generated by five-phase VSI in the stationary coordinate system  $\alpha$ - $\beta$

Rys. 1. Wektory przestrzenne napięcia generowane przez pięciofazowy falownik napięcia w nieruchomym układzie współrzędnych  $\alpha$ - $\beta$

In the multi-phase induction motors only the state variables determined in the general coordinate system  $x$ - $y$  (the stationary  $\alpha$ - $\beta$  coordinate system in case  $\omega_k=0$ ) are involved in the generation of the motor electromagnetic torque. The state variables determined in the additional coordinate system  $z_1$ - $z_2$  do not participate in the conversion of the

electromechanical energy, but they have negative impact on the operation of the drive system. The values of these variables must be minimized with the use of the Space Vector Modulation techniques [4-6, 8]

In the studies presented in this article the synthesis of the reference voltage vectors are carried out with the use of switching times of four active voltage vectors (two medium and two long) from the same sector and two zero voltage vectors. Switching times of voltage vectors are calculated according to these equations [1]:

$$t_{al} = 2 \sin(2\pi/5) \cdot \sin(s \cdot \pi/5 - \vartheta) \cdot \frac{u_{sref}}{u_d} \cdot T_s \quad (9)$$

$$t_{am} = 2 \sin(\pi/5) \cdot \sin(s \cdot \pi/5 - \vartheta) \cdot \frac{u_{sref}}{u_d} \cdot T_s \quad (10)$$

$$t_{bl} = 2 \sin(2\pi/5) \cdot \sin[\vartheta - (s-1) \cdot \pi/5] \cdot \frac{u_{sref}}{u_d} \cdot T_s \quad (11)$$

$$t_{bm} = 2 \sin(\pi/5) \cdot \sin[\vartheta - (s-1) \cdot \pi/5] \cdot \frac{u_{sref}}{u_d} \cdot T_s \quad (12)$$

$$t_0 = T_s - (t_{al} + t_{am} + t_{bl} + t_{bm}) \quad (13)$$

where:  $t_{al}$ ,  $t_{bl}$  - switching times of long voltage vectors;  $t_{am}$ ,  $t_{bm}$  - switching times of medium voltage vectors;  $t_0$  - switching time of zero voltage vectors;  $u_{sref}$  - magnitude of the reference voltage vector;  $u_d$  - the voltage in the DC link of the VSI;  $T_s$  - switching period;  $\vartheta$  - the angle position of reference voltage vector;  $s$  - number of sector ( $s=1, 2, \dots, 10$ ).

#### 4. SUPER - TWISTING SLIDING - MODE DTC-SVM

The super-twisting is a second-order sliding-mode control method whose trajectory in the phase plane moves on the spiral pattern. This method can replace the conventional sliding-mode control. The analyzed super-twisting control method uses the control error and its integral to implement the control surface. This approach allows for the elimination of the phenomena of chattering while maintaining all the advantages of the conventional sliding-mode methods. The performance and dynamics of the control system can be adjusted by changing the coefficients of the PI controllers and the exponents in the equations (16-19) which are presented below [2, 3]. These control variables in the simulation model have been chosen empirically in order to maintain the stability. The considerations of the criteria of the parameters selection and discussion of the stability have been presented in [3].

The block diagram of the super-twisting sliding-mode Direct Torque Control with Space Vector Modulation with five-phase induction motor is shown in Figure 2.

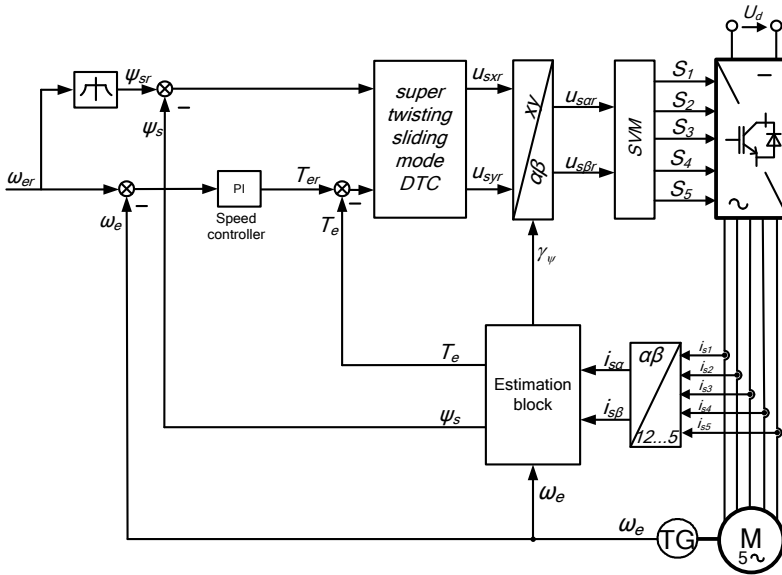


Fig. 2. Super-twisting sliding-mode DTC-SVM control of five-phase induction motor  
 Rys. 2. Ślizgowe sterowanie DTC-SVM pięciofazowym silnikiem indukcyjnym  
 z zastosowaniem algorytmu super-twisting

To implement the considered control system the estimator of the instantaneous magnitude of the stator flux vector ( $\psi_s$ ) and the electromagnetic torque ( $T_e$ ) has been used [7].

In the analyzed control system three control loops are applied: the control loop for motor angular speed, the control loop for magnitude of the stator flux vector and the control loop for motor electromagnetic torque. In the overriding speed control loop the reference value of the motor speed is compared with the calculated motor speed and the error signal is given to the PI speed controller. Output signal from this PI controller is the reference value of the motor electromagnetic torque.

The super-twisting sliding-mode controllers have been used to control of the magnitude of the stator flux vector and the value of the motor electromagnetic torque. The reference value of the motor electromagnetic torque is compared with the estimated value and the reference value of the magnitude of the stator flux vector is compared with the estimated value. The switching function for stator flux vector ( $s_{\psi_s}$ ) and the switching function for electromagnetic torque ( $s_{T_e}$ ) used in the sliding-mode control can be defined as [2, 3, 9]:

$$s_{\psi_s} = \psi_{sr} - \psi_s \quad (14)$$

$$s_{T_e} = T_{er} - T_e \quad (15)$$

Output signal from super-twisting sliding-mode controller of motor electromagnetic torque is the reference value of the  $y$  component of the stator voltage vector. This control variable is defined as [3]:

$$u_{syr} = K_{p1} \cdot |s_{Te}|^{\frac{1}{2}} \cdot \text{sgn}(s_{Te}) + u_{syr1} \quad (16)$$

$$\frac{du_{syr1}}{dt} = T_{i1} \text{sgn}(s_{Te}) \quad (17)$$

Output signal from super-twisting sliding-mode controller of magnitude of the stator flux vector is the reference value of the  $x$  component of the stator voltage vector. This control variable is defined as [3]:

$$u_{sxr} = K_{p2} \cdot |s_{\psi s}|^{\frac{1}{2}} \cdot \text{sgn}(s_{\psi s}) + u_{sxr1} \quad (18)$$

$$\frac{du_{sxr1}}{dt} = T_{i2} \text{sgn}(s_{\psi s}) \quad (19)$$

where:  $K_{p1}$ ,  $K_{p2}$ ,  $T_{i1}$ ,  $T_{i2}$  - the coefficients of the proportional and integral parts of the PI controller, respectively;  $r$  - the reference value.

Reference values of the stator voltage vector components in the  $x$ - $y$  coordinate system are transformed to the  $\alpha$ - $\beta$  coordinate system and are given to the SVM block. Space Vector Modulator sets the switching states of the five-phase VSI

## 5. SIMULATION RESULTS

The simulation model of the super-twisting sliding-mode DTC-SVM with five-phase induction motor has been implemented in Matlab/Simulink<sup>®</sup> Software. Simulation studies were carried out for the five-phase squirrel-cage induction motor with the data and parameters:  $P_N=3$  kW,  $U_{fN}=230$  V,  $f_N=50$  Hz,  $p_b=2$ ,  $R_s=7.48$   $\Omega$ ,  $R_r=3.68$   $\Omega$ ,  $L_{ls}=L_{lr}=0.0221$  H,  $L_m=0.411$  H.

The transients of the reference and calculated electrical speed of the five-phase induction motor are shown in Figure 3. The reference and calculated speeds are with high accuracy equal during every tested states of the drive system.

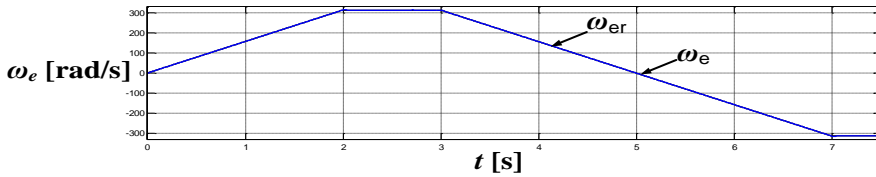


Fig. 3. The transients of reference speed and calculated electrical speed of five-phase induction motor for super-twisting sliding-mode DTC-SVM

Rys. 3. Przebiegi zadanej i obliczonej elektrycznej prędkości pięciofazowego silnika indukcyjnego przy sterowaniu DTC-SVM z zastosowaniem ślizgowego algorytmu super-twisting

The transients of the electromagnetic torque of the five-phase induction motor and the load torque have been presented in the Figure 4. It can be stated that during the start-up and during speed reverse the electromagnetic torque has the biggest value. At the steady-state operations the value of the electromagnetic torque is equal to zero and after switching the load, the electromagnetic torque becomes almost the same as the load torque.

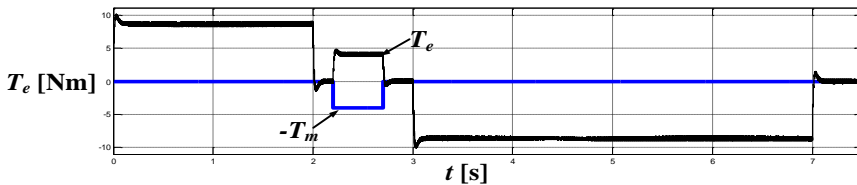


Fig. 4. The waveforms of the load torque and the electromagnetic torque of five-phase induction motor for super-twisting sliding-mode DTC-SVM

Rys. 4. Przebiegi momentu obciążenia i momentu elektromagnetycznego pięciofazowego silnika indukcyjnego przy sterowaniu DTC-SVM z zastosowaniem algorytmu super-twisting

The waveform of the stator phase current of the five-phase induction motor has been presented in Figure 5. The amplitude of the phase current dependent on the current operating state of the drive system.

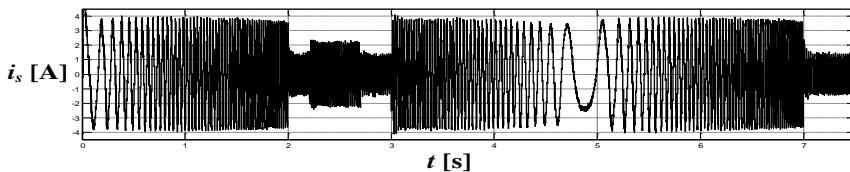


Fig. 5. The waveform of the stator phase current of the five-phase induction motor for super-twisting sliding-mode DTC-SVM

Rys. 5. Przebieg prądu fazowego stojana pięciofazowego silnika indukcyjnego przy sterowaniu DTC-SVM z zastosowaniem algorytmu super-twisting

The Figure 6 presents the trajectory of the estimated values of the magnitude of the stator flux vector. It can be stated that the magnitude of the stator flux vector is regulated at a given, nominal value.

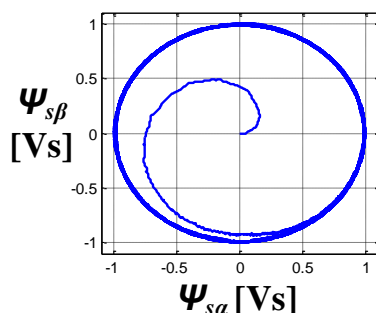


Fig. 6. Trajectory of the estimated magnitude of the stator flux vector  
Rys. 6. Trajektoria estymowanego wektora strumienia stojana

## 6. CONCLUSIONS

The mathematical model of the five-phase squirrel-cage induction motor has been presented and the chosen concept of the Space Vector Modulation method has been described.

The structure of super-twisting sliding-mode Direct Torque Control with Space Vector Modulation with five-phase induction motor has been presented and discussed.

Simulation studies of the considered control method were carried out and the results of the simulation studies have been presented and discussed. The presented simulation results confirmed that the considered control system has good control properties. It can be stated, that the super-twisting sliding-mode DTC-SVM control method allows for precise control of the motor speed, motor electromagnetic torque and stator flux vector.

## REFERENCES

- [1] DUJIC D., JONES M., LEVI E., *Generalised space vector PWM for sinusoidal output voltage generation with multiphase voltage source inverters*, Int. J. of Industrial Electronics and Drives, Vol. 1, Nr 1, 2009, 1-13.
- [2] GONZALES T., MORENO J. A., FRIDMAN L., *Variable Gain Super-Twisting Sliding Mode Control*, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 57, Nr 8, 2012, 2100-2105.
- [3] LASCU C., BLAABJERG F., *Super-Twisting Sliding Mode Direct Torque Control of Induction Machine Drives*, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Pittsburgh, 2014

- [4] LEVI E., BOJOI R., PROFUMO F., TOLYAT H.A., WILLIAMSON S., *Multiphase induction motor drives - a technology status review*, IET Electr. Power Appl., Vol.1, Iss.4, 2007, 489-516.
- [5] LU S., CORZINE K., *Direct torque control of five-phase induction motor using space vector modulation with harmonics elimination and optimal switching sequence*, Applied Power Electronics Conference and Exposition, Dallas, 2006, 195-201.
- [6] LISTWAN J., PIEŃKOWSKI K., *Analiza układów sterowania wektorowego wielofazowym silnikiem indukcyjnym / Analysis of Vector Control of Multi-Phase Induction Motor*, Zeszyty Problemowe - Maszyny Elektryczne (Kornel), Nr 3, 2014, 235-240, (in Polish).
- [7] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi / Sensorless Induction Motor Drive*, Wrocław University of Technology Press, 2003, (in Polish).
- [8] PIEŃKOWSKI K., *Analiza i sterowanie wielofazowego silnika indukcyjnego klatkowego / Analysis and Control of Multi-Phase Squirrel-Cage Induction Motor*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 65, 2011, 305-319, (in Polish).
- [9] UTKIN V.I., GULDNER J., SHI J.X., *Sliding mode control in electromechanical systems*, Taylor and Francis, New York (1999).

#### ŚLIZGOWE STEROWANIE DTC-SVM 5-FAZOWYM SILNIKIEM INDUKCYJNYM Z ZASTOSOWANIEM ALGORYTMU SUPER-TWISTING

W artykule przedstawiono metodę bezpośredniego sterowania momentem 5-fazowego silnika indukcyjnego z zastosowaniem modulacji wektorowej (DTC-SVM) z wykorzystaniem ślizgowego algorytmu super-twisting. Opisano model matematyczny 5-fazowego silnika indukcyjnego i przedstawiono metodę modulacji wektorowej. Analizowana struktura została zaprezentowana i opisana. Zbudowano model symulacyjny oraz przeprowadzono badania symulacyjne. Otrzymane wyniki zostały zaprezentowane i opisane.



Marek MARCHEWKA\*

## **TRANSFORMATOR ZE ZMIENNĄ REAKTANCJĄ ROZPROSZENIA**

Artykuł przedstawia, informacje na temat transformatora specjalnego - spawalniczego, ze zmienną reaktancją rozproszenia. Pokazano zasadę działania transformatora o zmiennej reaktancji rozproszenia, oraz opis jego konstrukcji. Omówiono pojęcia związane z technologią spawalniczą oraz jakie wymagania stawia się przed urządzeniami zasilającymi łuk spawalniczy. Przedstawiono model laboratoryjny dostępny w KMNiPE transformatora ze zmienną reaktancją rozproszenia.

### 1. WSTĘP

Spawanie jest podstawową techniką wytwarzania i napraw konstrukcji metalowych, stosowaną we wszystkich dziedzinach gospodarki. Podział urządzeń do spawania zależy od zastosowanej metody przemiany energii elektrycznej w energię cieplną np. łuk spawalniczy, strumień plazmy niskotemperaturowej, rezystancje zestyku zgrzewanych elementów, czy wiązkę elektronową.

Jednym z nośników energii wykorzystywanej w spawalnictwie jest energia elektryczna. Urządzenia elektryczne do spawania łukowego, służą do przemiany energii elektrycznej w skoncentrowany strumień energii cieplnej zdolny do miejscowego topienia łączonych nierozłącznie elementów metalowych.

Łuk elektryczny jest to wyładowanie elektryczne w mieszaninie gazów i par metali przy dużej gęstości prądu w przewodzącym kanale gazowym oraz niskim napięciu między elektrodami. Optymalność wyładowania łuku elektrycznego zależy od warunków środowiskowych oraz właściwości zasilacza. Zakres zmian rezystancji łuku zależy od parametrów obwodu spawalniczego, a zwłaszcza od mocy źródła zasilającego łuk i indukcyjności obwodu elektrycznego.

Energię potrzebną do zasilania łuku przy spawaniu elektrodami otulonymi otrzymuje się z zasilaczy prądu stałego lub przemiennego. Takie aparaty spawalnicze składają się z zasilacza energii elektrycznej, przewodów prądu spawania oraz uchwytu elektrody. Elektrody otulone to metalowe pręty otoczone sprasowaną otuliną, służące do spawania.

---

\* Politechnika Wrocławska, Wydział Elektryczny, 214620@student.pwr.edu.pl

Wymaga się aby takie urządzenia zapewniały ciągłość palenia się łuku elektrycznego oraz uniemożliwiały przepływ prądu o zbyt dużej wartości w przypadku zwarcia elektrod. Szybkość narastania prądu w czasie zwarcia łuku ogranicza indukcyjność, która wspomaga napięcie między elektrodowe przez wyładowanie energii pola elektromagnetycznego nagromadzonej podczas zwarcia.

Jednym z tego typu urządzeń jest transformator spawalniczy, będący źródłem prądu przemiennego. Jest to transformator specjalny, którego zadaniem jest wielokrotne obniżenie napięcia elektrycznego zasilającego przy jednoczesnym zwielokrotnieniu natężenia prądu. Wymaga się aby taki transformator posiadał mocno opadającą charakterystykę napięciowo-prądową, która zapewnia stabilność palenia się łuku spawalniczego.

## 2. TRANSFORMATOR SPAWALNICZY

### 2.1. OGÓLNA CHARAKTERYSTKA

Transformatorowe źródła zasilające łuk elektryczny służą do przemiany energii elektrycznej o parametrach sieciowych w energię elektryczną o parametrach pozwalających na długotrwały i stabilny przebieg procesu spawalniczego. Stabilność procesu spawania zależy od położenia względem siebie charakterystyk statycznych źródła energii - zasilacza oraz łuku spawalniczego – odbiornika. Jeśli przy określonych parametrach spawania pojawi się zakłócenie np. zmiana długości łuku w wyniku nierównomiernego topienia się otuliny elektrody, a po jego przeminieciu parametry wracają do zadanych wartości, to taki proces możemy nazwać stabilnym.

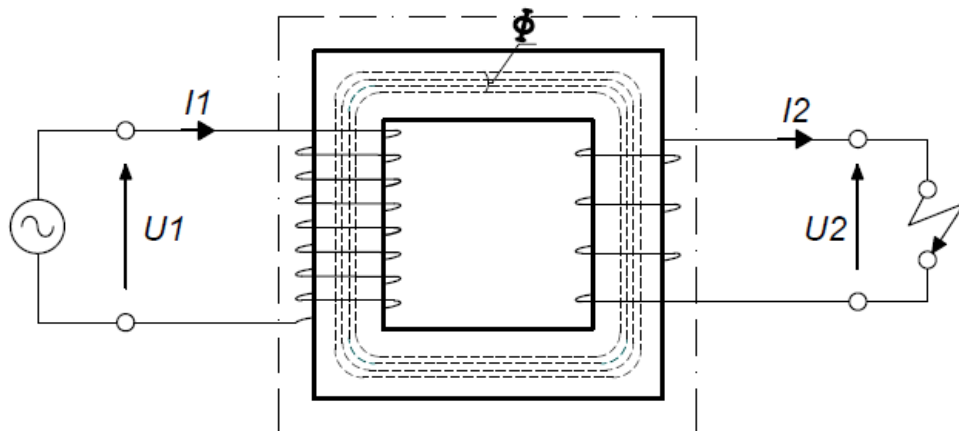
Zasilacz energii elektrycznej oraz łuk elektryczny stanowią swoisty system energetyczny, który w określonych warunkach może znajdować się w stanie równowagi energetycznej. Równowaga stanowi podstawę stabilności systemu.

Łuk spawalniczy jest stabilny, w momencie gdy zaburzenia związane z chwilowymi zmianami prądu spawania są tłumione w obwodzie spawalniczym.

Najprostsze zasilacze do spawania elektrodami otulonymi to transformatory spawalnicze o opadającej charakterystyce zewnętrznej. Ogólna zasada działania transformatora została przedstawiona na rys. 1. Transformator składa się z uzwojenia pierwotnego i wtórnego, umieszczonych na rdzeniu magnetycznym, zwanym magnetowodem. Opadające charakterystyki są otrzymywane po wprowadzeniu do obwodu spawania reaktancji o zmiennej wartości. Przeważnie jest to reaktancja rozproszenia.

Schemat zastępczy obwodu spawania jest pokazany na rys.2a. Schemat ten możemy uprościć ze względu na to, że prąd stanu jałowego podczas znamionowego obciążenia stanowi mniej niż 10% wartości prądu znamionowego. Pominięcie prądu stanu jałowego jest równoznaczne z pominięciem "gałęzi poprzecznej". Po pominięciu gałęzi poprzecznej

i zsumowaniu reaktancji i rezystancji powstaje uproszczony schemat który, przedstawia rys. 2b.



Rys. 1. Zasada działania transformatora:  $U_1$ - napięcie po stronie pierwotnej,  $U_2$  – napięcie po stronie wtórnej,  $I_1$ - prąd strony pierwotnej,  $I_2$ - prąd strony wtórnej,  $\Phi$ - strumień magnetyczny w rdzeniu.  
 Rys. 1. The principle working of transformer:  $U_1$ - primary voltage,  $U_2$  – secondary voltage,  $I_1$ - primary current,  $I_2$ - secondary current,  $\Phi$ - magnetic flux in core.

Możemy założyć, że rezystancja uzwojeń oraz impedancja obwodu zewnętrznego nie zmieniają się wówczas charakterystyki zewnętrzne transformatora zależą tylko od reaktancji rozproszenia  $X_r$ . W momencie gdy reaktancja rośnie prąd spawania maleje, jest to spowodowane wzrostem nachylenia charakterystyki rys. 3.

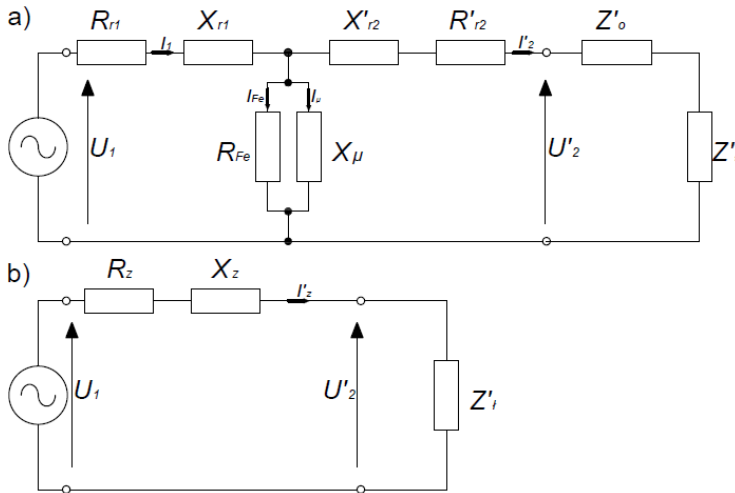
## 2.2. TRANSFORMATOR O ZMIENNEJ REAKTANCJI ROZPROSZENIA

Zmienność reaktancji rozproszenia można uzyskać poprzez specjalną konstrukcję transformatora. Na rys. 4 przedstawiono budowę transformatora z ruchomym boczkiem magnetycznym.

Jest to przykład transformatora dwuokiennego z uzwojeniem pierwotnym i wtórnym umieszczonym na jednej kolumnie. Nastawienie wymaganej wartości prądu spawania odbywa się poprzez zmianę położenia boczka względem nieruchomego rdzenia. Maksymalny prąd spawania występuje przy wysuniętym boczku, a minimalny przy wsuniętym, gdyż strumień rozproszenia jest wówczas największy.

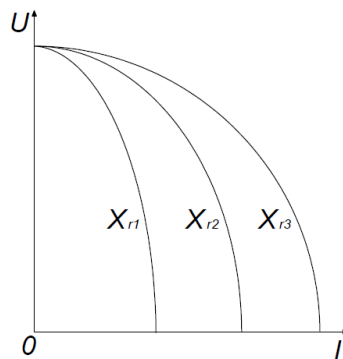
Reaktancja rozproszenia transformatora  $X_k$  jest sumą reaktancji rozproszenia pierwotnej  $X_{\sigma 1}$  oraz reaktancji rozproszenia wtórnej  $X'_{\sigma 2}$  odniesionej do obwodu pierwotnego rys. 2a. (1) (pomijam reaktancje obwodu poza transformatorem i reaktancje łuku).

$$X_k = X_{\sigma 1} + X'_{\sigma 2} \quad (1)$$



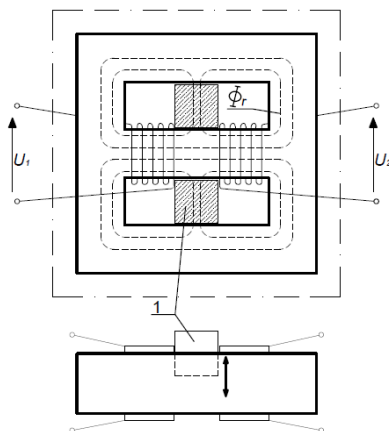
Rys. 2. Schemat zastępczy obwodu spawalniczego dla transformatora: a) pełny schemat zastępczy; b) uproszczony schemat zastępczy;  $X_l$ -reaktancja rozproszenia,  $R$  – rezystancja uzwojeń i obwodu,  $Z_o$ - impedancja wypadkowa obwodu poza transformatorem,  $Z_l$  – impedancja łuku spawalniczego,  $R_{Fe}$  – rezystancja charakteryzująca straty w żelazie,  $X_\mu$  - reaktancja obwodu magnesującego

Fig. 2. Substitute scheme of the welding circuit for the transformer: a) full scheme; b) simplified scheme;  $X_l$ -leakage reactance,  $R$  – resistance of windings and circuit,  $Z_o$ - impedance outside of transformer  $Z_l$  – impedance of electric arc,  $R_{Fe}$  – resistance charakteryzująca straty w żelazie,  $X_\mu$  - reactance of magnetic circuit



Rys. 3. Charakterystyka zewnętrzna (napięciowo-prądowa) transformatora spawalniczego dla różnych reaktancji rozproszenia ( $X_{r1} > X_{r2} > X_{r3}$ )

Fig. 3. Characteristic (voltage-current) of welding transformer, for different leakage reactance ( $X_{r1} > X_{r2} > X_{r3}$ )



Rys. 4. Transformator o zmienionej konstrukcji z bocznikiem magnetycznym:

1- bocznik magnetyczny,  $\phi_r$  – reakcja rozproszenia

Fig. 4. Transformer with changed construction and with magnetic shunt:

1- magnetic shunt,  $\phi_r$  – leakage reactance

Reaktancja rozproszenia jest proporcjonalna do indukcyjności rozproszenia  $L_\sigma$  oraz pulsacji  $\omega$  wg zależności (2):

$$X_\sigma = \omega \cdot L_\sigma \quad (2)$$

Indukcyjność rozproszenia  $L_\sigma$  proporcjonalna do permeancji (przewodności magnetycznej)  $\Lambda_\sigma$  na drodze strumienia rozproszenia oraz kwadratu liczby zwojów  $z$  ( $z = \text{const.}$ )

$$L_\sigma = \Lambda_\sigma \cdot z^2 \quad (3)$$

Permeancja rozproszenia zależy od przenikalności magnetycznej  $\mu$  oraz przekroju poprzecznego obwodu magnetycznego  $A$ , i jego długości  $l$  wg zależności (4):

$$\Lambda_\sigma = \frac{\mu \cdot A}{l} \quad (4)$$

Względna przenikalność magnetyczna powietrza wynosi  $\mu_{\text{powietrza}} = 1$ . W momencie przesuwania bocznika względem nieruchomego rdzenia permeancja rozproszenia zmienia się ponieważ przenikalność materiału z jakiego wykonany jest bocznik (najczęściej blacha transformatorowa) jest większa od przenikalności powietrza  $\mu_{\text{bocznika}} \gg \mu_{\text{powietrza}}$ .

Podstawiając wartości (4) kolejno do równań (3) później (2) można wytłumaczyć dlaczego przesuwanie bocznika powoduje zmianę reaktancji rozproszenia.

Oslabienie strumienia głównego co za tym idzie siły elektromotorycznej wyindukowanej w uzwojeniu wtórnym transformatora jest spowodowane zmianą reluktancji  $R_m$  (oporu magnetycznego) obwodu rozproszenia, która jest odwrotnością permeancji (5).

$$R_{m\sigma} = \frac{1}{\Lambda_{\sigma}} \quad (5)$$

Gdy permeancja rośnie to opór magnetyczny maleje, wówczas liniom strumienia głównego łatwiej przenikać przez bocznik (stąd jego nazwa), wzmacniając tym samym strumień rozproszenia kosztem strumienia głównego.

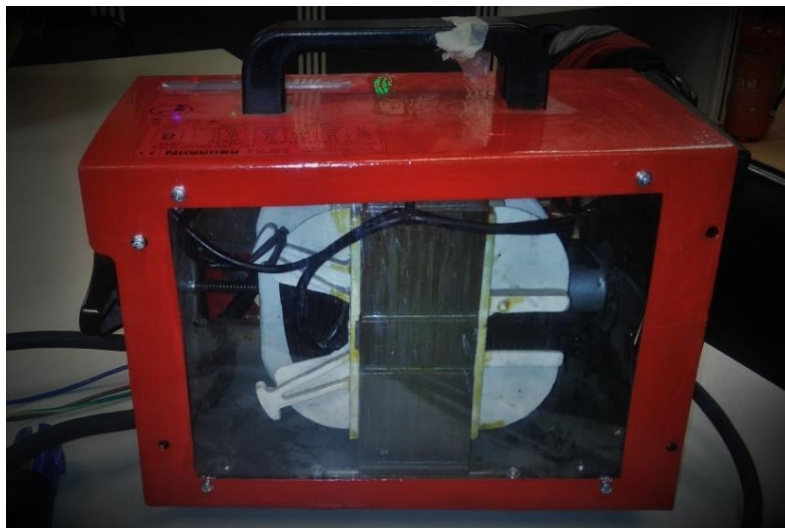
### 2.3. MODEL LABORATORYJNY

Model takiego transformatora został umieszczony w laboratorium Maszyn Elektrycznych w Katedrze Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej. Na rys. 5, 6, 7 zostały przedstawione zdjęcia modelu.

Jest to wyłączony z eksploatacji transformator spawalniczy firmy HARDER, odpowiednio przystosowany do potrzeb laboratoryjnych. Został w nim wymieniony przewód zasilający, oraz przewody robocze z uchwytem elektrodowym oraz zaczepem tzw. masą. Ponadto w obudowie wycięto otwory (okna) i wstawiono przezroczystą płytkę z pleksi, by pokazać ruch bocznika względem nieruchomego rdzenia. Spawarka posiada również wentylator z tyłu obudowy, zasilany napięciem przemiennym o wartości 24 V, zaciski tego wentylatora zostały wyprowadzone na czoło obudowy. Na rys. 6 widać tabliczkę znamionową. Informacje z niej zostały przedstawione tabeli 1.

Tabela 1. Tabliczka znamionowa  
Table 1. Nameplate

Nazwa urządzenia	Spawarka transformatorowa			
Firma	HARDER			
Model	SE 150/1 (MBX-100B2)			
Częstotliwość	f [Hz]	50		
Napięcie zasilające	U <sub>1</sub> [V]	230		
Napięcie w stanie jałowym	U <sub>0</sub> [V]	48		
Średnica elektrod	ϕ [mm]	1,6	2	2,5
Prąd spawania	I <sub>2</sub> [A]	40	55	80 100



Rys. 5. Transformator spawalniczy firmy HARDER umieszczony w KMNiPE Politechniki Wrocławskiej  
 Fig. 5. Welding transformer created by HARDER, placed in Cathedral of Electrical Machines. Drives and Measurements

CE		<b>HARDER</b>		ul. Jasielska 8B 60-476 Poznań		http://www.harder.com.pl harder@harder.com.pl	
model: SE 150/1 (MBX-10082)		No.:		EN 60974-6:2003			
~ 50Hz		$U_0 = 48V$		40A/19.6V-100A/22V			
<b>S</b>	$\Phi$ (mm)		1.6	2.0	2.5	2.5	
	$I_2$ (A)		40	55	80	100	
	$t_w$ (s)		652	255	111	80	
	$t_r$ (s)		1446	1170	1080	852	
$U_1 = 230V$		$I_1 \max = 23.4A$		$I_{1eff} = 7.6A$			
IP21S		12.9Kg					

Rys. 6. Tabliczka znamionowa transformatora spawalniczego firmy HARDER  
 Fig. 6. Nameplate of welding transformer created by HARDER

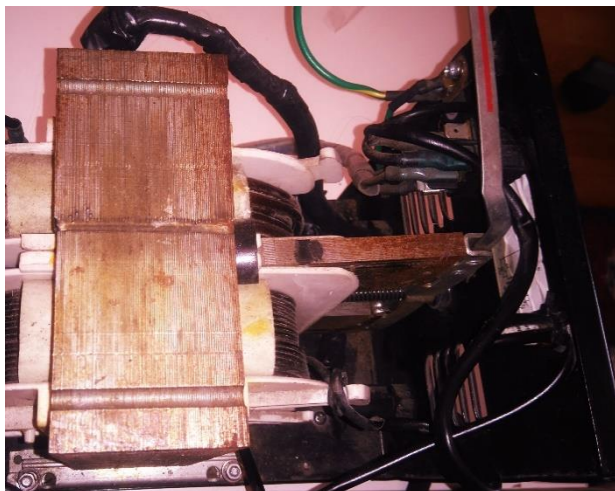
### 3. BADANIA LABORATORYJNE

Zostały wykonane badania transformatora pod kątem wpływu bocznika magnetycznego na prąd spawania. Podjęto próbę zawarcia laboratoryjnego oraz próbę stanu jałowego. Wyznaczono charakterystyki reaktancji zwarciowej, w zależności od położenia bocznika magnetycznego względem rdzenia, oraz napięcia w stanie bez obciążenia. Próby wykonano w laboratorium Maszyn Elektrycznych KMNiPE.



Rys. 7. Transformator spawalniczy firmy HARDER umieszczony w KMNiPE Politechniki Wrocławskiej  
Fig. 7. Welding transformer created by HARDER, placed in Cathedral of Electrical Machines Drives and Measurements

Położenie bocznika jest sygnalizowane przez wskaźnik, umieszczony na boczniku magnetycznym.



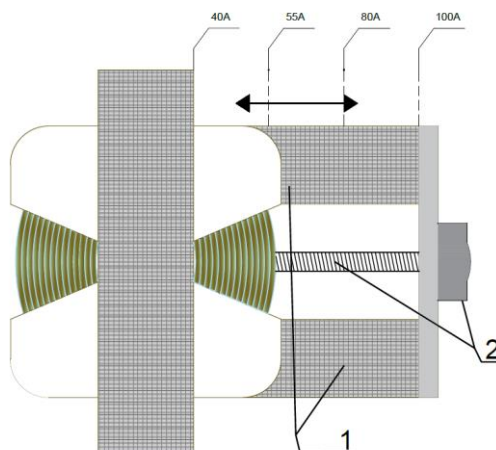
Rys. 8. Widok wskaźnika położenia bocznika magnetycznego względem rdzenia  
Fig. 8. The view of magnetic shunt indicator relative to stationary core.





Rys. 9. Widok skali położenia bocznika magnetycznego  
 Fig. 9. The view of magnetic shunt scale position

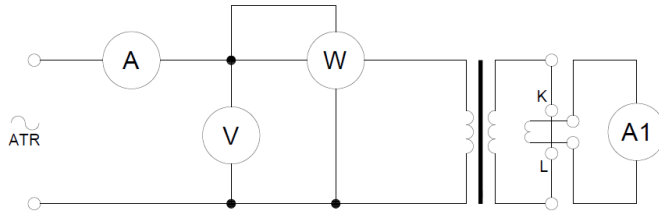
Samo przesuwanie odbywa się przy użyciu śruby pociągowej, na której zamontowany jest bocznik rys. 10. Płynną regulację reaktancji rozproszenia uzyskuje się przez odpowiednio wkręcanie lub odkręcanie śruby.



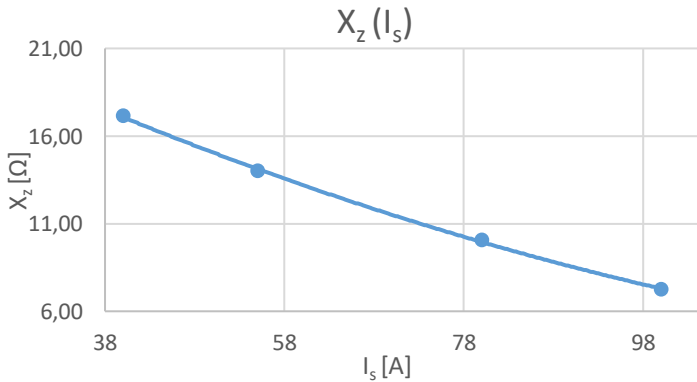
Rys. 10. Widok skali położenia bocznika magnetycznego  
 1 - bocznik magnetyczny; 2 – śruba pociągowa;  
 Fig. 10. The view of magnetic shunt scale position  
 1 – magnetic shunt; 2 – leadscrew

## 3.1. PRÓBA STANU ZWARCIA

Próbkę zwarcia wykonano w sposób następujący. Transformator został zasilony z regulowanego źródła napięcia przemiennego, a obwód wtórny został zwarty. Prąd utrzymywany po stronie wtórnej wynosił 50 A. Zmierzono napięcie, prąd oraz moc pobieraną podczas zwarcia przy czterech różnych położeniach bocznika magnetycznego kolejno dla 40, 55, 80 i 100 A. Na rys. 11. przedstawiono schemat pomiarowy.



Rys. 11. Schemat pomiarowy próby zwarciowej  
Fig. 11. Measurement scheme of short circuit attempt



Rys. 12. Wykres reakcji rozproszenia względem położenia bocznika magnetycznego  
Fig. 12. Chart of leakage reactance relative to magnetic shunt position

Na rys. 12. przedstawiono zależność reakcji zwarciowej względem wsunięcia bocznika magnetycznego. Widać wzrost reakcji gdy bocznik jest wsuwany co potwierdza założenia teoretyczne.

Tabela 2. Wyniki pomiarów próby zwarcia  
Table 2. Results of short circuit measurement

Nastawienie bocznika	<i>pomiary</i>			<i>obliczenia</i>				
	$U_1$	$I_1$	$P_1$	$\Delta P_{Cu}$	$\cos\phi_z$	$Z_z$	$R_z$	$X_z$
A	V	A	W	W	-	$\Omega$	$\Omega$	$\Omega$
100	89,1	11,49	360,6	360,6	0,35	7,75	2,73	7,26
80	123,1	11,76	404,8	404,8	0,28	10,47	2,93	10,05
55	175,3	12,22	463,1	463,1	0,22	14,35	3,10	14,01
40	227,9	13,09	535	535	0,18	17,41	3,12	17,13

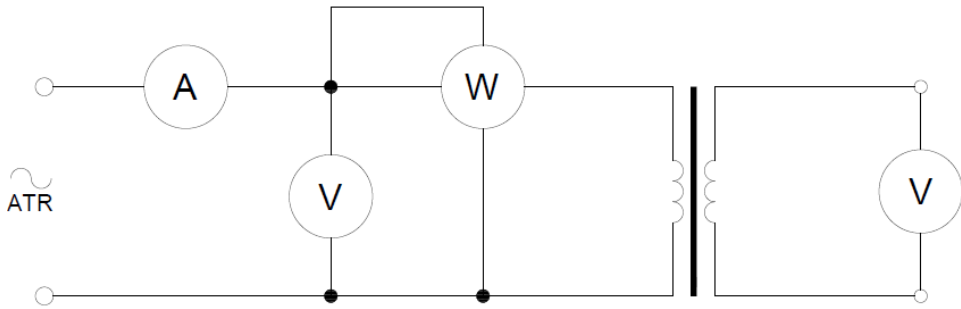
### 3.2. PRÓBA STANU JAŁOWEGO

Schemat połączeń próby stanu jałowego przedstawia rys. 13. Transformator został zasilony napięciem znamionowym 230 V. Następnie mierzono napięcie wtórne w stanie jałowym, względem przesuwającego się bocznika.

Na rys. 13. przedstawiono wykres prądu magnesującego  $I_\mu$  od nastawionego prądu spawania  $I_s$ . Widać wzrost prądu magnesującego względem wyciągania bocznika z rdzenia transformatora. Prowadzi to do efektywniejszego wykorzystania strumienia głównego, co za tym idzie siła elektromotoryczna wyindukowana w uzwojeniu wtórnym rośnie.

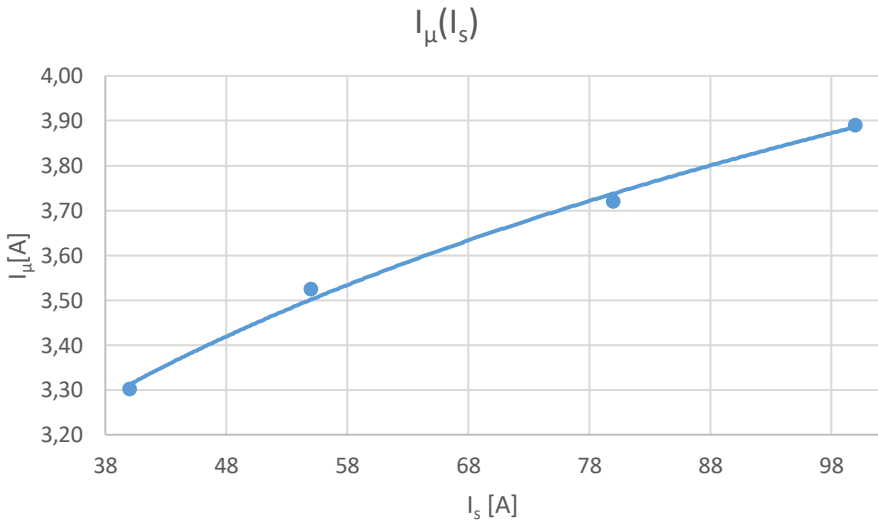
Tabela 3. Wyniki pomiarów próby stanu jałowego  
Table 3. Results of idle attempt

Nastawienie bocznika	<i>pomiary</i>			<i>obliczenia</i>					
	$U_2$	$I_0$	$P_1=P_o$	$\Delta P_{Fe}$	$I_{Fe}$	$\cos\phi_o$	$I_\mu$	$R_{Fe}$	$X_\mu$
A	V	A	W	W	A	-	A	$\Omega$	$\Omega$
100	46	3,95	171,1	156,95	0,68	0,19	3,89	337,05	58,23
80	44,5	3,8	190,8	177,70	0,77	0,22	3,72	297,69	60,53
55	42	3,61	191,7	179,88	0,78	0,23	3,52	294,09	63,71
40	39,5	3,4	197,1	186,62	0,81	0,25	3,30	283,47	67,65



Rys.

13. Schemat pomiarowy próby stanu jałowego  
 Fig. 13. Measurement scheme of idle attempt



Rys. 14. Wykres prądu magnesującego względem położenia bocznika magnetycznego  
 Fig. 14. Chart of magnetic current relative to magnetic shunt position

#### 4. PODSUMOWANIE

W artykule omówiono tematy związane z technologią spawania oraz przybliżono zasadę działania transformatora spawalniczego. Pokazano model takiego transformatora jakim

dysponuje Katedra Maszyn Napędów i Pomiarów Elektrycznych przy Politechnice Wrocławskiej. Przedstawiano opis elementów z jakich składa się transformator spawalniczy oraz jakie wymagania stawia się przed takimi urządzeniami.

#### LITERATURA

- [1] DOBAJ E., *Maszyny i urządzenia spawalnicze*, WNT, Warszawa 1994, 43–55.
- [2] GOŹLIŃSKA E., *Maszyny elektryczne*, WSiP, Warszawa 2014, 118.
- [3] JEZIEŃSKI E., *Transformatory – podstawy teoretyczne*, PWT, Warszawa 1956, 51.
- [4] DOBRAJ E., *Poradnik inżyniera elektryka*, PWT, Warszawa 2007, 37-42.
- [5] KENSIK R., *Eksplatacja urządzeń spawalniczych. Część I : Źródła spawalnicze*, Wydawnictwo Politechniki Częstochowskiej, Częstochowa 1995, 135-146.

#### TRANSFORMER WITH VARIABLE LEAKAGE REACTANCE

This article presents information about a special welding transformer with variable leakage reactance. The principle of functioning of the transformer with variable reactance has been shown, as well as the description of its construction. The concepts associated with welding technology have been discussed along with the requirements of the devices supplying the welding arc. The laboratory model of a transformer with variable leakage reactance has been presented. It is available in Cathedral of Electrical Machines. Drives and Measurements (W5-K3).

Paweł NANDZIK\*, Tomasz BEDNARCZYK\*

## **FUNKCJE ADMITANCYJNE TERMINALI ZABEZPIECZENIOWYCH NA PRZYKŁADZIE ZABEZPIECZENIA ALSTOM AGILE SERII P60 – WYBRANE BADANIA FUNKCJONALNE**

W artykule poruszono problem identyfikacji i eliminacji zwarć doziemnych w sieciach SN za pomocą obecnie stosowanych układów zabezpieczeniowych. Zwrócono uwagę na możliwość zastosowania nowych algorytmów admitancyjnych cechujących się lepszymi właściwościami od obecnie stosowanych. Dokonano analizy możliwości terminalu zabezpieczeniowego firmy Alstom Agile serii P60 oraz wykonano badania funkcji admitancyjnych. W oparciu o przeprowadzone badania wykreślono charakterystyki rozruchowe funkcji admitancyjnej i jej składowych oraz dokonano analizy poprawności działania tych funkcji.

### 1. WSTĘP

Elektroenergetyczna automatyka zabezpieczeniowa (EAZ) stanowi wyodrębniony obszar wiedzy i praktyki w dziedzinie elektroenergetyki. Głównym jej zadaniem jest identyfikacja zagrożeń i zakłóceń oraz ich samoczynna eliminacja, przy zachowaniu odpowiednich wymagań dotyczących niezawodności działania, odpowiedniej selektywności, szybkości oraz czułości. Pełni więc ona podstawowe funkcje obronne, minimalizujące skutki negatywnych zdarzeń w pracy systemu elektroenergetycznego. Rozwój podstaw teoretycznych i technologii urządzeń EAZ trwa od początków elektroenergetyki i nadąża wraz z rozwojem technologicznym [3,8]. W tym czasie wykształciły się kryteria działania i zasady stosowania urządzeń EAZ, które obecnie wykorzystywane są w sieciach elektroenergetycznych. Duża szybkość nowoczesnych procesorów a także coraz większa pojemność układów pamięci dają szansę realizacji coraz bardziej złożonych algorytmów automatyki zabezpieczeniowej, w tym algorytmów

---

\* Politechnika Śląska, Instytut Elektroenergetyki i Sterowania Układów, Wydział Elektryczny, ul. Bolesława Krzywoustego 2, 44-100 Gliwice.

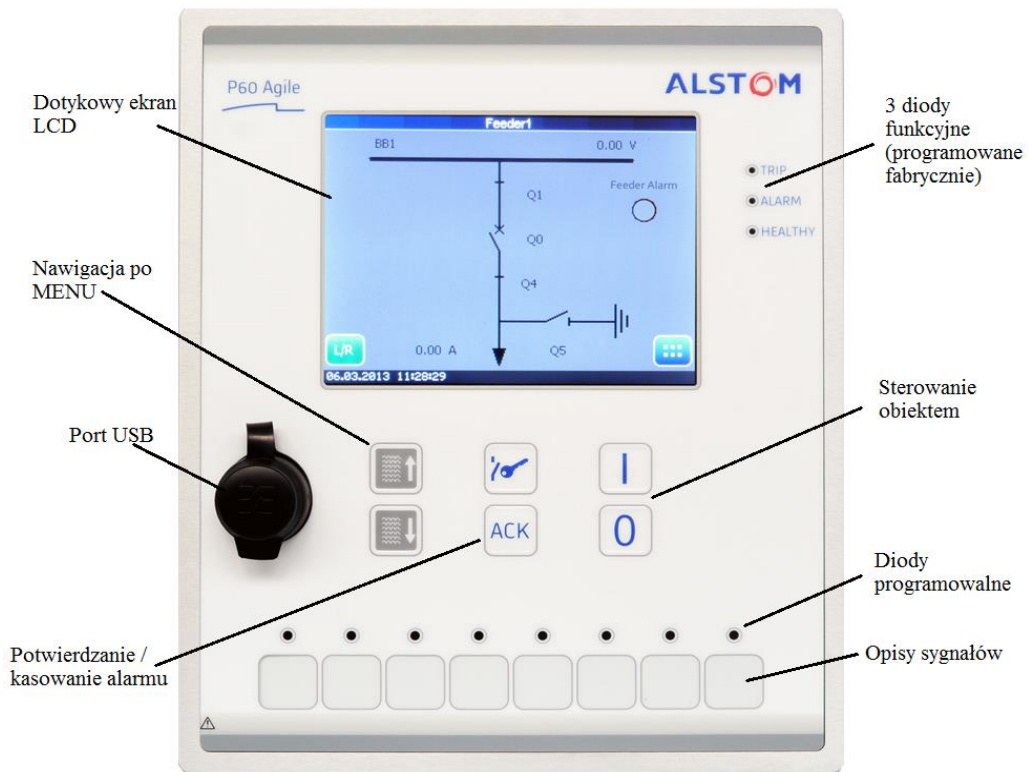
admitancyjnych. Algorytmy te cechują się znacznie lepszymi właściwościami identyfikacji oraz lokalizacji zwarć doziemnych (w sieciach SN) niż klasyczne algorytmy bazujące na składowych zerowych napięcia i prądu [7].

W związku z dynamicznym rozwojem rozproszonych źródeł energii (w tym odnawialnych źródeł energii w postaci źródeł wiatrowych i fotowoltaicznych), przewiduje się coraz większe znaczenie sieci SN. Wymusza to poprawę niezawodności sieci SN np za pomocą poprawy funkcjonowania struktur automatyki zabezpieczeniowej tych sieci. Jedną z metod byłoby powszechne zastosowanie ww. zabezpieczeń admitancyjnych poprawiających identyfikację i lokalizację zwarć doziemnych, które są najczęstszym typem zwarć w tego typu sieciach. W związku z tym w ramach niniejszego artykułu przebadano funkcję admitancyjną zaimplementowaną w jednym z przykładowych nowoczesnych terminali zabezpieczeniowych tj. w zabezpieczeniu Alstom Agile serii P60.

## 2. PRZEGLĄD FUNKCJONALNOŚCI ZABEZPIECZENIA AGILE SERII P60

Zabezpieczenie firmy Alstom serii P60 Agile jest przekaźnikiem cyfrowym o rozbudowanych funkcjach zabezpieczeń i telesterowań. Może być on stosowany do układów zabezpieczeniowych wysokiego oraz średniego napięcia. Urządzenie oferuje szeroki wachlarz funkcji zabezpieczających dla generatorów, silników (synchronicznych oraz asynchronicznych), transformatorów oraz linii elektroenergetycznych. Każda z funkcji może być aktywna niezależnie od pozostałych oraz używana w danym momencie. Budowa zabezpieczenia oparta jest na technice cyfrowej gdzie pracą zabezpieczenia sterują trzy wysokowydajne mikroprocesory. Oprócz funkcji zabezpieczeniowych w skład wyposażenia wchodzi również wbudowana logika programowalna pozwalająca użytkownikowi na definiowanie własnych funkcji logicznych np. blokad polowych. Możliwe jest również tworzenie własnych komunikatów, alarmów oraz sterowań w obrębie chronionego obiektu. Istotną zaletą jest komunikacja pomiędzy urządzeniem Agile a systemem SCADA poprzez port szeregowy lub Ethernet, z możliwością wyboru protokołu danych. Przekaznik został tak zaprojektowany, aby zapewniał niezawodne działanie a każde pojawiające się zakłócenie zostało odpowiednio szybko wykryte i usunięte. Cechy te gwarantują wysoką klasę urządzenia jak również elastyczność w trakcie rozruchu oraz eksploatacji. Na rys. 1 przedstawiono widok przedniej płyty terminalu P60 Agile wraz z opisem poszczególnych elementów.

W celu zapewnienia standardów bezpieczeństwa, dostęp do wszystkich ustawień P60 Agile jest chroniony hasłem. Nawigacja po menu zabezpieczenia odbywa się z wykorzystaniem ekranu dotykowego.



Rys.1. Widok płyty czołowej zabezpieczenia Agile P163 [1]  
Fig.1. View front panel Agile P163

Oprócz podstawowych funkcji zabezpieczeniowych, terminal zawiera istotne funkcje kontrolne i pomiarowe, które wpływają na przejrzystość informacji o chronionym obiekcie oraz zwiększają wygodę podczas eksploatacji. Gama urządzeń P60 Agile oferuje różne funkcje zabezpieczające, zgodne ze standardami międzynarodowymi. Producent oferuje urządzenie w trzech dostępnych wariantach. W niniejszym artykule obiektem badań była wersja P163, która posiada najbardziej rozbudowaną gamę zabezpieczeń chroniących obiekt.

Narzędziem umożliwiającym konfigurację urządzenia a także odczyt rejestracji jest oprogramowanie Alstom P60 Configurator. Nawiązanie połączenia z zabezpieczeniem odbywa się na dwa sposoby. Pierwszy z nich polega na połączeniu poprzez port USB zainstalowany na przednim panelu urządzenia, natomiast drugi poprzez złącze Ethernet. Prawidłowe nawiązanie połączenia ujawniane jest poprzez postępujący pasek stanu, odzwierciedlający wymianę danych pomiędzy urządzeniami. Praca ze sterownikiem rozpoczyna się od stworzenia projektu odzwierciedlającego stację elektroenergetyczną wraz z dostępnymi rozdzielniami oraz z zainstalowanymi w nich urządzeniami. Struktura



projektu wykonana jest w taki sposób, że każde dodane urządzenie posiada szereg katalogów głównych charakteryzujących się określoną grupą parametrów. Układ folderów tworzy pewną hierarchię danych pogrupowanych wg. pełniących funkcji. Takie rozwiązanie ułatwia pracę oraz przyspiesza czas konfiguracji. Dokonywanie nastawień lub zmian w urządzeniu, odbywa się poprzez wybór lub parametryzację odpowiednich funkcji rozmieszczonych w poszczególnych folderach.

### 3. BADANIA FUNKCJI ADMITANCYJNEJ

#### 3.1. ZASADA DZIAŁANIA KRYTERIUM ADMITANCYJNEGO

Najczęściej spotykanym rodzajem zwarć w sieciach elektroenergetycznych są zwarcia z udziałem ziemi [5,6]. W celu ochrony elementów systemu przed skutkiem tych zakłóceń, stosuje się różne rozwiązania funkcji zabezpieczeniowych, które skutecznie je eliminują. Dobór odpowiedniego kryterium chroniącego przed skutkami zwarć doziemnych, szczególnie zależy od pracy punktu neutralnego sieci. Analizując pracę sieci SN spotyka się następujące sposoby pracy punktu neutralnego:

- sieć z izolowanym punktem neutralnym,
- sieć z punktem neutralnym uziemionym przez rezystor,
- sieć skompensowana z lub bez urządzeń wspomagających działanie zabezpieczeń ziemnozwarciowych,
- sieć z punktem neutralnym uziemionym przez równoległy układ rezystora i dławika kompensującego.

Obecnie, zgodnie z podziałem sieci SN ze względu na ich sposób pracy, istnieją 3 typy zabezpieczeń ziemnozwarciowych stosowanych w tych sieciach. Są to: zabezpieczenia nadprądowe, kierunkowe oraz zabezpieczenia admitancyjne. Te ostatnie zostały przedmiotem badań w niniejszym artykule.

Ogólny warunek kryterium:

$$Y_0 = \frac{1}{Z_0} = G_0 + jB_0 \quad (1)$$

gdzie:

$Y_0$  - moduł admitancji zerowej,

$Z_0$  - impedancja zerowa,

$G_0$  - konduktancja zerowa,

$B_0$  - susceptancja zerowa.

Zasada działania kryterium admitancyjnego polega na wyznaczeniu modułu admitancji w oparciu o stosunek wartości prądu składowej zerowej linii  $I_0$  do napięcia zerowego sieci  $U_0$ , pozyskiwanego w tzw. punkcie zabezpieczeniowym (miejscu instalacji przekładników zabezpieczeniowych na chronionym obiekcie):

$$Y_0 = \left| \frac{I_0}{U_0} \right| \quad (2)$$

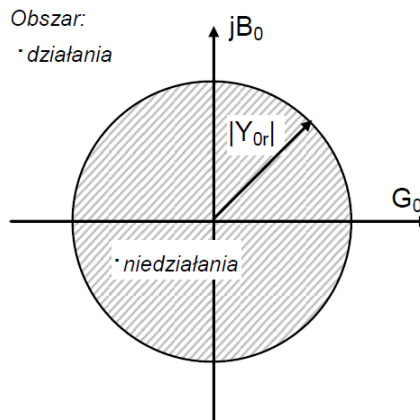
gdzie:

$Y_0$  - moduł admitancji zerowej,

$I_0$  - prąd składowej zerowej linii,

$U_0$  - napięcie składowej zerowej sieci.

Na podstawie zależności 2, zabezpieczenie wyznacza bieżącą wartość admitancji i porównuje ją z wielkością rozruchową. W przypadku, gdy wartość mierzona admitancji przekroczy nastawiony próg rozruchowy oraz napięcie składowej zerowej sieci  $U_0$  przekroczy wartość rozruchową, następuje pobudzenie zabezpieczenia i odmierzenie czasu zwłoki działania przełącznika. Na rys. 2 przedstawiono charakterystykę wraz z obszarami działania kryterium  $Y_0$ . W oparciu o ogólny warunek kryterium admitancyjnego, w praktyce często łączy się ze sobą zabezpieczenia admitancyjne z konduktancyjnym lub admitancyjne z susceptancyjnym. Pomiar konduktancji odbywa się na zasadzie wyznaczenia części rzeczywistej admitancji zespolonej  $Y_0$ . Nastawa uwzględnia możliwość działania bezkierunkowego lub kierunkowego. Zabezpieczenie ziemnozwarciowe susceptancyjne działa w oparciu o pomiar składowej biernej admitancji, czyli susceptancji składowej zerowej. Analogicznie jak w przypadku działania kryterium konduktancyjnego, działanie tej funkcji można nastawić kierunkowo lub bezkierunkowo.



Rys.2. Charakterystyka rozruchowa zabezpieczenia ziemnozwarciowego admitancyjnego [4]

Fig.2. Operational characteristic admittance ground fault protection [4]

### 3.2. PRZEBIEG BADAŃ KRYTERIÓW Z GRUPY ADMITANCYJNYCH

Wyznaczenie charakterystyk działania zabezpieczeń ziemnozwarciowych z grupy admitancyjnych przeprowadzono przy użyciu testera Artes 440 II za pomocą monitora dynamicznej generacji sygnałów [2]. Opierając się na zasadzie działania funkcji admitancyjnej, wartość napięcia minimalnego, niezbędnego do aktywacji kryterium przyjęto na poziomie  $U_0 = 57,740$  V. Prąd  $I_0$  zmieniany był automatycznie od 0 do 1A. Dla każdego pomiaru zmieniano wartość kąta charakterystycznego pomiędzy prądem składowej zerowej a napięciem zerowym, w celu wyznaczenia całego obszaru działania przekaźnika. Tester został tak skonfigurowany, aby rejestrować wartość prądu zadziałania funkcji zabezpieczeniowej. Na podstawie stosunku prądu zadziałania do zadanego napięcia, wyznaczono wartość admitancji rozruchowej. Sprawdzenie kryterium admitacyjnego wykonano dla trzech możliwości działania tego zabezpieczenia:

- kryterium działającego na podstawie wyznaczenia admitancji rozruchowej,
- kryterium bazującego na pomiarze samej konduktancji,
- kryterium wyznaczającego część urojonej admitancji - susceptancję.

Dodatkowo dwie ostatnie funkcje zostały przebadane pod kątem kierunkowości ich działania. Wyniki testów poszczególnych funkcji zestawiono w tabelach 1, 2, 3.

#### 3.2.1. BADANIE KRYTERIUM ADMITANCYJNEGO

Uzyskane wyniki przeprowadzonego badania, w postaci prądu pobudzenia i admitancji zerowej (wyznaczonej przy pobudzeniu zabezpieczenia) przedstawiono w tabeli 1.

Tabela 1 przedstawia wyniki badań kryterium admitancyjnego. Na podstawie prądu pobudzenia wyznaczono admitancję rozruchową zabezpieczenia dla każdego punktu pomiarowego oraz wykreślono charakterystykę rozruchową (rys. 3.). W drugim etapie badań tej funkcji sprawdzono blokadę działania tego kryterium przy wartości napięcia  $U_0$  poniżej zadanego progu.

Rysunek 3 przedstawia charakterystykę rozruchową kryterium bazującego na wyznaczeniu admitancji zerowej. Admitancja zerowa na całym obszarze działania jest stała, niezależnie od wartości kąta charakterystycznego pomiędzy mierzonymi wielkościami kryterialnymi. Oznacza to, że zabezpieczenie jest w stanie z dużą dokładnością wyznaczyć wartość modułu  $|Y_0|$ . Wyniki pokazują, że wartość zmierzonego prądu składowej zerowej przez zabezpieczenie w całym zakresie kątowym jest prawie niezmienna. Uzyskane rezultaty pomiarowe świadczą o poprawnym i dopracowanym algorytmie działania funkcji zabezpieczeniowej.

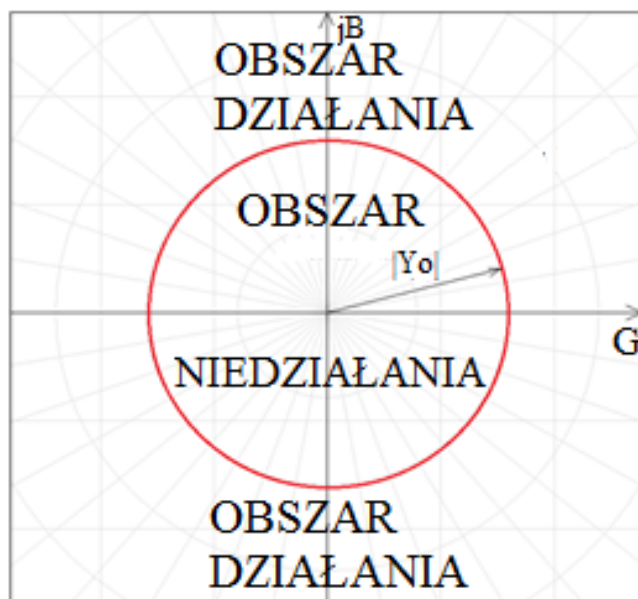
Wyznaczona charakterystyka działania kryterium jest zgodna z charakterystyką przedstawioną przez producenta, stąd wysuwa się wniosek, że charakterystyka zabezpieczenia admitancyjnego jest odpowiednio zachowana.

Tabela 1. Pomiar charakterystyki działania kryterium admitancyjnego  
 Table 1. Measurement of operational characteristic of admittance function

Nastawa zabezpieczenia admitancyjnego: $I \text{ mS}$							
$U_0 = 57,740 \text{ V}$				$U_0 = 19 \text{ V}$			
L.p.	Kąt charakteryst.	Prąd pobudzenia $I_{rp}$	Admitancja zerowa	L.p.	Kąt charakteryst.	Prąd pobudzenia $I_{rp}$	Admitancja zerowa
-	$\varphi$ [°]	[mA]	[mS]	-	$\varphi$ [°]	[mA]	[mS]
1	0	64	1,11	1	0	-	brak działania
2	15	63	1,09	2	15	-	brak działania
3	30	64	1,11	3	30	-	brak działania
4	45	64	1,11	4	45	-	brak działania
5	60	64	1,11	5	60	-	brak działania
6	75	64	1,11	6	75	-	brak działania
7	90	63	1,09	7	90	-	brak działania
8	105	63	1,09	8	105	-	brak działania
9	120	63	1,09	9	120	-	brak działania
10	135	63	1,09	10	135	-	brak działania
11	150	63	1,09	11	150	-	brak działania
12	165	63	1,09	12	165	-	brak działania
13	180	63	1,09	13	180	-	brak działania
14	195	63	1,09	14	195	-	brak działania
15	210	63	1,09	15	210	-	brak działania
16	225	63	1,09	16	225	-	brak działania
17	240	62	1,07	17	240	-	brak działania
18	255	62	1,07	18	255	-	brak działania
19	270	62	1,07	19	270	-	brak działania
20	285	62	1,07	20	285	-	brak działania
21	300	63	1,09	21	300	-	brak działania
22	315	63	1,09	22	315	-	brak działania
23	330	63	1,09	23	330	-	brak działania
24	345	63	1,09	24	345	-	brak działania

Parametry testu:

$I_0$  – zmieniane w zakresie od 0 do 1A, czas trwania testu: 50s, zmiana kąta  $\varphi$  pomiędzy  $I_0$  a  $U_0$  co  $15^\circ$



Rys.3. Charakterystyka rozruchowa funkcji admitancyjnej  
 Fig.3. Operational characteristic of the admittance function

Jednym z warunków działania kryterium admitancyjnego jest występowanie składowej zerowej napięcia powyżej określonego minimalnego napięcia pobudzenia. W przypadku, gdy warunek ten nie jest spełniony, funkcja admitancyjna nie jest aktywna. Dowodem na to są wyniki testu przedstawione w tabeli 1, sprawdzające poprawność tego warunku. Na ich podstawie widać, że przy napięciu  $U_0$  poniżej progu minimalnego napięcia pobudzenia, funkcja nie działa w całym zakresie zmian kąta charakterystycznego pomiędzy  $I_0$  a  $U_0$ .

### 3.2.2. BADANIE KRYTERIUM KONDUKTANCYJNEGO

Uzyskane wyniki badania funkcji konduktancyjnej w postaci prądu pobudzenia zależnego od kąta charakterystycznego przedstawiono w tabeli 2. Na bazie tych wyników uzyskano charakterystyki rozruchowe funkcji konduktancyjnej, które przedstawiono na rysunku 4.

Tabela 2. Pomiar charakterystyki działania kryterium konduktancyjnego  
 Table 2. Measurement of operational characteristic of conductance function

L.p.	Kąt charakterystyczny	Ch-ka bezkierunkowa	Ch-ka w przód	Ch-ka w tył
		Prąd pobudzenia $I_{rp}$	Prąd pobudzenia $I_{rp}$	Prąd pobudzenia $I_{rp}$
-	$\varphi$ [°]	[mA]	[mA]	[mA]
1	0	64	63	Brak działania
2	20	66	67	Brak działania
3	40	79	78	Brak działania
4	60	110	110	Brak działania
5	80	245	248	Brak działania
6	100	513	Brak działania	523
7	120	138	Brak działania	137
8	140	86	Brak działania	86
9	160	69	Brak działania	69
10	180	63	Brak działania	63
11	200	65	Brak działania	65
12	220	78	Brak działania	77
13	240	111	Brak działania	109
14	260	240	Brak działania	244
15	280	515	527	Brak działania
16	300	137	138	Brak działania
17	320	86	86	Brak działania
18	340	69	69	Brak działania

Parametry testu:

$I_0$  – zmieniano w zakresie od 0 do 1A, czas trwania testu: 50s, zmiana kąta  $\varphi$  pomiędzy  $I_0$  a  $U_0$  co 20°,  
 $U_0 = 57,74$  V

Kryterium konduktancyjne kontroluje wartość wyznaczanej w zabezpieczeniu konduktancji i działa w momencie, gdy zostanie przekroczony próg tej wielkości. Badania zostały przeprowadzone dla trzech możliwości pracy tej funkcji, mających charakter kierunkowy jak i bezkierunkowy. Wyniki testowe, otrzymane ze sprawdzenia charakterystyki bezkierunkowej, potwierdzają działanie tej funkcji zarówno w kierunku dodatnim jak i ujemnym na płaszczyźnie admitancyjnej (rys.4). Wartość rozruchowa konduktancji wynika (podobnie jak przy kryterium bazującym na wyznaczeniu admitancji) z odpowiedniego stosunku  $\frac{I_0}{U_0}$ . Wraz ze wzrostem kąta pomiędzy wielkościami charakterystycznymi od 0° do 90°, pobudzenie następuje przy wzroście stosunku  $\frac{I_0}{U_0}$ . Ta sama sytuacja ma miejsce w III ćwiartce układu współrzędnych na płaszczyźnie admitancji. W II oraz IV ćwiartce pobudzenie zabezpieczenia następuje, gdy zmniejsza się stosunek prądu  $I_0$  do napięcia zerowego. Takie zachowanie wynika ze zmiany długości wektora

admitancji wypadkowej, wchodzącego w obszar działania przekaźnika. Charakterystyka rozruchowa kryterium w kierunku dodatnim obejmuje obszar działania w zakresie kąta od  $0^\circ$  do  $+90^\circ/-80^\circ$ , natomiast w kierunku ujemnym od  $100^\circ$  do  $270^\circ$  (rys.4). Takie zachowanie potwierdza poprawność określenia kierunku przez badaną funkcję.



Rys.4. Charakterystyki rozruchowe funkcji konduktancyjnej  
Fig.4. Operational characteristics of the conductance function

Rysunek 4 przedstawia charakterystyki rozruchowe kryterium konduktancyjnego. Charakterystyka bezkierunkowa obejmuje dwa obszary: w kierunku do przodu oraz do tyłu. W przypadku potrzeby zastosowania kierunkowości tej funkcji dokonuje się odpowiednio wyboru kierunku działania do przodu lub do tyłu.

### 3.2.3. BADANIE KRYTERIUM SUSCEPTANCYJNEGO

Uzyskane wyniki badania funkcji susceptancyjnej w postaci prądu pobudzenia zależnego od kąta charakterystycznego przedstawiono w tabeli 3. Na bazie tych wyników uzyskano charakterystyki rozruchowe funkcji susceptancyjnej, które przedstawiono na rysunku 5.

Tabela 3. Pomiar charakterystyki działania kryterium susceptancyjnego  
 Table 3. Measurement of operational characteristic of susceptance function

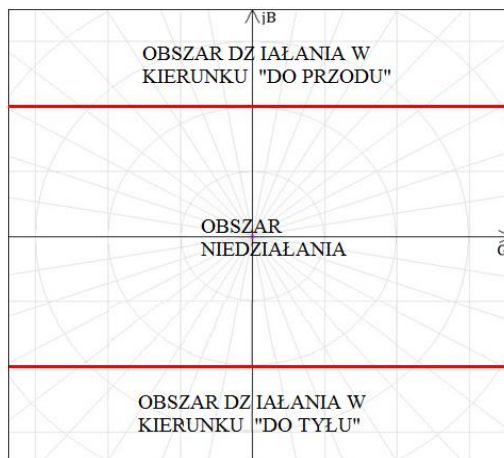
L.p.	Kąt charakterystyczny	Ch-ka bezkierunkowa	Ch-ka w przód	Ch-ka w tył
		Prąd pobudzenia $I_{rp}$	Prąd pobudzenia $I_{rp}$	Prąd pobudzenia $I_{rp}$
-	$\varphi^\circ$	[mA]	[mA]	[mA]
1	0	885	Brak działania	867
2	20	214	213	Brak działania
3	40	105	105	Brak działania
4	60	76	76	Brak działania
5	80	65	65	Brak działania
6	100	64	63	Brak działania
7	120	72	71	Brak działania
8	140	91	90	Brak działania
9	160	152	151	Brak działania
10	180	872	899	Brak działania
11	200	214	Brak działania	209
12	220	104	Brak działania	102
13	240	75	Brak działania	75
14	260	65	Brak działania	64
15	280	63	Brak działania	63
16	300	70	Brak działania	70
17	320	89	Brak działania	89
18	340	146	Brak działania	149

Parametry testu:

$I_0$  – zmieniano w zakresie od 0 do 1A, czas trwania testu: 50s, zmiana kąta  $\varphi$  pomiędzy  $I_0$  a  $U_0$  co  $20^\circ$ ,  $U_0 = 57,74 V$

Sprawdzenie funkcji susceptancyjnej wykonano dla trzech nastaw trybu pracy: bezkierunkowego, kierunkowego w przód oraz kierunkowego w tył. Na podstawie tych testów jest możliwe stwierdzenie o należywym działaniu tego kryterium. Wyznaczone obszary działania funkcji (przedstawione na rys. 5) są zgodne z charakterystykami działania przedstawionymi przez producenta. Obszar działania charakterystyki w przód zawarty jest w przedziale kątowym od  $10^\circ$  do  $180^\circ$ , natomiast charakterystyka w kierunku ujemnym ograniczona jest zasięgiem działania w granicach kąta od  $190^\circ$  do  $360^\circ$ . Charakterystyka bezkierunkowa tej funkcji obejmuje zarówno obszar działania w kierunku dodatnim jak i ujemnym.





Rys.5. Charakterystyki rozruchowe funkcji susceptancyjnej  
 Fig.5. Operational characteristics of the susceptance function

Rysunek 5 przedstawia charakterystyki rozruchowe kryterium susceptancyjnego. W przypadku doboru kierunku "w przód" tej funkcji aktywny jest tylko obszar działania do przodu. Podobnie sytuacja przedstawia się w przypadku doboru kierunku "w tył" - wówczas aktywny jest obszar działania do tyłu. Nastawa bezkierunkowa tej funkcji zawiera zarówno obszar w kierunku do przodu jak i do tyłu.

### 3. PODSUMOWANIE

Celem badań kryteriów zabezpieczeniowych z grupy admitancyjnych było wyznaczenie ich charakterystyk rozruchowych oraz wstępne sprawdzenie poprawności ich działania. Zabezpieczenie Agile P163 daje możliwość zastosowania różnych kombinacji tej funkcji. W testach skupiono się na sprawdzeniu charakterystyki kryterium admitancyjnego  $Y_0$ , konduktancyjnego  $G_0$ , oraz susceptancyjnego  $B_0$ .

Możliwości przebadanej funkcji zabezpieczeniowej pozwalają na skuteczną ochronę przed skutkami zwarć doziemnych. Wyniki badań wykazują, że zabezpieczenie posiadające aktywną funkcję admitancyjną prawidłowo reaguje na wzrost modułu mierzonej admitancji lub jednej z jej składowych (konduktancji bądź susceptancji). Aktywność funkcji determinowana jest poprzez wystąpienie odpowiedniej wartości napięcia składowej zerowej sieci. Selektywność działania tych zabezpieczeń spełniona jest poprzez możliwość doboru odpowiedniej charakterystyki kierunkowej działania zabezpieczenia.

## LITERATURA

- [1] ALSTOM, *Technical Manual P60 Agile P16x*. P16x/EN M/B Alstom, 2016
- [2] ARTES AUTOMATIC RELAY TEST SYSTEM, *User Manual Software version 4.00*. Kocos Messtechnik AG
- [3] BORKIEWICZ K., *Automatyka zabezpieczeniowa, regulacyjna i lączeniowa w systemie elektroenergetycznym*. ZIAD Bielsko-Biała S.A., Bielsko-Biała 2005
- [4] Dokumentacja techniczno-rozruchowa zabezpieczenia Ex-BEL\_Z wersja 1.04 Łódź 2011r.
- [5] HALINKA A., SZEWCZYK M. i inni, *Laboratorium elektroenergetycznej automatyki zabezpieczeniowej*. Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 1999
- [6] HOPPEL W., *Współczesne rozwiązania zabezpieczeń ziemnozwarciowych w sieciach średnich napięć o nieskutecznie uziemionym punkcie neutralnym*. Artykuł Politechnika Poznańska Instytut Elektroenergetyki, Ustroń 2005
- [7] LORENC J., HOPPEL W., *Problemy wykrywania zwarć doziemnych w sieciach pracujących z nieuziemionym bezpośrednio punktem neutralnym*. Artykuł przygotowany na konferencję w Ustroniu (2005 r.) z okazji jubileuszu prof. Wilibalda Winklera, Ustroń 2005
- [8] SYNAL B., ROJEWSKI W., *Elektroenergetyczna automatyka zabezpieczeniowa*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2003

## ADMITTANCE FUNCTION OF PROTECTION TERMINALS ON THE EXAMPLE OF PROTECTION RELAY ALSTOM AGILE P60 – SELECTED FUNCTIONAL TEST

The paper presents a problem of identification and elimination of ground faults in Medium Voltage networks by current systems protections. Drew attention to the possibility of applying new algorithms admittance characterized by better properties from currently used. Made an analysis of the capabilities of the protection terminal Alstom Agile P60 and made the tests of functions admittances. Based on the research, drew operational characteristics admittance function and components and analyses the correct operation of these functions.

Oleksii SHESTAKOV\*

## **MODULES OF THERMOCOUPLES AS A NEW RENEWABLE SOURCE FOR COMBINED ENERGY SYSTEM**

This article describes combined converter source of electrical energy. The main element of the converter transformer is selected. So the argument of the choice of a particular type of transformer is presented. Also thermoelectric module as a source of renewable electrical energy is described. Structural model of the combined power converter, which uses energy that obtained from thermoelectric modules, is proposed.

### **1. INTRODUCTION**

Human need more energy today. Main energy gets from the use of conventional fuels (mostly natural gas, oil and coal), nuclear fuel and the potential energy of water. The volume using conventional and nuclear fuel is growing every year, so their reserves rapidly decreasing. The burning of conventional fuels leads to environmental pollution. Nuclear energy is also potentially dangerous. Hydropower rivers although they are renewable, but its use, especially in lowland rivers, accompanied by enormous irreversible loss of agricultural land.

The way out of this dangerous situation is phasing out traditional non-renewable energy sources in favor of renewable sources - solar energy, wind energy, miscarriages thermal energy, chemical energy renewable hydrocarbon materials such as wood, leaf litter, industrial and household waste, which contain a combustible components and which can be used as raw materials for production, such as biogas.

The practical use of renewable energy sources in the new century has received intensive development in many countries. The installed capacity of power generation plants on non-conventional renewable energy sources in 2008 exceeded 250 GWt, which corresponds more than 5% of the total capacity of all power generating plants in the world, more than 3.5% of world production electrical energy and more than 25% of the electricity produced by all nuclear power plants. The annual growth rate of the installed capacity of power plants to renewable energy is estimated at tens of percent per year in the world and an order higher

---

\* National mining university, Electric drive department, 49000 Dnipro, Yavornitskogo avenue, 19

than the average growth rates of traditional energy. Many countries have adopted plans to achieve by 2020 the share of RES in the energy balance at the level of 15 ... 20% and above, and in the EU by 2040 – to 40%.

However, renewable energy has significant features, such as: uneven geographical distribution, variability in time, had the specific concentration of energy. That is why there is a need for more diverse sources of electrical energy accumulation systems and backup power supplies [2].

## 2. MAIN PART

### 2.1. REVIEW AND SELECTION OF THE TRANSFORMER

Let consider transformer to ensure of electrical compatibility between the consumer and renewable or non-renewable sources of electric energy.

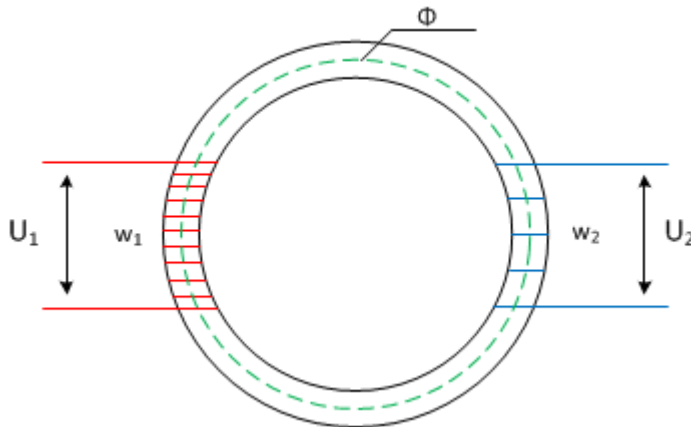


Fig. 1. Principal scheme of transformer

The figure 1 represented transformer circuit. Magnetic field  $\Phi$  generated due to the current in the primary winding. The field lines extend substantially along the magnetic circuit and engage with both the primary and the secondary winding. Then, the primary winding flux linkage takes the form:

$$\psi_1 = w_1 \Phi \quad (1)$$

Knowing the flux linkage we can get the value of the emf that appear in the primary winding:

$$e_1 = -\frac{d\psi_1}{dt} = -w_1 \frac{d\Phi}{dt} \quad (2)$$

Then, emf of secondary winding with the same flux:

$$e_2 = -\frac{d\psi_2}{dt} = -w_2 \frac{d\Phi}{dt} \quad (3)$$

The technique of alternating currents along with the instantaneous values of the quantities are widely used operating value. In summing up the primary winding of the transformer voltage sinusoidal flux change will also be sinusoidal. Then, the value emf of the primary winding takes the form:

$$e_1 = -w_1 \frac{d\Phi}{dt} = -w_1 \omega \Phi_{\max} \cos \omega t = w_1 \omega \Phi_{\max} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) = E_{1 \max} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \quad (4)$$

The current value of emf for the primary winding is equal to:

$$E_1 = \frac{2\pi f}{\sqrt{2}} w_1 \Phi_{\max} \quad (5)$$

Let's calculate instantaneous emf and current value of the secondary winding:

$$e_2 = -w_2 \frac{d\Phi}{dt} = -w_2 \omega \Phi_{\max} \cos \omega t = w_2 \omega \Phi_{\max} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) = E_{2 \max} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \quad (6)$$

$$E_2 = \frac{2\pi f}{\sqrt{2}} w_2 \Phi_{\max} \quad (7)$$

After analyzing of the formula (1) and (2) can be obtained transformation coefficient:

$$k_{12} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1}{w_2} \quad (8)$$

When connecting the load to the secondary winding of the transformer, the value of the primary current  $I_1$  is determined by the current  $I_2$  of the secondary winding. Based on the

conditions of the electrical balance between the network and the primary winding of the transformer, we have:

$$u_1 = -e_1 - e_{\sigma_1} + i_1 r_1 \quad (9)$$

where  $e_{\sigma_1}$  - emf of magnetic flux leakage for the primary winding.

For more detailed review of the physical processes that occur in the windings of the transformer differential equations is used:

$$u_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + M_{12} \frac{di_2}{dt} + i_1 r_1 \quad (10)$$

$$u_2 = -L_2 \frac{di_2}{dt} - M_{21} \frac{di_1}{dt} - i_2 r_2 \quad (11)$$

where

$-L_1 \frac{di_1}{dt}$  и  $-L_2 \frac{di_2}{dt}$  - emf self-induction that occurs in the coil when the current is changed

$-M_{12} \frac{di_2}{dt}$  and  $-M_{21} \frac{di_1}{dt}$  - emf mutual inductance arising in the coil when the current in the other winding magnetically coupled to it as

$$i_1 = i_0 - k_{21} i_2 \quad \text{and} \quad i_2 = k_{12} i_0 - k_{12} i_1$$

the equation (10) and (11) take the form:

$$u_1 = (L_1 - M_{12} k_{12}) \frac{di_1}{dt} + M_{12} k_{12} \frac{di_0}{dt} + i_1 r_1 \quad (12)$$

$$u_2 = -(L_2 - M_{21} k_{21}) \frac{di_2}{dt} - M_{21} \frac{di_0}{dt} - i_2 r_2 \quad (13)$$

Then, the system of equations that describes the physical processes in the transformer, takes the form:

$$\begin{cases} u_1 = (L_1 - M_{12}k_{12}) \frac{di_1}{dt} + M_{12}k_{12} \frac{di_0}{dt} + i_1 r_1 \\ u_2 = -(L_2 - M_{21}k_{21}) \frac{di_2}{dt} - M_{21} \frac{di_0}{dt} - i_2 r_2 \\ i_1 = i_0 - k_{21} i_2 \\ i_1 = k_{12} i_0 - k_{12} i_1 \end{cases} \quad (14)$$

Thus, the transformer is used not only for electrical isolation of multiple sources and consumers [2]. It also can be used to combine several sources. In view of the fact that most renewable power systems produces DC voltage, you must decide on the type of transformer, which is used in the construction of the converter. Let compare the advantages and disadvantages of using the low-frequency transformer ( $f = 50$  Hz) and the pulse transformer ( $f = 10 \dots 40$  kHz).

Reduced weight and small size of the pulse transformer are explained by the transition from the low-frequency energy transformations of powerful and heavy power transformers that work in a constant linear mode to transformer with pulse technology and regulation. By increasing the frequency we get decreasing in capacitance and their dimensions of voltage filters.

In the low-frequency transformers, due to electromagnetic transformations a large proportion of the energy loss created by the heat extraction and dissipation. The largest energy power loss during occurrence transient process power choppers switching.

The price of pulse power supply is gradually reduced due to constantly ongoing elements unification. Because elements is made on a wide range of fully mechanized factories with machines-robots. In addition, operation of the power components on the basis of the driven keys allows you to use less power semiconductor parts.

Pulse technology allows feed consumer from voltage sources with varying frequency and amplitude. This extends the range of use in environments with different standards for electric energy.

Through the use compact semiconductor modules in the design of pulse units manage securely embed protection, that control the occurrence of short-circuit currents, disconnection of loads on the output device and other emergency modes.

Since switching power supplies operate on the principle of high-frequency pulses conversion, they produce a performance of any interference in the broadcast environment. This creates the need to suppress them in various ways.

Switching power supplies have a contraindication to work not only on high but also low loads. If there is a sharp reduction in the current limit for the minimum critical value, the startup circuit can deny or block grant will be distorted with voltage specification does not fit in the working range of the output circuit.

## 2.2. THERMOGENERATORS AS RENEWABLE ENERGY SOURCE

Work of the thermocouple module is based on several effects: the Seebeck effect, Peltier effect and Thomson effect. These three effects were tested for the simplest model - thermocouple. A thermocouple consist two different materials by characteristics. Due to differences in the characteristics of the material, which consists of a thermocouple, and there are three effects: the emergence of the first states thermopower. while applying different temperatures for different materials in their characteristics, the second - the possibility of transferring energy from one junction to another while passing an electric current through them, and third, respectively, of heat release of Thomson.

As mentioned earlier, the Seebeck effect describes appearance of the thermoelectricity in the open-circuit of thermocouple element. that has two different dimensions and characteristics of the materials and described by the unbalanced distribution functions:

$$f_1 = t_p \left[ \frac{\mu - \varepsilon}{T} \nabla T - \nabla(\mu - e\varphi) \frac{\partial f_0}{\partial \varepsilon} v_x \right] \quad (15)$$

where  $t_p$  - the relaxation time;  $\mu$  - chemical potential;  $\varepsilon$  - energy carrier current;  $T$  - temperature;  $e$  - charge electron;  $f_0$  - wave function.

To further transform this expression should be given in the form of current density:

$$j = env = e \int v f_1 dg(\varepsilon) \quad (16)$$

and equate to zero this expression get:

$$\int t_p \left[ \frac{\mu - \varepsilon}{T} \nabla T - \nabla(\mu - e\varphi) \frac{\partial f_0}{\partial \varepsilon} v_x \right] \frac{\partial f_0}{\partial \varepsilon} v_x^2 g(\varepsilon) d\varepsilon = 0 \quad (17)$$

After simplification and reduction of the expression for the potential difference between the two thermocouples spayamy get a general view of the formula:

$$E_{therm} = \int_{T_2}^{T_1} [\alpha_1(T) - \alpha_2(T)] dT \quad (18)$$

where  $\alpha_1(T), \alpha_2(T)$  - Seebeck coefficient junction for different materials,  $T_1, T_2$  - temperature, are applied to various junctions.



As a result, mathematical model of thermocouples module was built. On figures 2 and 3 dependences of changeable load to output voltage and get power during the constant value of temperature difference are shown.

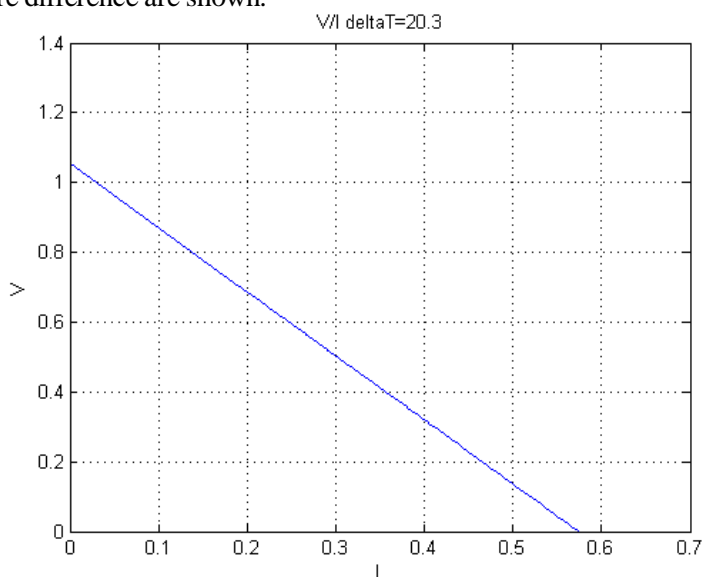


Fig. 2. Volt-ampere characteristic when value of delta T=20.3

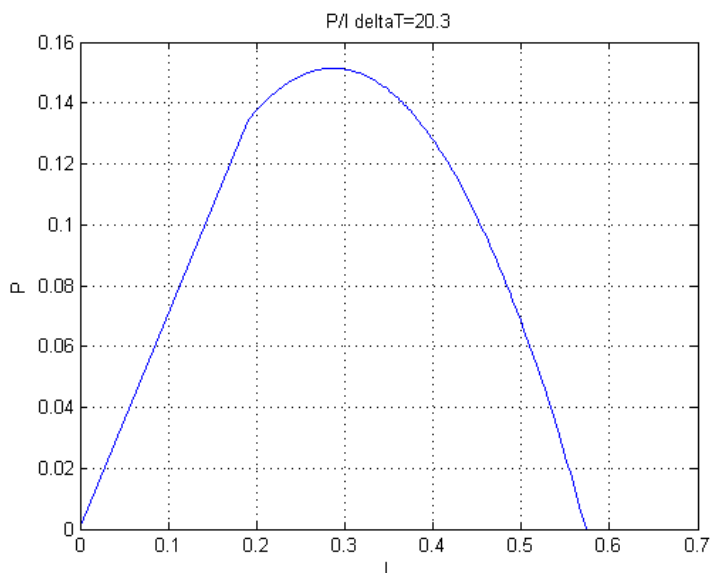


Fig. 3. Dependences of power from load on output when value of delta T=20.3

### 2.3. COMBINED TRANSFORMER

Figure 4 is presented a block diagram of a combined power source. Uniqueness of this structure it is no reason what kind of source we use. It's first. And another, we use only one transformer for several sources. Another blocks of scheme are convenient electronic parts, as rectifier with analog filter and load.

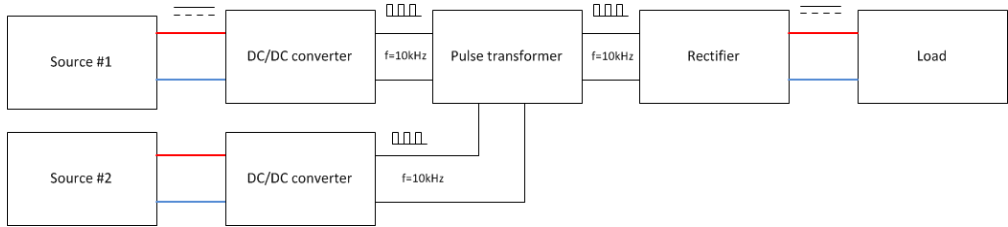


Fig. 4. Block diagram of a combined power source

Combining (14) and (18) for our hybrid power source we get system of differential equations:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_1 = \int_{T_2}^{T_1} [\alpha_1(T) - \alpha_2(T)] dT \\ u_1 = (L_1 - M_{12}k_{12}) \frac{di_1}{dt} + M_{12}k_{12} \frac{di_0}{dt} + i_1 r_1 \\ u_2 = -(L_2 - M_{21}k_{21}) \frac{di_2}{dt} - M_{21} \frac{di_0}{dt} - i_2 r_2 \\ i_1 = i_0 - k_{21} i_2 \\ i_1 = k_{12} i_0 - k_{12} i_1 \end{array} \right. \quad (19)$$

### 3. CONCLUSION

In this paper proved the feasibility of selecting pulse transformer for the construction of a combined power supply. Ability to connect different types of electric energy source makes this version of the converter universal. Also, mathematical model and result of thermocouple module work are given.

## REFERENCES

- [1] KRIVTSOV V.S., OLEYNIKO A.M., YAKOVLEV A.I., *Neischerpaemaya energiya. Kniga 3. Alternativnaya energetika. Kharkiv*, Nationalniy aerokosmicheskiy universitet, Sevastopol, Sevastopolskiy tehničkiy universitet, 2004.
- [2] ANDRIANOV V.N., *Elektricheskie mashini i apparati*, Moskva, Kolos, 1971, 20-29
- [3] KUBKIN M.V., SOLDATENKO V.P., *Imitatsiynaya model kombinovanoi elektroenergetichnoyi sistemi z vidnovlivanimi dzerelami energii*, Kirivograd, Kirovogradskiy natsionalniy tehničkiy universitet, 2012, 192-202

## KONWERER HYBRYDOWEGO ŹRÓDŁA ENERGII

W artykule opisano konwerter hybrydowego źródła energii elektrycznej. Głównym elementem konwertera jest transformator, dlatego przedstawiona argumentacja wyboru określonego typu transformatora. Opisano również moduł termoelektryczny jako źródło energii odnawialnej. Ponadto przedstawiono model strukturalny konwertera hybrydowego źródła energii, który wykorzystuje energię uzyskaną modułem termoelektrycznym.

Kamila KUCHCIAK\*, Grzegorz PIETRZAK\*

## **BEZSTYKOWY PRZESYŁ ENERGII ELEKTRYCZNEJ**

Idea projektu polega na transferze energii pomiędzy obwodami RLC sprzężonymi magnetycznie za pomocą cewek. Obwody takie, wykorzystując zjawisko rezonansu elektrycznego o wysokiej częstotliwości wykazują tendencję do wymiany energii pomiędzy obwodami z wysoką sprawnością. Pozwala to obecnie na bezprzewodowe przesyłanie energii elektrycznej na stosunkowo niewielkie odległości, jednakże najnowsze badania wykazują duży potencjał rozwoju tej technologii. Celem projektu jest zbudowanie stanowiska badawczego, dogłębne poznanie zjawiska i parametrów mających wpływ na sprawność przesyłu, implementacja do zastosowań komercyjnych oraz badanie własnych pomysłów umożliwiających zwiększenie sprawności i zasięgu przesyłania.

### **1. WPROWADZENIE**

Bezstykowy przesył energii elektrycznej (z ang. wireless power transfer) polega na transferze energii z cewki emitującej, podłączonej do źródła napięcia, w kierunku cewki odbierającej poprzez wykorzystanie zjawiska indukcji elektromagnetycznej. W wykorzystaniu tej technologii nie stosuje się połączenia przewodowego. Cała energia przenoszona jest w wytworzonym polu elektromagnetycznym. Cewka przekazująca energię jest zasilana ze zmiennego źródła napięcia. Pomiedzy dwiema cewkami oddziałuje pole elektromagnetyczne, które umożliwia transfer energii pomiędzy nimi. Ogromne znaczenie ma to, w jakich odległościach są one ustawione względem siebie – jeśli przerwa powietrzna byłaby zbyt duża, to sprawność urządzenia będzie mniejsza niż przy bliższym położeniu. Wraz ze spadkiem sprawności zmaleje również wartość przesyłanej mocy.

Jeżeli chcemy, aby sprawność zaprojektowanego urządzenia była optymalna, to należy odpowiednio dobrać położenie emitera w stosunku do odbiornika.

Transmisja bezstykowa jest przydatna w ciężkich warunkach, gdzie połączenia stykowe są niebezpieczne, mogą spowodować podpalenie lub wybuch. Zjawisko może zostać wykorzystane również do użytku codziennego (np. w ładowaniu telefonów lub szczoteczki do zębów jak i urządzeń domowego użytku wymagających więcej mocy jak kuchenka

---

\* Politechnika Wroclawska Wybrzeże Stanisława Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław  
kuchciak.kamila@wp.pl grzegorzpietrzakwroclaw@gmail.pl

mikrofalowa lub komputer). Bardzo prawdopodobnym jest, że bezstykowy transfer energii zostanie wykorzystany w przyszłości do przesyłania energii na dużą odległość w celu jej magazynowania lub doprowadzania do odbiorcy, prosto z elektrowni. Zjawisko nie jest jeszcze wykorzystywane na szerszą skalę, jednak badania nad nim prowadzone pokazują, że technologia może być w pewnych warunkach konkurencyjna dla przesyłu stykowego.

## 2. BADANIA I ZAŁOŻENIA TECHNICZNE

W celu poznania zagadnienia bezprzewodowego transferu energii elektrycznej zostanie wykonany prototyp urządzenia. Komponenty potrzebne do zbudowania sprawnego urządzenia to:

- zestaw kondensatorów,
- pręt ( $\phi=8$ ) oraz drut miedziany ( $\phi=3$ ) wykorzystany do budowy cewek,
- profile aluminiowe,
- zasilacz dużej mocy AC/DC,
- falownik mechaniczny na prąd stały,
- siatka metalowa z której zostanie wykonana klatka Faradaya,
- styczniki,
- płytki PCB (automatyka układu).

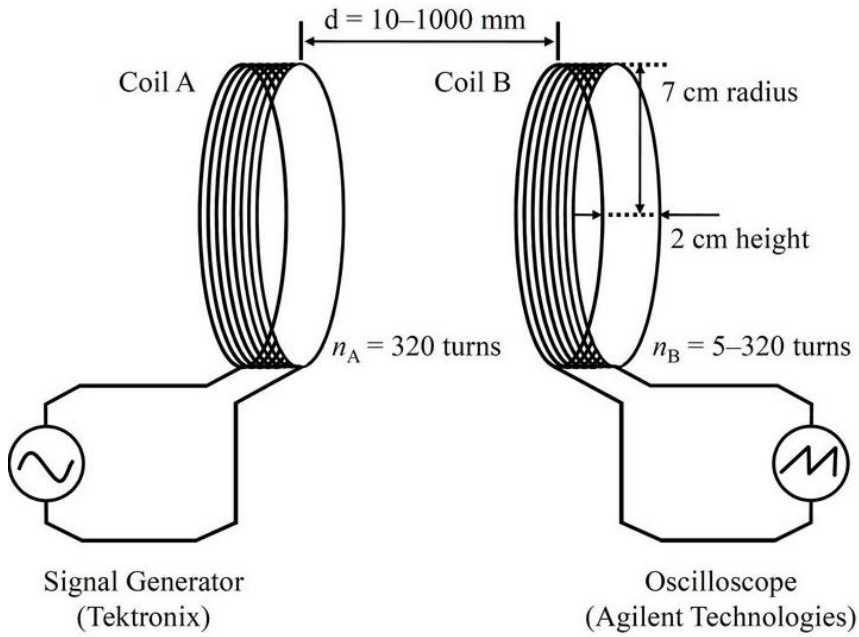
Założeniem projektu jest zbudowanie działającego prototypu oraz zbadanie wpływu częstotliwości na sprawność transferu energii oraz wpływu temperatury cewek na sprawność układu.

Z założenia technicznego punkt pracy urządzenia znajduje się pomiędzy 87 kHz a 285 kHz (rysunek 1). W przypadku szczeliny powietrznej rzędu 800 mm (rysunek 2) sprawność wynosi około 90% przy  $f=100$  kHz. Przy częstotliwości 100 kHz możemy uzyskać moc rzędu 20 kW<sup>[2]</sup>. Dane te pochodzą z dostępnej literatury. Projekt zakłada otrzymanie mocy odbieranej o podobnej wartości.

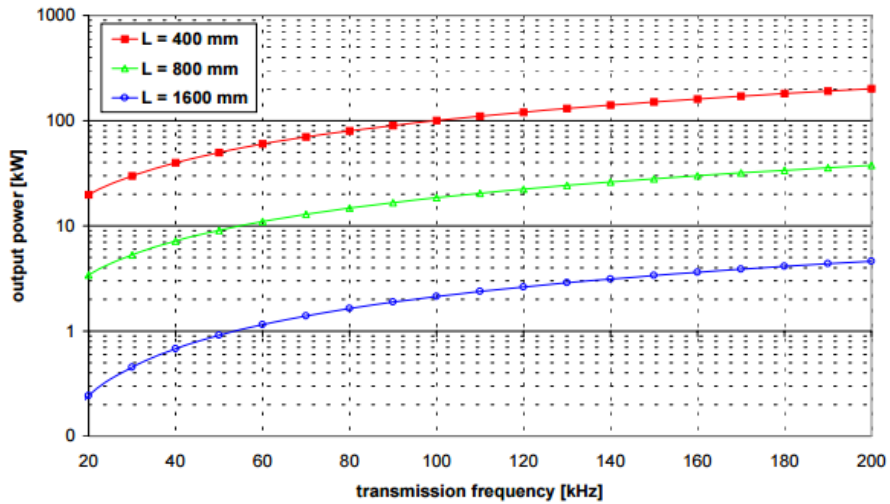
W przypadku układów RLC sprzężonych ze sobą dwóch cewek o sprawności przekazywania energii przez układ decyduje dobroć obwodów oraz współczynnik sprzężenia cewek, co uwzględnia poniższy wzór:

$$\eta_{ind} = \frac{P_L}{P_{IN}} = \frac{k^2 * Q_1 * Q_2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 * Q_1 * Q_2})^2} \quad (1)$$

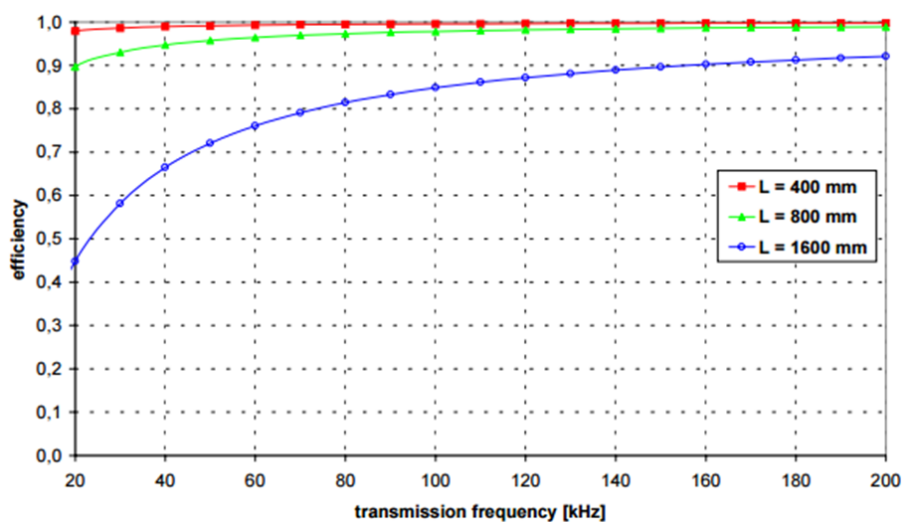
Sprawność urządzenia jest tym większa im większa jest wartość  $Q$ . Wraz ze wzrostem obciążenia wzrasta temperatura układu, którą należy ograniczyć poprzez zastosowania odpowiedniego systemu chłodzenia. Im niższa temperatura, tym wartość dobroci jest korzystniejsza dla obwodu.



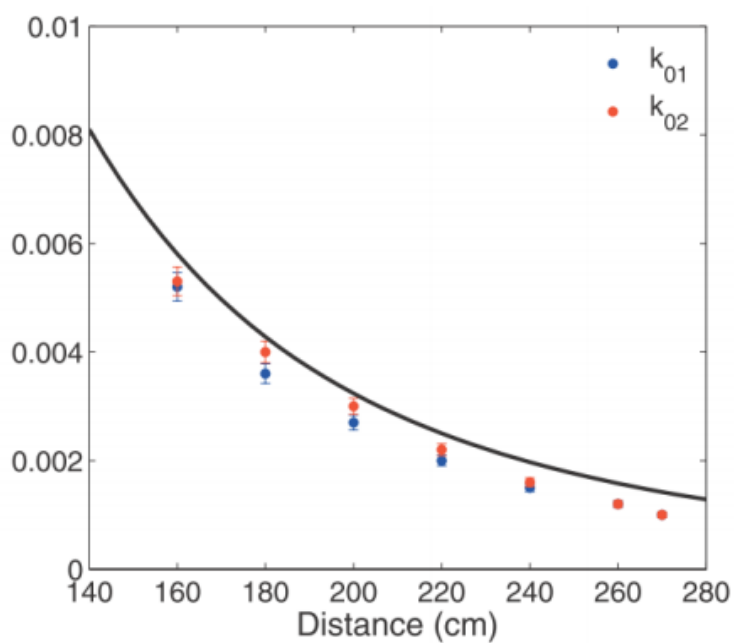
Rys. 1. Model układu do bezstykowego transferu energii



Rys. 2. Zależność mocy oddawanej od częstotliwości dla różnej odległości cewek



Rys. 3. Wpływ częstotliwości na sprawność układu dla różnej odległości cewek



Rys. 4. Wykres zależności współczynnika „k” od odległości między cewkami

Przy zwiększeniu odległości pomiędzy cewkami spada wartość sprzężenia cewek. Ma to znaczący wpływ na wydajność układu, co wynika ze wzoru [1]. Dla zastosowań średniego zasięgu zostało to ukazane za pomocą wzoru:

$$K_{12} = \frac{1}{[1+2\frac{2}{3}(\frac{d}{\sqrt{r_1 r_2}})^2]^{\frac{3}{2}}} \quad (2)$$

gdzie:

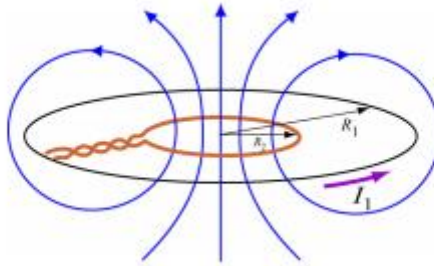
$k_{12}$  – współczynnik sprzężenia cewek.

$d$  – odległość pomiędzy szczeliną powietrzną.

$r$  – wartość promieni cewek.

Indukcyjność wzajemna dwóch cewek ze względu na geometrię budowy.

Koncentrycznie współpłaszczyznowe pętle:



Rys. 5. Dwie koncentryczne pętle prądowe

Ponieważ  $R_1 \gg R_2$ , uznajemy, że pole magnetyczne które tworzy się w wewnętrznej cewce zależy jedynie od  $B_1$ .

$$\Phi_{12} = B_1 A_2 = \frac{\mu_0 I_1}{2 R_1} \pi R_2^2 = \frac{\mu_0 \pi I_1 R_2^2}{2 R_1} \quad (3)$$

Zatem wzajemna indukcyjność przedstawiona jest wzorem:

$$M = \frac{\Phi_{12}}{I_1} = \frac{\mu_0 \pi R_2^2}{2 R_1} \quad (4)$$



Oznacza to, że  $M$  (wzajemna indukcyjność) zależy głównie od geometrii cewek  $R_1$  i  $R_2$  oraz jest niezależna od natężenia prądu na cewce. Wynika stąd również, że budowanie większych rozmiarów cewek umożliwi transfer większej ilości mocy.

### 3. PODSUMOWANIE

Projekt niesie ze sobą wysoką wartość dydaktyczną oraz poznawczą, jak również możliwość implementacji do zastosowań użytkowych. Zaletą tej technologii jest możliwość użytkowania jej w miejscach trudno dostępnych, toksycznych lub zagrożonych wybuchem, gdyż układ jest iskrobezpieczny. W przyszłości po zastosowaniu w technologii usprawnień możliwe będzie jej użytkowanie w celach przemysłowych oraz komercyjnych. Na ten moment technologia wymaga dopracowania poprzez zmniejszenie wielkości cewek, ich wagi oraz kosztów produkcji poszczególnych komponentów. Kolejną ważną kwestią jest wpływ fali o dużej częstotliwości na organizmy żywe. Dalszym celem badawczym będzie analiza wpływu pola elektromagnetycznego na ciało człowieka oraz wpływ przenikania fali przez napotkane obiekty. Skonstruowanie projektu ma na celu wdrożenie innowacyjnej technologii przesyłu bezpiecznego dla człowieka.

### LITERATURA

- [1] GIANCOLI D.C., *Physics: Principles with Applications*, Prentice Hall, Upper Saddle River, 2005, pp. 584-608
- [2] MECKE, R.: *Optimisation of inductive energy transmission systems with an extraordinarily large air gap*. 17th International Conference on Magnetically Levitated Systems and Linear Drives (MAGLEV), Lausanne, 3.-5. September 2002
- [3] KURS A., MAFFAT R., SOLJACIĆ M., *Simultaneous mid-range power transfer to multiple devices*, 26 January 2010, Applied Physics Letters 96, 044102 (2010),
- [4] KURS A., KARALIS A., MOFFAT R., JOANNOPOULOS J.D., FISHER P. and SOLJACIC M., *Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances*, Science, Vol. 317, No. 5834, 2007, pp. 83-86
- [5] <http://web.mit.edu/viz/EM/visualizations/coursenotes/modules/guide11.pdf>

### WIRELESS POWER TRANSFER

The main idea is transfer energy between circuits RLC coupled magnetically with the aid of coils. Such circuits using electrical resonance phenomenon about high frequency can exchange energy between circuits with high efficiency. This allows currently on the wireless transmission of electricity at a relatively short distance, but recent studies show large potential for development of this technology. The aim of the project is to build a test stand, in-depth knowledge of the phenomenon and the parameters affecting the transmission efficiency, implementation make commercial use and test their own ideas.

Tetiana LIABANOVA\*, Dmitriy TSYPLENKOV\*\*, Victor PANCHENKO\*\*

## **WOLNOOBROTOWY GENERATOR TARCZOWY DO ELEKTROWNI WIATROWEJ**

W pracy rozpatruje się konstrukcja generatora tarczowego do elektrowni wiatrowej. W wyniku badań jest otrzymany stosunek wzajemny rozliczeniowej mocy generatora indukcyjnego nowej konstrukcji. Przedstawiono możliwości zwiększenia rozmiaru tej mocy. Prowadzona analiza wskaźników generatora indukcyjnego z podwójną ilością rzędów podłużnych pakietów stojana, co pozwala zwiększyć rozliczeniową moc stosunkowo bazowej konstrukcji generatora.

### **1. WSTĘP**

Analiza niezawodności elektrowni wiatrowych o pionowej osi obrotu pokazuje, że duża część uszkodzeń wywoływana jest popsuciem generatora i multiplikatora (mechanizmu podwyższającego obroty roboczego koła od 10-120 obr/min do koniecznych 750-1000 obr/min generatora). Z punktu widzenia zapewnienia dobrych masogabarytowych wskaźników, najbardziej efektywną elektryczną maszyną, pracującą przy niskiej częstotliwości obrotowej, jest wolnoobrotowy generator tarczowy. Najlepsze charakterystyki z różnorodności tarczowych maszyn mają tarczowe synchroniczne generatory z wzbudzeniem od stałych magnesów czy z elektromagnetycznym wzbudzeniem.

Silniki wiatrowe energetycznych instalacji zwykle są wolnobieżne, dlatego przy wykorzystaniu klasycznych generatorów synchronicznych w celu uzyskania energii elektrycznej z napięciem, częstotliwość napięcia 50 Hz wymagane mechaniczne multiplikatory, co komplikuje konstrukcję zabudowy, zwiększa jej masę i zmniejsza niezawodność pracy. Alternatywnie, można wykorzystać wolnoobrotowe generatory synchroniczne, ale dla uzyskania napięcia o częstotliwości 50 Hz one powinny mieć znaczną ilość biegunów, co również doprowadzi do wzrostu gabarytów i masy. Wielobiegunowość stosunkowo łatwo realizuje się w konstrukcjach generatorów indukcyjnych [1] [4], które są odmianą klasycznych maszyn synchronicznych. Takie

---

\* Student, Wydział Elektryczny, Narodowy Uniwersytet Górniczy, e-mail: tvl.dnepr@gmail.com,

\*\* Docent, Wydział Elektryczny, Narodowy Uniwersytet Górniczy, e-mail: nmu.em@ua.fm

generatory są bezkontaktowe (uzwojenie wzbudzenia mają nieruchome), proste w konstrukcji i w porównaniu z innymi bardziej niezawodne w pracy. Dla podwyższenia efektywności generatorów indukcyjnych rozpatrzmy generator indukcyjny z rozproszonym uzwojeniem stojana.

## 2. OPRACOWANIE KONSTRUKCJI GENERATORA INDUKCYJNEGO Z ROZPROSZONYM UZWOJENIEM STOJANA

Rozliczeniową moc generatora indukcyjnego opisuje zależność [2]:

$$P_i' = 0,164\alpha_i K_f K_d K_w B_\delta A D^2 l_\delta n, \quad (1)$$

gdzie:

$\alpha_i$  – obliczony współczynnik biegunowego zamknięcia;

$K_f$ ,  $K_d$  – współczynniki, odpowiednio, formy strumienia magnetycznego wzbudzenia i uzwojenia;

$K_w$  – współczynnik wykorzystania strumienia magnetycznego wzbudzenia;

$B_\delta$  – maksymalne znaczenie indukcji magnetycznej w przestrzeni powietrznej;

$A$  – liniowe obciążenie uzwojenia stojana;

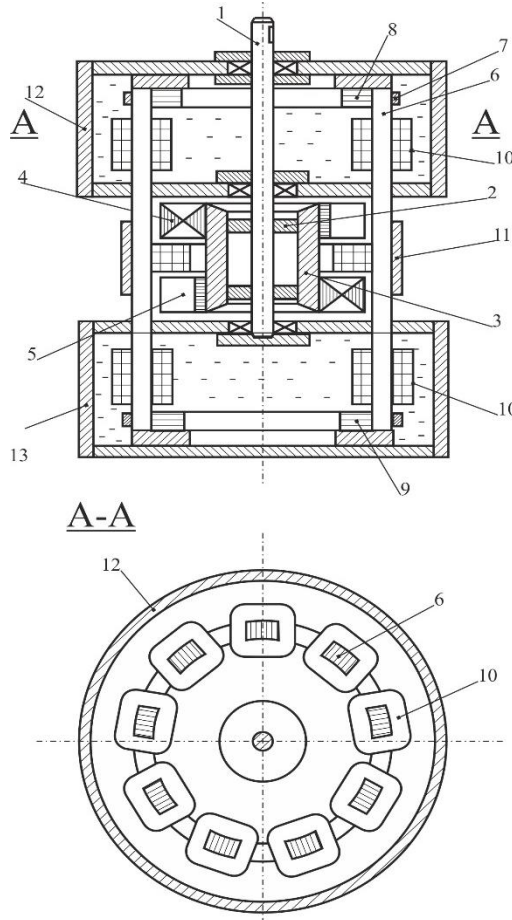
$n$  – częstotliwość obrotowa wirnika.

Efektywność wykorzystania aktywnych materiałów (uzwojeń miedzi i elektrotechnicznej stali rdzeni magnetycznej) charakteryzuje odpowiedni współczynnik z równania (1):

$$K_A = \frac{P_i'}{D^2 l_\delta} = 0,164\alpha_i K_f K_d K_w B_\delta A. \quad (2)$$

W konstrukcjach zwykłych generatorów indukcyjnych rozmiar  $B_\delta$  jest ograniczony magnetycznym nasyceniem zębów stojana i nie przekracza znaczenie 0,9 T, a rozmiar  $A$  warunkami chłodzenia i odpornością na wysoką temperaturę izolacji cieplnej uzwojenia stojana.. Dla maszyn z chłodzonym powietrzem  $A \leq 5 \cdot 10^4$  A/m. Znaczenie  $K_w$  dla zwykłych generatorów indukcyjnych składa 0,4 ÷ 0,45. Oczywiście, że zwiększenie znaczenia  $K_A$  i, odpowiednio, mocy generatora w zadanych gabarytach może mieć odpowiedni wpływ na rozmiary  $K_w$ ,  $B_\delta$  i  $A$ . rozpatrzmy konstrukcję generatora

induktorowego [3], w której zapewniono zwiększenie znaczeń  $B_\delta$  i  $A$ . Przekrój podłużny i poprzeczny generatora przedstawiono na rys. 1.



Rys. 1. Przekrój podłużny i poprzeczny generatora

Na wale 1 pośrednictwem dysków 2 przymocowano cylindryczną tuleję wirnika 3, na zewnętrznej powierzchni, której są zamieszczone zębate radialne pakiety 4 i 5, wykonane z izolowanych płyt stali elektrotechnicznej i nawzajem zsunięte w osiowym kierunku. Ząbki w pakietach nawzajem rozmieszczono na kole, przesunięte względem siebie o geometryczny kąt  $\pi/z_2$ , gdzie  $z_2$  – ilość ząbków w jednym pakiecie. Stożan zrobiono z rdzeniem magnetycznym w postaci pojedynczych podłużnych pakietów 6, umieszczonych po kole na zewnątrz ząbków wirnika. Pakiety są złożone z orientowanych w radialnym kierunku płyt stali elektrotechnicznej. Końce pakietów 6 ściśnięto zaciskami 7 do zewnętrznych powierzchni cylindrycznych pakietów 8 i 9. Na częściach pakietów 6, jakie

wychodzą za granicę wirnika, zamieszczono cewki 10 górnych i dolnych części uzwojenia stojana. W średniej po wysokości części generatora podłużne pakiety wzmocniono między sobą poprzez wypełnienie przestrzeni między nimi niemagnetycznym stopem. Jeśli generator jest trójfazowy, to ilość podłużnych pakietów przyjmuje się według stosunku wzajemnego:  $z_1 = 2z_2 \pm K$ , gdzie  $K = 1, 2, 3, \dots$ , przy czym  $z_1$  musi być podzielny przez trzy. W odstępie między ząbkowanymi pakietami wirnika umieszczone uzwojenie wzbudzenia 11, przymocowaną po jej zewnętrznej powierzchni do podłużnych pakietów 6. Obie części uzwojenia stojana razem z odpowiednimi jarzmami i częścią podłużnych pakietów są zamieszczone w zamkniętych pojemnikach 12 i 13, wypełnionych płynem elektroizolacyjnym. W razie potrzeby na zewnętrznych powierzchniach pojemności mogą być zamieszczone urządzenia chłodzące.

Przy zasilaniu uzwojenia wzbudzenia stałym prądem i obracania się wirnika silnikiem wiatrowym ząbki pakietów 4 i 5 nieustannie zmieniają swoje położenie stosunkowo powierzchni wewnętrznych podłużnych pakietów stojana, co przyprowadza do przemiany rozmiaru i kierunku strumieni magnetycznych w ostatnich. Wymienione strumienie przenika w cewki obu części uzwojenia stojana, co powoduje pojawienie w nich siły elektromotorycznej (SEM) z częstotliwością  $f = z_2 n / 60$ .

Rozliczeniowa moc generatora według wzoru:

$$P' = mE_1 I_1, \quad (3)$$

gdzie:

$m$  – liczba faz;

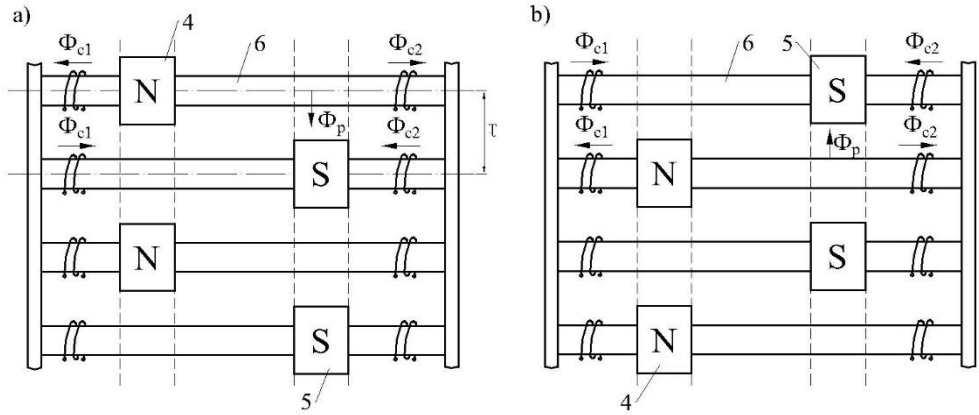
$E_1 I_1$  – SEM i prąd fazy uzwojenia stojana.

Cewki na końcach każdego z podłużnych pakietów stojana należą do jednej z faz uzwojenia. Biorąc pod uwagę, że SEM tych cewek są przeciwfazowe, one są połączone między sobą szeregowo – przeciwnie i ich SEM odnosi się do jednego pakietu stojana. Ilość podłużnych pakietów na jedną fazę  $z_f = z_1 / m$ , odpowiednio, SEM fazy:

$$E_1 = z_f E_p K_p = \frac{z_1 E_p K_p}{m}, \quad (4)$$

gdzie  $K_p$  – współczynnik podziału, uwzględniający wzajemne przesunięcie fazowe wektorów SEM różnych pakietów jednej fazy.

Nawzajem położenie pakietów 6 stojana i ząbków pakietów 4 i 5 wirnika pokazano warunkowo na rys.2 dla pewnego początkowego momentu czasu (rys. 2a) i po przemieszczeniu wirnika po kole na odległość biegunowej podkładki  $\tau \approx t_{z_1}$  (rys. 2b), gdzie  $t_{z_1}$  – ząbkowa podkładka stojana.



Rys. 2. Schematyczne położenie pakietów stojana i zębów pakietów wirnika

Średnie znaczenie SEM, które powstaje w lewej cewce górnego podłużnego pakietu (rys. 2):

$$E'_{Csr} = w_{c1} \frac{\Delta\Phi_1}{\Delta t} = w_{c1} \frac{2\Phi_{c1}}{0,5T} = 4fw_{c1}\Phi_{c1}, \quad (5)$$

gdzie:

$w_{c1}$  – ilość obrotów cewki;

$\Delta\Phi_1 = 2\Phi_{c1}$  – zmiana strumienia magnetycznego przez cewkę w czasie  $\Delta t = 0,5T$ , odpowiedniego przesunięcia wirnika na odległość  $\tau$ ;

$\Phi_{c1}$  – strumień cewki przy zbieżności osie pakietu 6 i zębka 4;

$T$  – okres SEM;

$f$  – częstotliwość SEM.

Analogicznie, SEM prawej cewki górnego pakietu (rys. 2):

$$E''_{Csr} = 4fw_{c2}\Phi_{c2}, \quad (6)$$

gdzie:

$w_{c2}$  – ilość obrotów cewki;

$\Phi_{c2}$  – strumień cewki na warunkach określonych dla strumienia  $\Phi_{c1}$ .

Przyjmując wariant, że  $w_{c1} = w_{c2} = w_c$ , wtedy SEM pakietu będzie :

$$E_{Psr} = E'_{Csr} + E''_{Csr} = 4fw_c (\Phi_{c1} + \Phi_{c2}). \quad (7)$$

Zgodnie schematu (rys. 2) strumień magnetyczny, co wychodzi z ząbka wirnika 4 i wchodzi do pakietu 6:

$$\Phi_z = \Phi_{c1} + \Phi_{c2} + \Phi_p, \quad (8)$$

gdzie  $\Phi_p$  – strumień, który z podłużnego pakietu stojana wchodzi do wpustu sąsiedniego okrężnego pakietu wirnika.

Z (8) mamy  $\Phi_{c1} + \Phi_{c2} = \Phi_z - \Phi_p$  i odpowiednio:

$$E_{p_{sr}} = 4f\omega_c (\Phi_z - \Phi_p). \quad (9)$$

Stosunek wzajemny dla strumieni magnetycznych w ostatnim wzorze:

$$\Phi_z = \frac{\mu_0 F_\delta S_z}{\delta_1}; \quad \Phi_p = \frac{\mu_0 F_\delta S_p}{\delta_2}, \quad (10)$$

$\mu_0$  – magnetyczna stała;

$F_\delta$  – siła magnetomotoryczna (SEM) uzwojenia wzbudzenia na jedną przestrzeń powietrzną;

$\delta_1, \delta_2$  – przestrzenie powietrzne między pakietem stojana i zębkiem a wpustem wirnika;

$S_z, S_p$  – powierzchnie, które przenikają odpowiednie strumienie, przy czym  $S_z = b_{z1} l_p$

;  $S_p = b'_p l_p$ ;

$b_{z1}$  – szerokość pakietu stojana w kole;

$b'_p = 1,2b_{z1}$  – szerokość (rozliczeniowa) wpustu wirnika;

$l_p$  – grubość pakietu wirnika.

Po podstawieniu wyrazów dla  $\Phi_z$  i  $\Phi_p$  do wzoru (9) otrzymujemy taki stosunek wzajemny czynnego znaczenia pakietu SEM:

$$E_p = k_f E_{p_{sr}} = 4fK_f \omega_c B_\delta l_p b_{z1} \left( 1 - \frac{1,2\delta_1}{\delta_2} \right) = 2f\alpha_r K_f K_p \omega_c B_\delta l_\delta \tau, \quad (11)$$

gdzie:

$B_\delta = \frac{\mu_0 F_\delta}{\delta_1}$  – magnetyczna indukcja przestrzeni powietrznej  $\delta_1$ ;

$\alpha_r = \frac{b_{z1}}{\tau}$  – współczynnik biegunowego zamknięcia;

$K_p = 1 - \frac{1,2\delta_1}{\delta_2}$  – współczynnik wycieku strumienia magnetycznego;

$K_f$  – współczynnik formy strumienia magnetycznego;

$l_\delta = 2l_p$  – aktywna długość obwodu magnetycznego.

Wyrażenie dla całkowitego prądu jednej cewki uzwojenia stojana:

$$I_1 w_c = j_a S_{pr} w_c = j_a S_{mc} = l_c h_c k_{wm} j_a, \quad (12)$$

gdzie:

$j_a$  – gęstość prądu;

$S_{pr}$  – powierzchnia przekroju poprzecznego przewodu cewki;

$S_{mc}$  – powierzchnia przekroju poprzecznego miedzi cewki;

$h_c, l_c$  – grubość i osiowa długość cewki;

$k_{wm}$  – współczynnik wypełnienia przekroju poprzecznego cewki miedzią.

Kołowe liniowe obciążenie uzwojenia stojana:

$$A = \frac{2h_c l_c k_{wm} j_a}{t_{z1}}. \quad (13)$$

Z porównania stosunków wzajemnych (12) i (13), mamy:

$$I_1 w_c = 0,5 A t_{z1}, \text{ skąd } I_1 = \frac{A t_{z1}}{2 w_c}. \quad (14)$$

Podstawimy wyrazy (11) i (14) do wzoru (3), biorąc pod uwagę (4) i następujące proporcje:  $f = pn/60$ , gdzie  $p$  – liczba par biegunów, przy czym  $p = z_2$ ;  $\tau = \pi D/2p$ , gdzie  $D$  – średnica koła, na którym umieszczone pakiety stojana (średnica otworu). Ostatecznie:

$$P' = 8,22 \cdot 10^{-2} \alpha_r K_f K_r K_p B_\delta A D^2 l_\delta n. \quad (15)$$

Przeprowadzimy analizę składowych ostatniego wzoru. Rozpatrzmy współczynnik wycieku strumienia magnetycznego  $K_p = 1 - \frac{1,2}{16} = 0,925$ . Powietrzny odstęp między



pakiem stojana i wpustem rotora jest równy  $\delta_2 = \delta_1 + h_{z2}$ , gdzie  $h_{z2}$  – wysokość zębka wirnika; zgodnie z rekomendacją [1]  $h_{z2} \geq 15\delta_1$ . Bardziej dokładnie rozpatrzmy

stosunek wzajemny  $\alpha_r = \frac{b_{z1}}{\tau}$ . Przestrzeń między pakietami stojana po kole na średnicy

D jak szerokość warunkowego wpustu poznamy przez  $b_{p1}$ . W tej przestrzeni zamieszczono dwie cewki, każdą grubością  $h_c$ . Uważamy (w granicznym przypadku)

$b_{p1} = 2h_c$ . Z innej strony  $b_{p1} = t_{z1} - b_{z1} = t_{z1} \left(1 - \frac{b_{z1}}{t_{z1}}\right)$ . Ząbkowana podkładka stojana:

$$t_{z1} = \frac{\pi D}{z_1} = \frac{\pi D}{2z_2 \pm \frac{k}{z_2}} = \frac{\pi D}{z_2 \left(2 \pm \frac{k}{z_2}\right)} = \frac{t_{z2}}{2 \pm \frac{k}{z_2}}, \quad (16)$$

gdzie  $t_{z2}$  – ząbkowana podkładka wirnika, przy czym  $t_{z2} = 2\tau$ . Tak jak  $z_2 \gg k$ , wtedy

$$t_{z1} \approx \tau.$$

Biorąc pod uwagę powyższe stosunki wzajemne zapisujemy wyrażenie dla  $\alpha_r A$  ze wzoru (15) w postaci:

$$\alpha_r A = \alpha_r (1 - \alpha_r) l_c k_{vm} j_a. \quad (17)$$

Maksymalne znaczenie obliczeniowej mocy generatora będzie przy  $\alpha_r = 0,5$ .

Współczynnik podziału dla podstawowej harmonicznej SEM jest określony wzorem:

$$K_r = \frac{1}{2a_g \sin\left(\frac{30^\circ}{a_g}\right)}, \quad (18)$$

gdzie  $a_g = \frac{z_1}{km}$  – ilość pakietów stojana cewki, których tworzą jedną gałąź fazowego uzwojenia (współczynnik  $k$  ze wzoru  $z_1 = 2z_1 \pm k$ ).

Rdzeń magnetyczny stojana generatora [3] ma znaczenie indukcji magnetycznej  $B_\delta$  które jest ograniczone tylko magnetycznym nasyceniem elektrotechnicznej stali pakietów stojana i żelaza tulei wirnika, i może osiągać znaczeń do 1,8 T, kosztem zasadniczego braku zębów.

W konstrukcji generatora przewidziano chłodzenie cewek uzwojenia stojana za pomocą elektroizolowanych płynów, co pozwoli zwiększyć rozmiar gęstości prądu w uzwojeniu i odpowiednio dwukrotnie obciążenie w stosunku do przypadku chłodzenia tego uzwojenia

powietrzem. Również w generatorze istnieje możliwość zwiększenia liniowego obciążenia przez zmianę długości cewki  $l_c$ , która może być wybrana nie mniej  $(8 \div 10)h_c$ .

Porównamy rozliczeniowe moce zwykłego generatora induktorowego  $P'_i$  i generatora [3]  $P'$  przy tych samych  $D$ ,  $l_\delta$ ,  $k_\delta$  i takich wskaźnikach:

- a) zwykły generator induktorowy –  $\alpha_i = 0,9$ ;  $K_d = 0,92$ ;  $K_w = 0,4$ ;  $B_\delta = 0,8 \text{ T}$ ;

$$A = 4 \cdot 10^4 \text{ A/m};$$

- b) generator [3] –  $K_r = 0,95$ ;  $\alpha_r = 0,5$ ;  $K_p = 0,925$ ;  $B_\delta = 1,6 \text{ T}$ ;  $A = 8 \cdot 10^4 \text{ A/m}$ .

Stosunek wzajemny:

$$\frac{P'}{P'_i} = \frac{8,22 \cdot 10^{-2} \cdot 0,5 \cdot 0,95 \cdot 0,925 \cdot 1,6 \cdot 8 \cdot 10^4}{0,164 \cdot 0,9 \cdot 0,92 \cdot 0,4 \cdot 0,8 \cdot 4 \cdot 10^4} = 2,65, \quad (19)$$

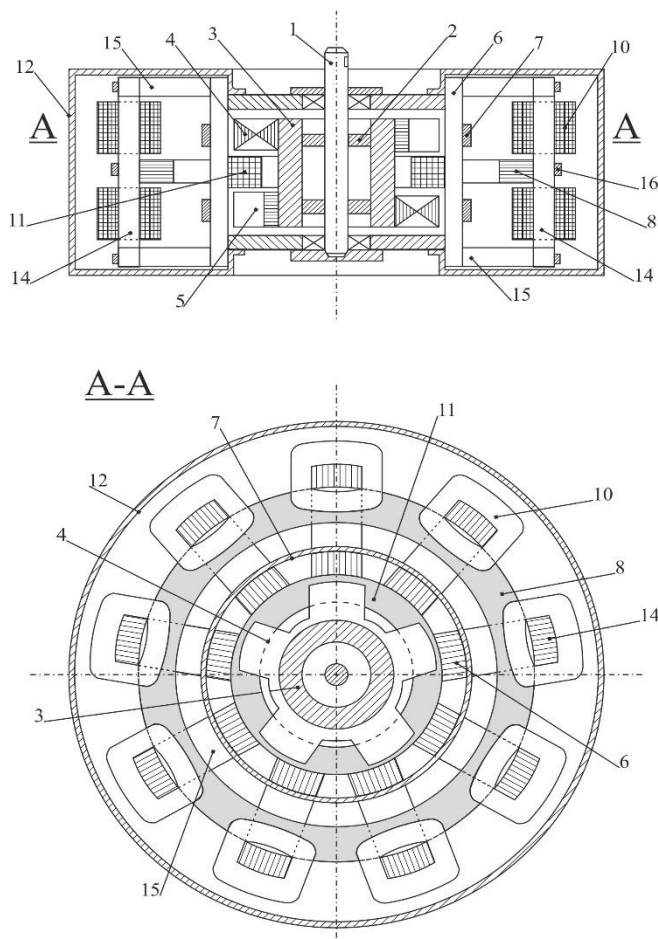
co potwierdza możliwość znacznego zwiększenia rozliczeniowej mocy generatora stosunkowo z zwykłym induktorowym.

Z analizy wzoru (15) wynika możliwość zwiększenia rozliczeniowej mocy generatora [3] za rachunek wzrostu względnej szerokości pakietu stojana  $\alpha_r = b_{z1}/\tau$ . Ale wtedy przy niezmięionej średnicy otworu zmniejszy się szerokość wpustu i odpowiednio grubość cewek uzwojenia i jej obciążenie liniowe. Zachować sytuację można byłoby zwiększeniem długości cewek, lecz to doprowadzi do odpowiedniego wzrostu osiowej długości maszyny, co jest niepożądane. Rozwiązać ten problem proponuje się przez przemianę konstrukcji generatora [3] jak pokazano na rys.3.

Identyczne zgodnie z przeznaczeniem elementy na rys. 1 i rys. 3 oznaczono jednakowymi liczbami. W przeciwieństwie do generatora (rys. 1) w proponowanej konstrukcji podłużne pakiety 6 zrobione skróconymi w średniej części maszyny i wprowadzono drugi (zewnątrzny) szereg pakietów 14 ilością  $z_1$ , umieszczonych po kole o większej średnicy ( $D_3 > D$ ) i zjednoczonych z pakietami pierwszego szeregu radialnymi pakietami 15. Zewnętrzne pakiety w swojej średniej części przyciskane chomątem 16 do okrężnego jarzma 8; cewki 10 uzwojenia stojana przymocowano na podłużnych pakietach zewnętrznego szeregu po obydwu boki od jarzma. Cewki uzwojenia razem z częścią jego rdzeń magnetycznych są zamieszczone w zamkniętej pojemności 12, wypełnionej płynem elektoizolacyjnym. Wirnik w nowej konstrukcji pozostał nieodmiennym. Konstrukcja rys. 3 w porównaniu do rys. 1 ma znacznie mniejszy rozmiar osiowy, ale nieco większą średnicę.

Podkładka ząbkowana na średnicy rozmieszczenia zewnętrznych pakietów stojana zewnętrznego szeregu:

$$t_z = \frac{\pi D_3}{z_1} = t_{z_1} \frac{D_3}{D}. \quad (20)$$



Rys. 3. Podłużne i poprzeczne przecięcia udoskonalonego generatora indukcyjnego

Grubość pakietów dwóch średnic jest jednakowa, toż  $t_z = b_{z1} + b_{p3}$ , gdzie  $b_{z1} = \alpha_r t_{z1}$ ,  $b_{p3}$  – przestrzeń między pakietami po kole na średnicy  $D_3$ . Oczywiście:  $b_{p3} \geq 2h_{c1}$ , gdzie  $h_{c1}$  – grubość cewki uzwojenia w nowej konstrukcji. Zapijemy taki stosunek wzajemny:

$$\alpha_r t_{z1} + b_{p3} = t_{z1} \frac{D_3}{D}; b_{p3} = 2h_{c1} = t_{z1} \left( \frac{D_3}{D} - \alpha_r \right). \quad (21)$$

Skąd, przy  $\alpha_r = 0,5$ , mamy:

$$h_{c1} = h_c \left( \frac{2D_3}{D} - 1 \right). \quad (22)$$

Więc, grubość cewki (przy określonym  $\alpha_r$ ) i odpowiednio liniowe obciążenie uzwojenia zgodnie z (13) można zwiększyć kosztem rozmieszczenia podłużnych pakietów stojana po kole większej średnicy: przy czym odpowiednio rosną koszty miedzi na stworzenie uzwojenia. Z innej strony konstrukcja generatora (rys. 3) pozwala zwiększyć znaczenie  $\alpha_r$  za rachunek odpowiedniej zmiany szerokości pakietów stojana. Wyznamy ze względów konstruktywnych maksymalnie dopuszczalne znaczenie  $\alpha_r$ . Racjonalny stosunek wzajemny dla szerokości zębka wirnika i grubości pakietu stojana  $\frac{b_{z2}}{b_{z1}} = 1,2$ , skąd

$b_{z2} = 1,2b_{z1}$ . Szerokość wpustu wirnika:

$$b_{p2} = (1,2 \div 1,3)b_{z2}. \quad (23)$$

Podkładka ząbkowana wirnika:

$$t_{z2} = 2\tau = b_{n2} + b_{z2} = (2,2 \div 2,3)b_{z2} = 1,2(2,2 \div 2,3)b_{z1} = (2,6 \div 2,8)b_{z1}. \quad (24)$$

Skąd  $\alpha_r = \frac{b_{z1}}{\tau} = 0,76 \div 0,72$ . Przyjmujemy  $\alpha_r = 0,75$ . Żeby nie zwiększać wykorzystania miedzi na uzwojenie stojana w porównaniu do generatora, przedstawionego na rys. 1, grubość cewek uzwojenia zostawimy bez zmian, to znaczy  $h_c = 0,5b_{p1} = 0,25t_{z1}$ . Wtedy określona  $\alpha_r$  zostanie osiągnięta w odniesieniu do:

$$\frac{D_3}{D} = \alpha_r + 0,5 = 1,25. \quad (25)$$

Dzięki zwiększeniu  $\alpha_r$  od 0,5 do 0,75 rozliczeniowa moc generatora wzrośnie o 1,5 razy. Fizycznie jest to spowodowane wzrostem strumienia magnetycznego wzbudzenia, który wchodzi w pakiety stojana i przenika jego cewki uzwojenia. Przy tym wzrosnie użycie stali elektrotechnicznej.

### 3. WNIOSKI

Wywiedziono stosunek wzajemny rozliczeniowej mocy generatora indukcyjnego nowej konstrukcji. Pokazano możliwości zwiększenia rozmiaru tej mocy.

Przeprowadzono analizę wskaźników generatora indukcyjnego z podwójną ilością szeregowo podłużnych pakietów stojana, co pozwala zwiększyć rozliczeniową moc stosunkowo do bazowej konstrukcji.

## LITERATURA

- [1] ALPER N.JA., TERZJAN A.A., *Induktornye generatory*. M., Energija, 1970, 192 s..
- [2] BAŁAGUROW W.D. *Projektirowanije specialnych elektriczeskich maszin peremennogo toka*. M.; Wyssz. szk.1982, 272s.
- [3] Patent UA 86650. *Generator zminnogo strumu*./M.S. Gołubenko, P.O. Wiszneweckij, S.I. Dowgałjuk i dr. // Promisłowa własnit, 2009 r. №9.
- [4] KUPIEC E., PRZYBOROWSKI W.: *Model obwodowy maszyny synchronicznej o wzbudzeniu hybrydowym unipolarnym*. Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne Nr 3/2014 (103).

## LOW-SPEED DISK GENERATOR FOR WIND POWER STATION

The paper studies constructions of the disk generator for wind power station. The result of researches obtained the estimated ratio for capacity of inductor generator of new construction. The possibilities of increasing the size of the power. The analysis of the indicators inductor generator with double number of longitudinal rows of stator packs that allows to increase estimated capacity is relatively basic design.

Gracjana SKWIRA\*

## **TENDENCJE ROZWOJU SYSTEMÓW ZABEZPIECZEŃ NISKONAPIĘCIOWYCH SILNIKÓW ELEKTRYCZNYCH PRACUJĄCYCH ZE STAŁĄ PRĘDKOŚCIĄ OBROTOWĄ**

Klasyczne systemy zabezpieczeń nie dają rady sprostać coraz to wyższym wymaganiom nowoczesnych systemów automatyki. Względy ekonomiczne oraz wydajnościowo-efektywnościowe skłoniły inżynierów do poszukiwania bardziej zaawansowanych i dogodnych rozwiązań. Tendencje jakie można zaobserwować skupiają się wokół problemów miniaturyzacji, rozwoju komunikacji, a co za tym idzie lepszej diagnostyki. W artykule omówiono kierunki rozwoju nowoczesnych systemów sterowania i zabezpieczeń systemów napędowych z niskonapięciowymi silnikami elektrycznymi pracującymi ze stałą prędkością obrotową.

### **1. WSTĘP**

#### **1.1. RODZAJE ZABEZPIECZEŃ NISKONAPIĘCIOWYCH SILNIKÓW ELEKTRYCZNYCH**

Silniki elektryczne są podstawowym komponentem systemów napędowych w nowoczesnej automatyce. Do niezawodnego działania powinny więc mieć zapewnioną ochronę przed elektrycznymi oraz mechanicznymi uszkodzeniami.

Jak ważnym pojęciem są systemy zabezpieczeń można zaobserwować na postawie rozmiaru ich globalnego rynku dla silników elektrycznych. Jedynie w 2015 roku jego obrót został oszacowany na około 5 miliardów dolarów. Prognozy na rok 2016 wskazują, że obrót ten ma wzrosnąć o kolejne 7% [2].

Rynek systemów zabezpieczeń silników elektrycznych jest aktualnie najlepiej prosperujący na kontynencie azjatyckim. Udział w rynku, w zależności od poszczególnych kontynentów przedstawia rysunek 1.

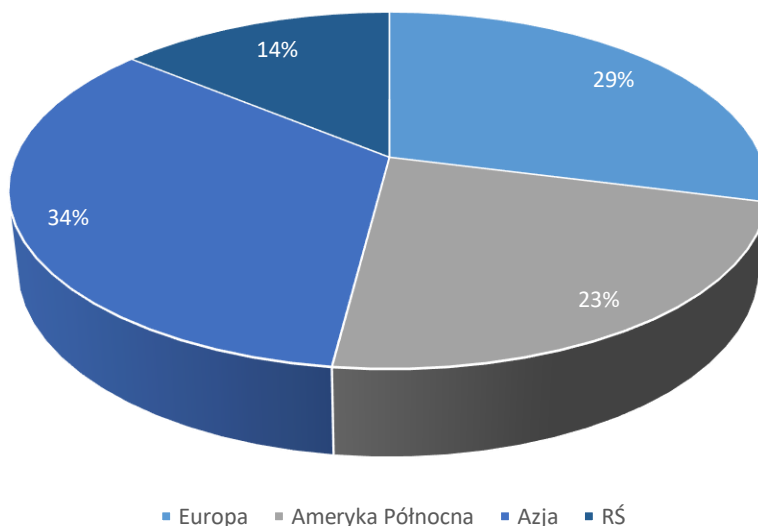
Nieprawidłowości mogące wystąpić podczas pracy silnika, bądź w wyniku błędów mogą być spowodowane głównie za sprawą:

- 1) warunków wynikających z zewnętrznej sieci zasilającej
- 2) wewnętrznych błędów, zarówno w napędzie jak i urządzeniach dodatkowych układu napędowego,

---

\* Politechnika Wrocławska, 50-372 Wrocław, ul. Janiszewskiego 8, gracjana.skwira@gmail.com

3) warunków środowiska pracy.



Rys. 1. Podział światowego rynku systemów zabezpieczeń [2]

Fig. 1. Global market of motor management systems[2]

Ochrona w zależności od środowiska pracy polega na prawidłowym, technicznie i ekonomicznie uzasadnionym, doborze urządzeń i wykonaniu instalacji elektrycznych. W obszarach zagrożonych wybuchem następstwa wypadku przewyższają w sposób znaczny koszty samego układu napędowego. Obowiązuje tam używanie komponentów w wykonaniach specjalnych, adekwatnych do strefy zagrożenia określonej przez daną normę (np. certyfikacja ATEX). Właściwy projekt obniża to koszty inwestycji, ułatwia eksploatację i przede wszystkim zwiększa bezpieczeństwo przeciwpożarowe obiektu i bezpieczeństwo ludzi. Stopień zastosowanej ochrony silnika zależy od jej kosztów oraz rodzaju stosowanej aplikacji napędowej[3].

Za silniki niskonapięciowe uważane są takie, których napięcie zasilania nie przekracza 1 kV. Podstawowe komponenty systemów zabezpieczeń, jakie są wdrażane w instalacjach z wykorzystaniem niskonapięciowych silników elektrycznych są następujące:

- aparatura do ochrony zwarciowej,
- aparatura do ochrony przeciążeniowej,
- przekaźniki kontrolno-pomiarowe różnego rodzaju,
- aparatura łączeniowa.

### 1.2 APARATURA DO OCHRONY ZWARCIOWEJ

Każdy silnik, o napięciu znamionowym nieprzekraczającym 1kV powinien mieć zapewnioną ochronę zwarciovą. W zakresie do 45 kW, czyli w przypadku silników małej mocy, tego typu zabezpieczenia realizowane są w większości przypadków poprzez wyłączniki silnikowe. Większość wyłączników silnikowych zapewnia ochronę nie tylko przed zniszczeniem silnika w następstwie zwarcia, lecz również np. asymetrii faz zasilających, zablokowanego rozruchu lub braku jednej fazy. Mogą one posiadać termiczny wyzwalacz do ochrony uzwojenia silnika (zabezpieczenie przeciążeniowe) i wyzwalacz elektromagnetyczny (zabezpieczenie zwarciovowe).

W silnikach dużej mocy (powyżej 45 kW) stosowane są niskonapięciowe wyłączniki mocy. Wyłączniki te można podzielić w zależności od sposobu wyłączania instalacji: łukowe, bezłukowe oraz próżniowe.

Dla niekonwencjonalnych napięć sieci zasilającej (innych niż 400 V) stosowane są wkładki bezpiecznikowe.

### 1.3. APARATURA DO OCHRONY PRZECIĄŻENIOWEJ

Ochrona przeciążeniowa jest realizowana za pomocą przekaźników przeciążeniowych (in. przekaźników termicznych). Należą one do grupy urządzeń zabezpieczających, zależnych od prądu. Działają na zasadzie monitorowania temperatury uzwojeń za pośrednictwem prądu płynącego w przewodach zasilających. Zabezpieczają silnik przed uszkodzeniami spowodowanymi zanikiem fazy, przeciążeniem, bądź utykiem. Znajdujący się w nich bimetal, nagrzewany jest poprzez rezystory. Styk pomocniczy zostaje przestawiony w momencie osiągnięcia określonej wartości temperatury. Czas wyzwolenia jest zależny od natężenia prądu i wstępnego obciążenia przekaźnika. Dla wszystkich natężeń musi być on mniejszy od czasu zagrożenia dla izolacji silnika. Maksymalne czasy przeciążeniowe oraz minimalne czasy dla prądu granicznego i stanu zatrzymania silnika, zdefiniowane są poprzez normę EN 60947 [3].

### 1.4. PRZEKAŹNIKI KONTROLNO-POMIAROWE RÓŻNEGO RODZAJU

Przy realizacji nowoczesnych aplikacji napędowych konieczne jest wykorzystanie przekaźników kontrolno-pomiarowych, dzięki którym system sterowania i zabezpieczeń będzie mógł zareagować na awarię w jak najkrótszym czasie, z największą możliwą efektywnością. Na rynku dostępne są różnorodne rodzaje przekaźników zapewniających niezawodne działanie silników. Należą do nich m.in. przekaźniki kontroli faz, (zanik napięcia w co najmniej jednej fazie), przekaźniki kontroli asymetrii faz zasilania, przekaźniki pomocnicze, przekaźniki kontroli prądu, bądź przekaźniki kontrolujące drgania.



Przełączniki kontrolno-pomiarowe wykorzystywane są w wielu aplikacjach, w takich jak napędy pomp czy wentylatorów.

### 1.5. APARATURA ŁĄCZENIOWA

Do grupy aparatury łączeniowej zaliczane są głównie styczniki. Na rynku światowym jest obecnie szeroka gama producentów tego rodzaju aparatury, co może utrudniać dobór odpowiednich komponentów. W przypadku wymagających systemów, w których istnieje wysokie ryzyko wybuchu bądź trudne warunki środowiska pracy wybór jest znacznie zawężony. Głównymi kryteriami, którymi użytkownicy kierują się przy wyborze styczników są:

- 1) producent,
- 2) budowa – wyróżnia się styczniki mocy, sterownicze, (montowane na szynie TH lub na płycie), modułowe (instalacyjne, ich wielkość jest standaryzowana do modułu „S”), styczniki wykorzystywane do druku,
- 3) moc stycznika – styki główne mogą przewodzić prąd o określonych wartościach (w Amperach lub mocy w kW),
- 4) rodzaj napięcia zasilającego cewkę – na napięcie stałe, przemienne, bądź styczniki uniwersalne,
- 5) kategoria pracy,
- 6) wykonanie specjalne [4].

Na rysunku 2 został zamieszczony schemat przykładowego systemu zabezpieczeń silników, w którym zostały użyte wyłącznik mające wbudowany człon odpowiedzialny za ochronę przeciążeniową oraz stycznik.

Aparatura do ochrony silników spełniających nowe wymogi wydajnościowe w klasie IE3 różni się w wykonaniu od standardowej. Silniki o wysokiej sprawności energetycznej mają zazwyczaj trudniejszy, bardziej wymagający rozruch. Wyłączniki muszą w takim przypadku być projektowane z uwzględnieniem nastaw na większe wartości prądów, które mogą wystąpić podczas rozruchu (w porównaniu do stosowanych w klasie IE2), a stycznik powinny wytrzymywać większe prądy udarowe.

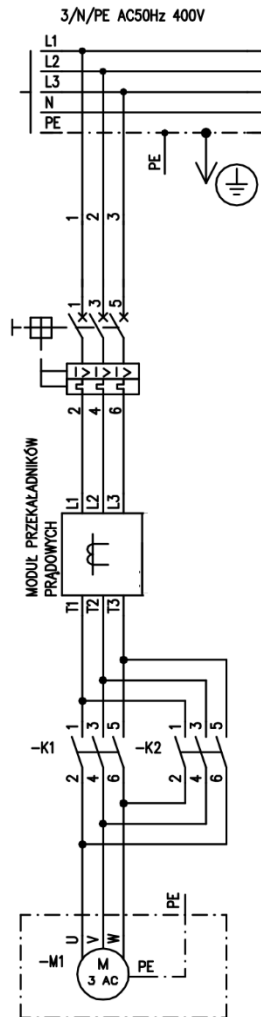
## 2. TENDENCJE ROZWOJU SYSTEMÓW ZABEZPIECZEŃ NISKONAPIĘCIOWYCH SILNIKÓW O STAŁEJ SPĘDKOŚCI OBROTOWEJ

W nowoczesnej automatyce dąży się do wyeliminowania możliwości powstania błędów na skutek czynnika ludzkiego oraz do szybszego i bardziej przejrzystego sterowania procesami automatyki. Wpływa to nie tylko na bezpieczeństwo ludzkie, lecz również owocuje krótszym czasem przestojów oraz mniejszą awaryjnością wykorzystywanych

komponentów, a co za tym idzie mniejszymi kosztami eksploatacji. Odpowiednio zaprojektowany system zabezpieczeń pozwala nie tylko na szybkie wykrycie i usunięcie przyczyny awarii, lecz również daje możliwość uniknięcia jej w przyszłości.

Główne kierunki rozwoju, jakie można zaobserwować skupiają się wokół następujących tematów:

- 1) Komunikacja,
- 2) Minimalizacja rozmiarów urządzeń,
- 3) Inteligentne systemy zabezpieczeń.



Rys. 2. Schemat systemu zabezpieczeń w układzie nawrotnym  
Fig. 2. Motor protection system scheme for reversing starter

## 2.1 KOMUNIKACJA

Rozwój komunikacji w automatyce umożliwił syntezę wirtualnych metod zarządzania procesami. Coraz większe znaczenie ma szybki i dogodny dostęp do danych procesowych, sterowania oraz diagnostyki. W systemach sterujących aktualnie dostępnych na rynku najbardziej powszechnymi protokołami komunikacji są: PROFIBUS, PROFINET, Modbus oraz Ethernet. W standardach przemysłowych najczęściej używane są protokoły PROFIBUS oraz PROFINET, wraz z ich licznymi typami (np. PROFIBUS DP, PROFINET IO).

Aktualnie używanymi protokołami komunikacji kablowej są:

- 1) bazujące na sieci Ethernet:
  - a. PROFINET – stworzony przez firmę SIMENS, należący do protokołów typu fieldbus,
  - b. EtherNET / IP – popularny w Stanach Zjednoczonych protokół bazujący na sieci Ethernet,
- 2) bazujące na sieci CAN:
  - a. DeviceNet – protokół oparty na sieciach CAN,
  - b. CAN,
  - c. CANopen,
- 3) bazujące na sieci PROFIBUS
  - a. PROFIBUS DP – standard sieci przemysłowej czasu rzeczywistego
  - b. PROFIBUS PA – wersja iskrobezpieczna,
- 4) bazujące na sieci Modbus:
  - a. Modbus TCP,
  - b. Modbus RTU,
- 5) inne:
  - a. HART – bazuje na standardzie Bell 202,
  - b. ASI.

Prócz kablowych metod komunikacji można zaobserwować silny rozwój bezprzewodowych protokołów komunikacyjnych. Dostęp do predefiniowanych serwisów diagnostycznych, bądź stacji sterujących, możliwy jest do osiągnięcia z poziomu przeglądarki internetowej. Jest to duże udogodnienie w przypadku silnie rozproszonych systemów. Rozwiązanie to zapewnia nie tylko szybki dostęp do najważniejszych funkcji sterowniczych bądź danych diagnostycznych, lecz również klarowny przekaz informacji bez konieczności wkładu dodatkowej pracy inżynierskiej.

Producenci w swojej ofercie posiadają również komunikację opartą na standardzie OPC UA. Pozwala to na implementację systemu zabezpieczeń i sterowania bez udziału sterowników PLC. Sterowanie może odbywać się z poziomu urządzenia typu HMI (ang. Human Machine Interface), czyli np. panelu operatorskiego. Pozwala to na „odciążenie” sterowników w rozproszonych systemach sterowania.

Na rynku istnieją również rozwiązania komunikacji bezprzewodowej, oparte na pakietowym przesyłaniu danych GPRS (ang. General Packet Radio Service), bądź standardzie WiFi (ang. Wireless Fidelity). Są one dedykowane głównie do aplikacji mobilnych – umożliwiają swobodny dostęp do niektórych funkcji sterujących, bądź zabezpieczających z poziomu urządzenia mobilnego.

## 2.2 MINIMALIZACJA ROZMIARÓW URZĄDZEŃ

Ze względu na ograniczoną w wielu przypadkach przestrzeń instalacyjną producenci dążą do minimalizacji rozmiarów produkowanych przez siebie sprzętów. Kompaktowość, minimalizacja i miniaturyzacja są to hasła szczególnie zwracające uwagę podczas wyboru komponentów systemu zabezpieczeń. Zagadnienie to wiąże się z wieloma problemami, które dotyczą m.in. szybszego przegrzewania się obudów i składowych produktów, jak również problemu rozwoju wydajnościowego względem powierzchni urządzeń. Aktualne technologie pozwalają wykluczyć te negatywne skutki minimalizacji umożliwiając bardziej efektywne wykorzystanie przestrzeni np. szafy sterowniczej bądź rozdzielczej.

## 2.3 INTELIGENTNE SYSTEMY ZABEZPIECZEŃ

Gwałtowny rozwój komunikacji oraz nowych technologii umożliwił powstanie inteligentnych systemów integrujących w sobie zabezpieczenie, sterownie i monitorowanie pracy niskonapięciowych silników elektrycznych. Dąży się do digitalizacji procesów przemysłowych, co usprawnia pracę personelu utrzymania ruchu. Skrócenie czasu wykrycia i niwelacji przyczyn awarii owocuje krótszymi przestojami w pracy obiektów przemysłowych. Inteligentne systemy zabezpieczeń pozwalają na szybką lokalizację oraz (w określonych przypadkach) automatyczne usunięcie przyczyn awarii. Umożliwia to niwelację błędów i usterek powstałych z przyczyn czynnika ludzkiego, bowiem cały proces ochrony i diagnostyki realizowany jest poprzez specjalnie zaprogramowane w tym celu systemy.

W nowoczesnych systemach zabezpieczeń projektanci/programiści mają do dyspozycji szereg modułów dodatkowych oraz programowalnych funkcji logicznych. Pozwala to na zdecentralizowanie systemu automatyki.

## 3. ROZWIĄZANIA PROPONOWANE PRZEZ PRODUCENTÓW

Wiele czynników wpływa na projekt instalacji zabezpieczeniowej – względy ekonomiczne, niezawodność i dobra renoma wykorzystywanych komponentów oraz wymagania, które muszą zostać spełnione (np. normy, certyfikaty).

W odpowiedzi na wysokie zapotrzebowanie oraz ograniczenie wkładu pracy inżynierskiej, firmy stworzyły zintegrowane, modułowe systemy zabezpieczeń, sterowania i monitorowania pracy silników elektrycznych z gotowymi bibliotekami funkcji sterujących.

W tabeli 1 zostało przedstawione porównanie głównych cech rozwiązań inteligentnych systemów zabezpieczeń proponowanych przez renomowanych producentów.

Tabela 1. Porównanie najważniejszych cech systemów proponowanych przez producentów [5], [6], [7]  
Table 1. Comparison of most important features of systems offered by producers [5], [6], [7]

Parametr	Schneider TeSys t LTMR	Siemens SIMOCODE pro V	ABB Umc100.3
Komunikacja	-Modbus SL -Profibus -CANopen -DeviceNet -EtherNET Ip -Modbus TCP	-PROFIBUS -PROFINET (w tym również IO) -Modbus RTU -OPC UA -Web server	-PROFIBUS DP -Devicenet -Modbus -Ethernet -Profinet
Szerokość jednostki podstawowej	90 mm	45 mm	70 mm
Funkcje sterujące	-overload – dla silników wykorzystywanych bez sterownika PLC -Independent – rozruch bezpośredni -Rewerser – praca nawrotna -Two step – rozruch gwiazda trójkąt -Two Speed – ukł. Dahlandera, przełączanie liczby par biegunów -1 definiowana przez użytkownika	<ul style="list-style-type: none"> <li>• rozruch bezpośredni i praca nawrotna</li> <li>• rozruch gwiazda – trójkąt, także ze zmianą kierunku wirowania</li> <li>• dwie prędkości obrotowe, silniki dwuuzwojeniowe (przełączanie liczby par biegunów) – także ze zmianą kierunku wirowania</li> <li>• dwie prędkości obrotowe, silniki w układzie Dahlandera – również ze zmianą kierunku wirowania <ul style="list-style-type: none"> <li>• sterowanie zasuwą</li> <li>• sterowanie elektrozaworem</li> <li>• sterowanie układem</li> </ul> </li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>– Rozruch bezpośredni, nawrotny, gwiazda-trójkąt</li> <li>– Odwracanie biegunów/zmiana układu Dahlandera</li> <li>– Urządzenia wykonawcze</li> <li>– Praca impulsowa</li> <li>– Regulowana strategia ponownego uruchomienia (zrzut mocy)</li> <li>– Tryb softstartu</li> </ul>

		łagodnego rozruchu – także ze zmianą kierunku wirowania	
Funkcje ochrony	• Klasy wyzwalań 5, 10, 15, 20, 25, 30	Klasy wyzwalań: 5, 10, 15, 20, 25, 30, 35, 40	• Klasy wyzwalań 5, 10, 20, 30 i 40
	• Zakres prądów znamionowych silnika od 0,4 do 100 A. Dla wyższych prądów o wartościach do 850 A dostępne są dodatkowe przekładniki prądowe.	• Zapewniona jest ochrona silnika w zakresie od 0,3 do 820 A dzięki modułom przekładników prądowych.	• Zakres prądów znamionowych silnika od 0,24 do 63 A. Dla wyższych prądów o wartościach do 850 A dostępne są dodatkowe przekładniki prądowe.
	Możliwość podłączenia do 3 czujników temperatury typu NTC, PTC	Możliwość podłączenia do 3 czujników temperatury typu NTC, KTY 83/84, Pt100, Pt1000	• Wejścia analogowe dla funkcji ochrony opartych na czujnikach PT100, PT1000
	• Ochrona przeciążeniowa		
	• Możliwość wykrywania zwarć doziemnych (np. przy pracy w sieciach IT)		
	• Funkcje ochrony oparte na kontroli mocy i napięcia		
	Przed asymetrią faz		
Ochrona zwarciowa			

Wszystkie rozwiązania dodatkowo zapewniają funkcje monitorowania i diagnostyki opierające się na mierzonych wartościach prądu i napięcia, bądź ich pochodnych. Daje to możliwości późniejszego wykorzystania w systemach nadrzędnych, bądź decentralizacji sterowania i zabezpieczeń.

Powstanie tego rodzaju systemów znacznie skróciło czas poświęcony na projektowanie systemu oraz pozwoliło na wprowadzenie standaryzacji.

Producenci oferują również szereg dodatkowych modułów funkcyjnych oraz możliwość dołączenia paneli operatorskich, które pozwalają stworzyć w pełni wartościowe systemy sterowania, monitorowania i zabezpieczenia pracy niskonapięciowych silników elektrycznych.

#### 4. PODSUMOWANIE

W artykule zostały przedstawione główne tendencje rozwoju inteligentnych systemów zabezpieczeń niskonapięciowych silników elektrycznych pracujących ze stałą prędkością obrotową. Rozwój komunikacji przemysłowej był podstawą do implementacji inteligentnych systemów zabezpieczeń używanych w dzisiejszej automatyce. Miniaturyzacja używanych komponentów pozwala na wdrożenie systemów zabezpieczeń w praktycznie każdym obiekcie przemysłowym. Dąży się do rozwoju inteligentnych systemów zabezpieczeń opartych na programowalnej logice, dzięki którym eliminowane są możliwości wystąpienia błędów i awarii z winy czynnika ludzkiego. Producenci proponują szereg rozwiązań różniących się między sobą używanymi standardami komunikacyjnymi, wymiarami czy też funkcjonalnością.

#### LITERATURA

- [1] MNICH T., *Zabezpieczenie cieplne silnika indukcyjnego bazujące na metodzie zastępczych schematów cieplnych*, Prace Naukowe Politechniki Śląskiej. Elektryka, Rocznik 2010, numer z. 2, str. 141-151;
- [2] Raport badań rynkowych <http://www.marketsandmarkets.com>
- [3] Przekazniki przeciążeniowe, <http://www.falowniki.edu.pl>
- [4] Styczniki elektryczne, <http://www.polimet.com.pl>
- [5] System SIMOCODE pro, <https://www.automatyka.siemens.pl>
- [6] System TeSys, <http://download.schneider-electric.com>
- [7] System UMC100, <https://library.e.abb.com>

#### MOTOR PROTECTION SYSTEMS DEVELOPMENT TRENDS OF LOW VOLTAGE AC MOTORS WORKING WITH CONSTANT ROTATIONAL SPEED

Conventional motor protection systems are incapable of meeting increasing expectations due to nowadays automation systems. Economical, efficiency and performance aspects urge engineers to search for more advanced and convenient solutions. Trends, which could be observed, focus on minimizing dimensions of devices, communications, thus better diagnostics. In article were discussed development directions of motor protection systems with low voltage AC motors working with constant rotational speed.

ISBN 978-83-7493-965-2