ELEKTROTECHNIKA

W Y D A W N I C T W O

CZASOPISMO TECHNICZNE

TECHNICAL TRANSACTIONS

1-E/2012
ZESZYT 24
ROK 109
ISSUE 24
YEAR 109

P O L I T E C H N I K I K R A K O W S K I E J

ELECTRICAL ENGINEERING

ELEKTROTECHNIKA

W Y D A W N I C T W O
P O L I T E C H N I K I K R A K O W S K I E J

Przewodniczący Kolegium Redakcyjnego Wydawnictwa Politechniki Krakowskiej Jan Kazior *Chairman of the Cracow University of Technology Press Editorial Board*

Przewodniczący Kolegium Redakcyjnego Wydawnictw Naukowych Józef Nizioł *Chairman of the Editorial Board*

Architektura	Dariusz Kozłowski	*Architecture*
Automatyka	Piotr Kulczycki	*Automatic Control*
Budownictwo	Marek Piekarczyk	*Civil Engineering*
Chemia	Krzysztof Pielichowski	*Chemistry*
Elektrotechnika	Tadeusz Sobczyk	*Electrical Engineering*
Informatyka	Stanisław Deniziak	*Computer Science and Information Systems*
Mechanika	Józef Gawlik	*Mechanics*
Nauki Podstawowe	Włodzimierz Wójcik	*Fundamental Sciences*
Środowisko	Stanisław Kandefer	*Environmental Engineering*

Sekretarz Sekcji Dorota Sapek *Section Editor*

©Copyright by Politechnika Krakowska Kraków 2012

CZASOPISMO TECHNICZNE TECHNICAL TRANSACTIONS

Wersją pierwotną Czasopisma Technicznego jest wersja on-line

ISSN 0011-4561
ISSN 1897-6301

Wydawnictwo jest rejestrowane w bazie danych BazTech ***http://baztech.icm.edu.pl***

The CUT Press is registered in the database BazTech ***http://baztech.icm.edu.pl***

Wydawnictwo PK, ul. Skarżyńskiego 1, 31-866 Kraków
tel.: 012 628 37 25; fax: 012 628 37 60
e-mail: wydawnictwo@pk.edu.pl
Adres do korespondencji: ul. Warszawska 24
31-155 Kraków

Projekt okładki: Jerzy Stefan

Druk i oprawę wykonano w Dziale Poligrafii Politechniki Krakowskiej
Ark. wyd. 7,5. Ark. druk. 9,5
Nakład 60 egz.

1-E/2012
ZESZYT 24
ROK 109
ISSUE 24
YEAR 109

ELECTRICAL ENGINEERING

ELEKTROTECHNIKA
CZASOPISMO TECHNICZNE
TECHNICAL TRANSACTIONS
ELECTRICAL ENGINEERING
WYDAWNICTWO POLITECHNIKI KRAKOWSKIEJ
1-E/2012
ZESZYT 24
ROK 109
ISSUE 24
YEAR 109

DARIUSZ BORKOWSKI*

SYSTEM STEROWANIA I MONITORINGU MAŁEJ ELEKTROWNI WODNEJ

CONTROL AND MONITORING SYSTEM FOR SMALL HYDROPOWER PLANT

Streszczenie

W artykule przedstawiono system sterowania i monitoringu dla małej elektrowni wodnej. Omówiono w nim zasady sterowania podstawowych parametrów w tego typu obiektach, ich realizację przez odpowiednie układy regulacji i przykładowe działanie. W drugiej części zaprezentowano sposób implementacji algorytmów sterowania przez zastosowanie określonych rozwiązań sprzętowych. Przedstawiono również metodykę i narzędzia implementacji programowej algorytmu sterowania. Zawarto wyniki rzeczywistego systemu sterowania i monitoringu MEW. W prezentowanym obiekcie jednostkami generacyjnymi są dwa hydrozespoły oparte na generatorze synchronicznym z magnesami trwałymi, pracujące ze zmienną prędkością obrotową o łącznej mocy 150 kW.

Słowa kluczowe: *małe elektrownie wodne*, *algorytm sterowania*, *system sterowania i monitoringu*

Abstract

This paper presents the control and monitoring system of a small hydropower plant (SHP). The control rules of the parameters in that type of objects, their practical realization by a dedicated control system and exemplary operation were described. In the second part the way of algorithm implementation using a modern hardware was presented. The control algorithm implementation from the software point of view was also shown. The paper contains the measurements from the real control and monitoring system of SHP. This SHP contains two permanent magnet (PM) generators of 75 kW electrical power each, which can work at a variable speed.

Keywords: *small hydropower plant*, *control algorithm*, *control and monitoring system*

* Dr inż. Dariusz Borkowski, Instytut Elektromechanicznych Przemian Energii, Wydział Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej, Politechnika Krakowska.

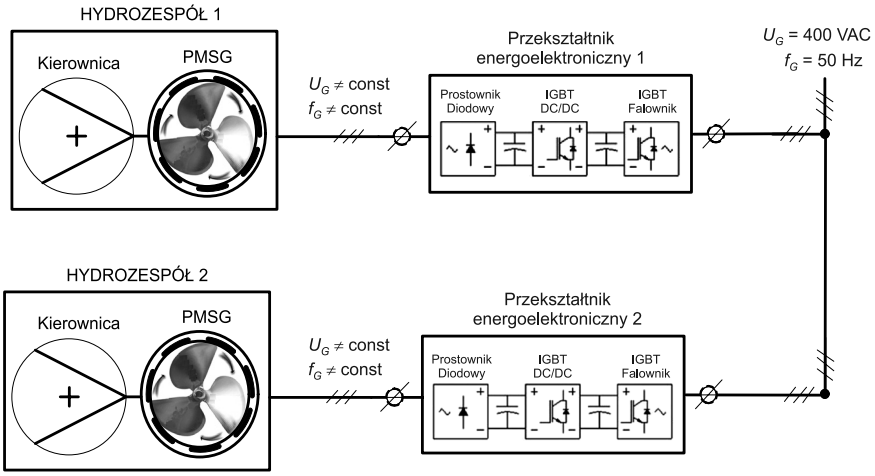
1. Wstęp

Małe elektrownie wodne (MEW) to obiekty, od których oczekuje się dużej sprawności i niezawodności. Ze względu na częste zmiany warunków hydrologicznych cieków wodnych, w których są umiejscowione, uzyskanie wysokiej sprawności wymaga ciągłych korekt parametrów systemu sterowania [1–3]. Dodatkowo, minimalizacja kosztów eksploatacji elektrowni wymusza ograniczenie obecności obsługi do minimum.

Wszystkie te czynniki pokazują konieczność stworzenia systemu sterowania pracą elektrowni, który oprócz zapewnienia podstawowych funkcji sterowania i zabezpieczenia, będzie zdolny adaptować algorytm sterowania do aktualnych warunków hydrologicznych. Powinien mieć również zdolność automatycznego uruchomienia elektrowni w wyniku przywrócenia prawidłowych parametrów wszystkich podsystemów po zaistniałej awarii. Dotyczy to m.in. zaniku lub zapadu napięcia sieci, które ze względu na dużą częstotliwość występowania są uciążliwym zjawiskiem. Funkcja ta może znacząco zmniejszyć liczbę interwencji obsługi elektrowni.

Ograniczenie obecności w obiekcie wymaga dostarczenia informacji o stanie i podstawowych parametrach pracy elektrowni do obsługi elektrowni. Dotyczy to przede wszystkim stanów awaryjnych skutkujących zatrzymaniem hydrozespołów lub innych wymagających interwencji. Ze względów ekonomicznych oraz diagnostycznych pożądane jest również archiwizowanie określonych parametrów podsystemów (prędkość turbiny, spad wody, produkowana energia, temperatura itd.). Konieczne jest więc zastosowanie odpowiedniego systemu monitoringu [4–6].

W artykule przedstawiono system sterowania i monitoringu, zapewniający bezobsługową pracę MEW. Realizację powyższych funkcji pokazano na przykładzie konkretnego systemu



Rys. 1. Tor przetwarzania energii MEW bazujący na dwóch zintegrowanych hydrozespołach (PMSG) oraz przekształtnikach energoelektronicznych

Fig. 1. Block diagram of energy conversion in SHP containing two integrated hydro-units (PMSG) and power electronic converters

który został zaprojektowany i zaimplementowany w małej elektrowni wodnej o mocy 150 kW (rys. 1). Dodatkowa złożoność systemu sterowania spowodowana jest faktem, iż obiekt ten posiada dwa współpracujące hydrozespoły o innowacyjnej konstrukcji [7–9]. Każda jednostka zbudowana jest ze zintegrowanej turbiny śmigłowej z generatorem synchronicznym wzbudzanym magnesami trwałymi (PMSG). Elementem regulującym wartość przepływu wody w danej turbinie jest kierownica, której kąt otwarcia stanowi główny parametr regulacyjny układu sterowania. Zmienna prędkość generatora wymaga zastosowania układu energoelektronicznego dopasowującego parametry energii elektrycznej do wymagań systemu elektroenergetycznego [10, 11]. Dzięki zastosowaniu dwóch jednostek wytwórczych oraz zmiennej prędkości obrotowej elektrownia może pracować w szerokim zakresie zmiany wartości przepływu od 1 do 6 m^3/s. Znamionowy spad tego obiektu to 3 m, natomiast średni przepływ określony jest na poziomie 5 m^3/s.

Wyniki prezentowane w postaci przebiegów czasowych oraz charakterystyk statycznych zostały pozyskane z powyżej opisanego obiektu.

2. Regulacja poziomu wody górnej

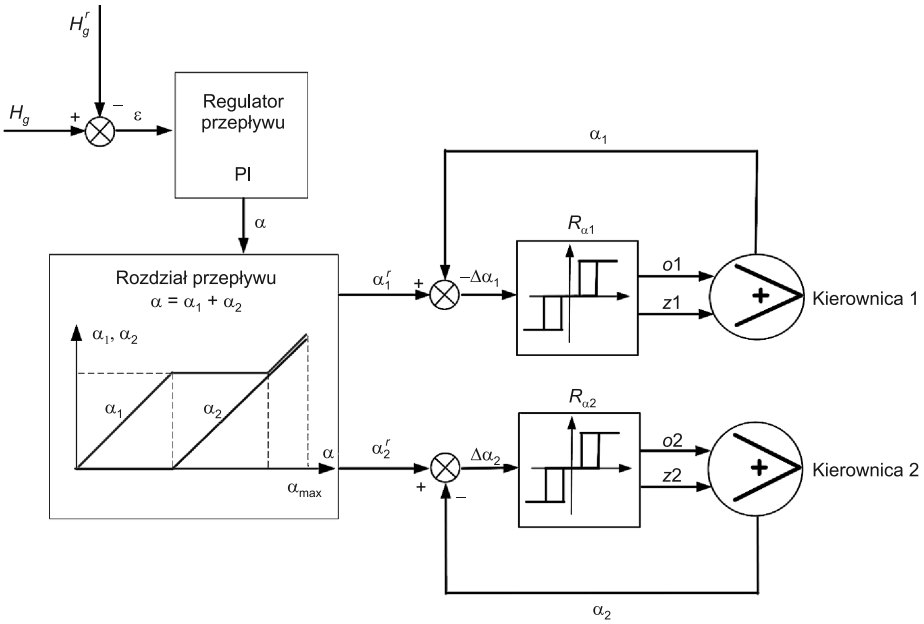
Podstawowym zadaniem systemu sterowania w elektrowniach przepływowych jest zapewnienie stałych warunków hydrologicznych, co sprowadza się przede wszystkim do utrzymywania stałego poziomu wody górnej H_g. Do tego celu stosuje się zwykle układ regulacji (z ujemnym sprzężeniem zwrotnym) stałowartościowy ze względu na poziom wody górnej (rys. 2). Na podstawie aktualnego uchybu ε regulator (zwykle PI) wypracowuje sterowanie w postaci kąta otwarcia aparatu kierowniczego turbiny α (kąt kierownicy). W przypadku występowania większej liczby turbin konieczne jest zastosowanie dodatkowego bloku regulacyjnego definiującego zasady podziału dostępnego przepływu (w postaci sumarycznego kąta otwarcia kierownicy). Zasady współpracy hydrozespołów powinny zapewnić maksymalną sprawność elektrowni, definiowaną przez uzyskanie maksymalnej łącznej mocy dla określonej wartości przepływu wody.

Typ regulatorów kierownic $R_{\alpha 1}$ i $R_{\alpha 2}$ zależy od rodzaju zastosowanego układu napędowego aparatu kierowniczego. Często stosowanym rozwiązaniem jest układ hydrauliczny składający się z zasilacza hydraulicznego, instalacji przewodów, zaworów oraz rozdzielaczy. Elementem sterującym zmianą położenia kierownicy, przez zmianę kierunku przepływu cieczy hydraulicznej, jest rozdzielacz suwakowy sterowany elektrycznie. Realizuje on dwa stany pracy: start i stop. Prędkość zmiany położenia kierownicy uzależniona jest od prędkości przepływu cieczy hydraulicznej regulowanej zaworem zwrotno-dławiącym. Regulator kierownicy powinien realizować trzy stany pracy: stop, zamykanie i otwieranie (rys. 3). Zastosowanie histerezy eliminuje zbyt częste zmiany położenia kierownicy. Wartość histerezy H wynika również z dokładności pomiaru aktualnego kąta kierownicy. Wykorzystanie enkoderów obrotowych lub liniowych pozwala na uzyskanie dużej dokładności i zmniejszenie wartości histerezy.

Ponadto, regulator powinien uwzględniać bezwładność systemu hydraulicznego, mierzonego od wyłączenia zaworu otwierającego lub zamykającego do ustalenia się kąta kierownicy. Wartość ta definiuje wielkość strefy martwej regulatora b. W rzeczywistości mogą poja-

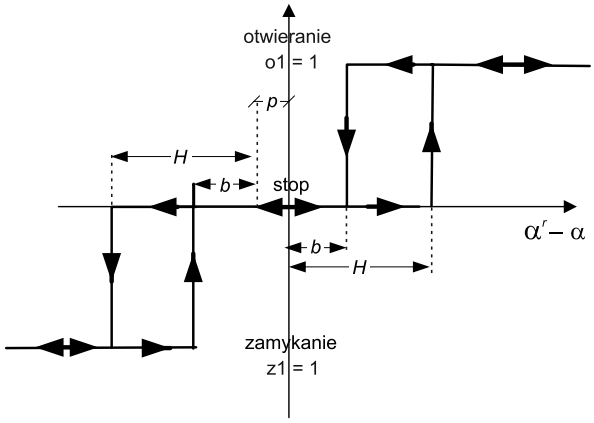
wić się różnice dokładności ustawienia kąta podczas otwierania i zamykania spowodowane oddziaływaniem wody na kierownicę. Zjawisko to można wyeliminować przez jednostronną zmianę szerokości strefy martwej o wartość *p*.

Odpowiednie dobranie parametrów, poparte testami na rzeczywistym systemie, pozwalają osiągnąć dużą dokładność ustawiania kąta kierownicy niezależnie od kierunku (zamykanie



Rys. 2. Struktura regulatora poziomu wody górnej MEW o dwóch hydrozespołach

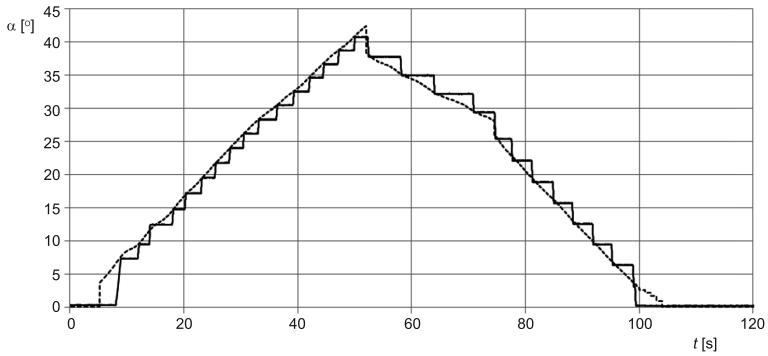
Fig. 2. Block scheme of upper water level regulator for SHP with two hydro-units



Rys. 3. Regulator kąta kierownicy układu hydraulicznego

Fig. 3. Functional diagram of guide vane angle regulator for hydraulic system

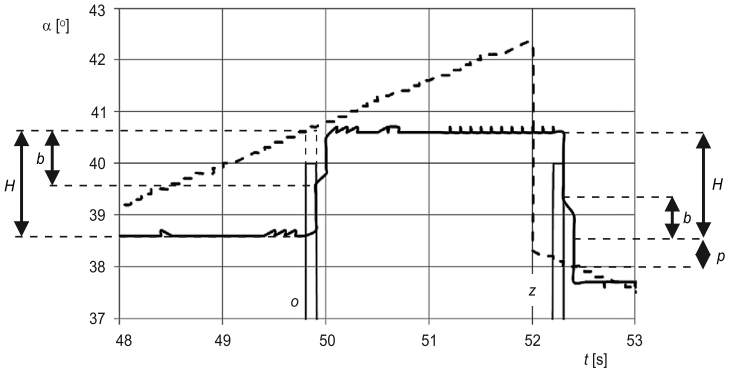
lub otwieranie). Na rys. 4 przedstawiono przebiegi obrazujące działanie regulatora kierownicy. Linia przerywana prezentuje wartość zadaną kąta kierownicy α^r określoną przez regulator poziomu wody górnej, natomiast linia ciągła – rzeczywisty kąt kierownicy α wypracowany przez regulator kierownicy.



Rys. 4. Przebieg czasowy regulacji kąta kierownicy: kąt zadany kierownicy α^r (linia kreskowa), kąt aktualny kierownicy α (linia gruba ciągła)

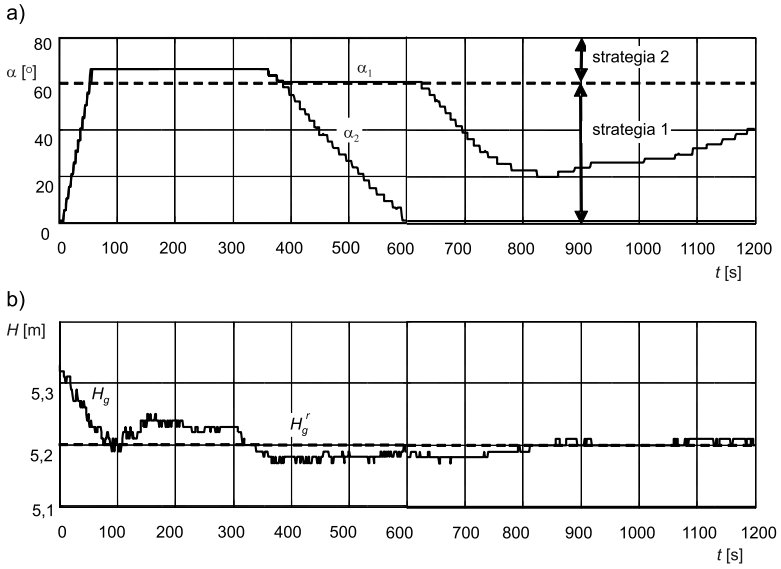
Fig. 4. Time diagram of guide vane angle regulation: α^r – set angle (dotted line), α – actual value (solid line)

W celu zobrazowania właściwości regulatora kierownicy przedstawiono powiększony wycinek zarejestrowanego przebiegu, na którym naniesiono parametry regulatora (rys. 5). W rzeczywistym układzie hydrauliki histereza została dobrana na poziomie 2°, natomiast strefa martwa ma wartość pół stopnia (gdzie 0° oznacza zamkniętą kierownicę a 90° w pełni otwartą). Tak dobrane parametry pozwoliły uzyskać dokładność nastawianego kąta poniżej 0,5° w momentach zmiany położenia.



Rys. 5. Przebieg czasowy regulacji kąta kierownicy: kąt zadany kierownicy α^r (linia kreskowa), kąt aktualny kierownicy α (linia gruba ciągła) i stan zaworów sterujących (linia cienka ciągła)

Fig. 5. Time diagram of guide vane angle regulation: α^r – set angle (dotted line), α – actual value (solid line) control valve state (thin solid line)



Rys. 6. Regulacja poziomu wody górnej w MEW z dwoma turbinami: a) rzeczywiste kąty kierownic ustawiane przez regulatory kierownic, b) aktualny poziom wody górnej H_g względem wartości zadanej H_g^r

Fig. 6. Time diagram of upper water control in SHP with two hydro-units: a) real vane angles defined by vane controller, b) actual upper water level H_g in relation with set value H_g^r

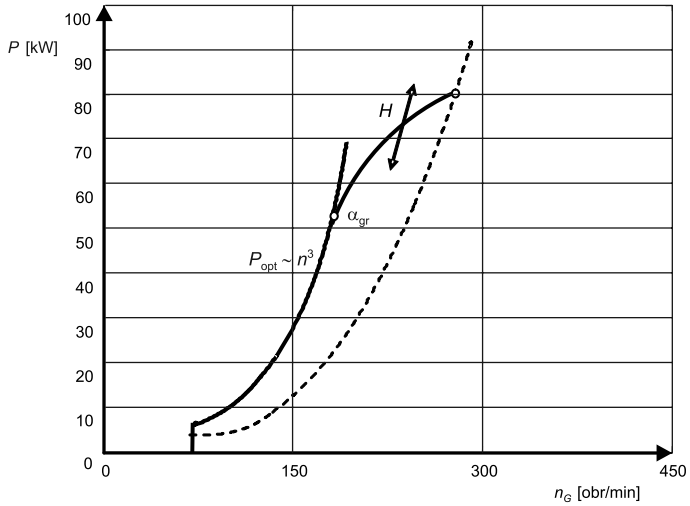
Odpowiedni dobór parametrów regulatora PI pozwala uzyskać dużą dokładność nastawianego poziomu wody górnej w krótkim czasie. Na rys. 6b przedstawiono przebieg regulacji poziomu wody górnej H_g, w momencie gdy wartość startowa poziomu wody wynosi 5,33 m, natomiast docelowa H_g^r – 5,20 m. Regulator poziomu wody górnej realizuje to zadanie przez odpowiedni podział przepływu na dwie turbiny (rys. 6a). Podział ten nie jest równomierny, gdyż – jak wynika z analizy współpracy dwóch turbin [8] – przy wykładniczych charakterystykach mocy w funkcji przepływu każdej z turbin, należy najpierw obciążać jedną z nich, a następnie drugą (strategia 1). Wyjątek stanowi zakres otwarcia kierownic powyżej kąta granicznego (60°), gdzie charakterystyka ta ma malejącą pochodną i najlepsze rezultaty uzyskuje się, dzieląc przepływ po połowie na każdą z turbin (strategia 2).

Regulator poziomu wody górnej decyduje więc o wartościach kątów kierownic (α_1 i α_2) dla określonych warunków hydrologicznych. Natomiast wartość momentu obciążenia turbin zależy od wartości prądu generatora wymuszonego przez układ energoelektroniczny. Prąd ten określony jest przez regulator obciążenia.

3. Regulacja obciążenia

Głównym zadaniem regulatora obciążenia jest taki dobór wartości obciążenia generatora, w zależności od aktualnych parametrów systemu (kąt otwarcia kierownicy, spad), aby uzy-

skać maksymalną sprawność turbiny. Analiza krzywej optymalnej pracy turbiny śmigłowej wykazała [8], iż składa się ona z dwóch części, z których tylko druga zależy od zmiany wartości spadu, natomiast pierwsza jest od niego niezależna i jest trzecią potęgą prędkości (rys. 7).

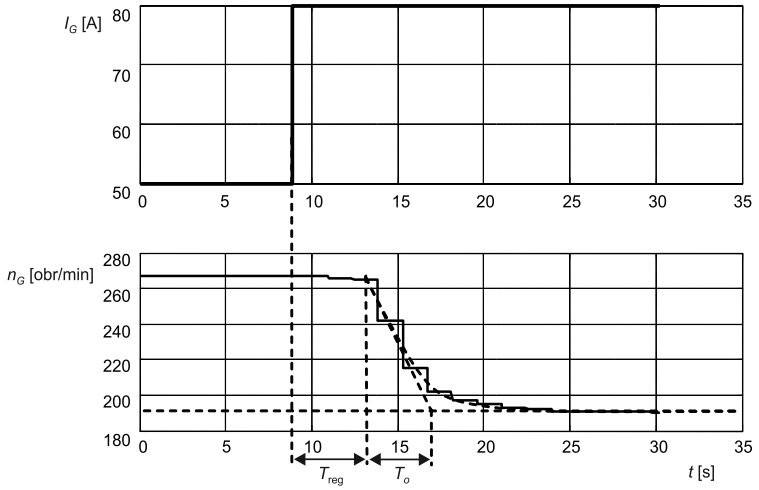


Rys. 7. Teoretyczna krzywa optymalnej pracy turbiny zapewniającej maksymalną sprawność
Fig. 7. Theoretical optimal power characteristic of hydro-unit ensures the best efficiency

Najprostszym rozwiązaniem realizacji tej krzywej jest zastosowanie regulatora definiującego wartość prądu w zależności od prędkości obrotowej generatora. Jak wynika z przeprowadzonych prób sterowanie takie charakteryzuje się dużą niestabilnością. Spowodowane jest to dwoma czynnikami: duże stałe czasowe regulatorów układu energoelektronicznego oraz długi czas nastawiania jego parametrów spowodowany wolną transmisją po interfejsie RS 485 (rys. 8). W rezultacie stała czasowa układu regulacji T_{reg} jest porównywalna ze stałą czasową regulowanego obiektu T_o. Na rys. 8 przedstawiono wartości prędkości generatora przy skokowej zmianie prądu zadanego generatora. Można zauważyć zwłokę nastawienia nowej wartości przez układ energoelektroniczny oraz dynamikę (stałą czasową) sterowanego obiektu (turbina).

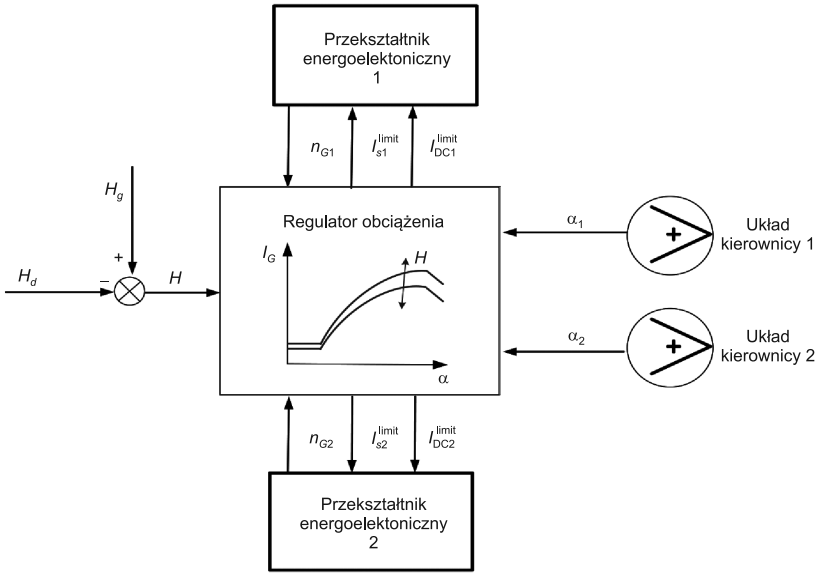
Rozwiązaniem eliminującym problem niestabilności sterowania jest uzależnienie wartości zadanego prądu od wartości kąta otwarcia kierownicy α oraz od spadu wody *H*. Strukturę regulatora obciążenia bazującego na tym podejściu pokazano na rys. 9. Prąd generatora zadawany jest przez regulację dwóch wartości układu przekształtnika: wartość ograniczenia prądu w obwodzie pośredniczącym $I_{\text{DC}}^{\text{limit}}$, który odpowiada wartości prądu generatora oraz wartość ograniczenia prądu sieciowego I_s^{limit}, który limituje maksymalną oddawaną moc. Parametry te definiują kształt charakterystyki mocy układu przekształtnikowego i generatora, która wyznacza punkt pracy układu w miejscu przecięcia z charakterystyką turbiny śmigłowej (rys. 10). W prezentowanym przykładzie założono równość wartości zadawanych

limitów ($I_{\mathrm{DC}}^{\mathrm{limit}} = I_s^{\mathrm{limit}}$), co powoduje osiągnięcie ograniczenia wartości mocy dla stałej prędkości turbiny (n_{G} = 300 obr/min).



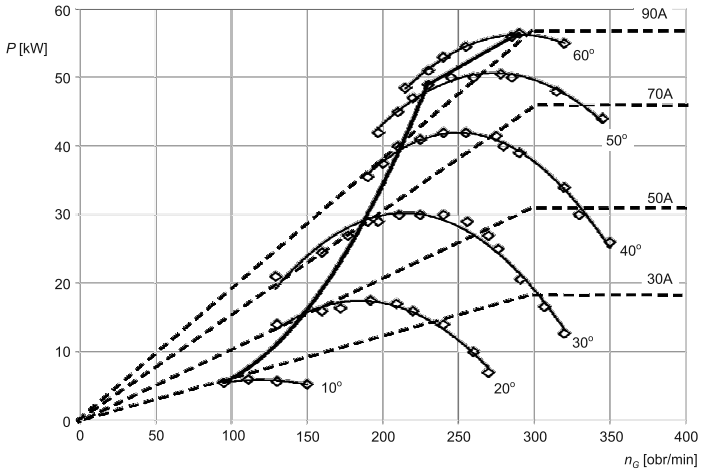
Rys. 8. Wpływ skokowej zmiany wartości prądu generatora (górny wykres) na prędkość generatora (dolny wykres)

Fig. 8. Influence of step change in generator current (top figure) on generator speed (bottom figure)



Rys. 9. Struktura regulatora obciążenia dla MEW o dwóch hydrozespołach

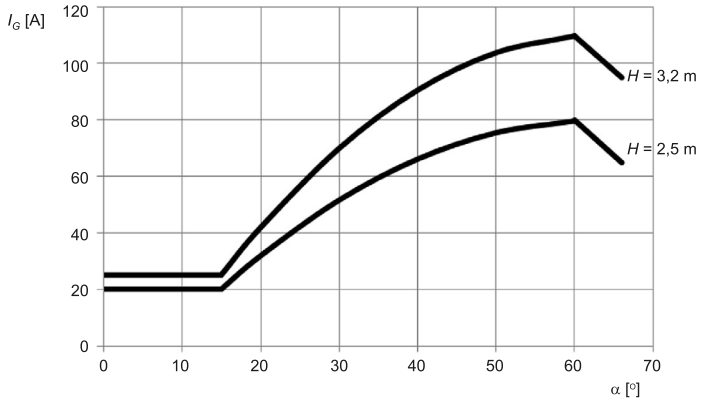
Fig. 9. Block scheme of load regulator for SHP with two hydro-units



Rys. 10. Krzywa optymalnej pracy hydrozespołu (linia zielona) określona poprzez charakterystyki mocy generatora (linia przerywana) oraz turbiny (linia ciągła) dla spadu 3,2 m

Fig. 10. Optimal operations curve (green) defined by power characteristic of generator (dotted line) and turbine (solid line) for head 3.2 m

Wyznaczenie charakterystyk regulacyjnych prądu generatora wymaga przeprowadzenia dokładnych pomiarów charakterystyk statycznych na obiekcie dla kilku charakterystycznych wartości spadu. Przykładowe charakterystyki dla spadu 3,2 m zamieszczono na rys. 10. Wykres przedstawia rodzinę charakterystyk mocy generatora P od prędkości turbiny n_G w funkcji wartości kątów otwarcia kierownicy α. Dodatkowo naniesione zostały linie wartości prądów obciążenia generatora. Na taką płaszczyznę nanosi się krzywą optymalnej pracy turbiny (linia pogrubiona).



Rys. 11. Aproksymacja rzeczywistych charakterystyk prądu zadanego generatora I_G od kąta otwarcia kierownicy α dla różnych wartości spadu H

Fig. 11. Approximation of current generator curves I_G in relation with guide vane angle for different value of head H

Na tej podstawie należy wyznaczyć zależności wartości prądu zadanego I_G od kąta kierownicy α dla uzyskania optymalnej charakterystyki pracy turbiny przy różnych wartościach spadu H. Takie charakterystyki aproksymuje się odcinkowo funkcjami liniowymi oraz kwadratowymi (rys. 11), a ich równania implementuje w regulatorze.

Wadą tego rozwiązania jest konieczność przeprowadzenia wielu pomiarów w celu wyznaczenia rodziny charakterystyk statycznych mocy hydrozespołu dla różnych wartości spadu. Ponadto jakakolwiek zmiana właściwości hydrozespołu może spowodować nieprawidłową pracę i konieczność ponownego wyznaczania charakterystyk regulacyjnych. Z tego punktu widzenia regulator prędkości turbiny ma przewagę. Regulator prędkości odporny jest na zmiany charakterystyki turbiny, gdyż powodują one niewielkie zmiany prędkości. Zapewnienie stabilności jego pracy wymaga jednak zmniejszenia stałych czasowych regulatorów układu przekształtnika oraz zastosowanie szybkiego medium transmisji wymiany danych z układem sterowania.

4. Dodatkowe funkcje sterujące

Powyższe regulatory poziomu wody górnej oraz obciążenia generatorów zapewniają uzyskanie maksymalnej możliwej całościowej sprawności przetwarzania energii wodnej w elektryczną. Ponadto, uzależnienie parametrów regulatorów od spadu wody pozwala na automatyczną adaptację sterowania do aktualnych warunków hydrologicznych. Algorytm sterowania elektrownią w rzeczywistym obiekcie zawiera również dodatkowe funkcje niezbędne dla prawidłowej pracy hydrozespołów.

Jak pokazano w rozdziale 2 strategia sterowania dwoma hydrozespołami polega na obciążaniu głównie jednej z turbin, a druga pełni rolę dodatkowej (strategia 1) [8]. Takie sterowanie powoduje większe zużycie jednej z turbin, co z punktu widzenia eksploatacji hydrozespołów jest niekorzystne. Konieczne jest więc zaimplementowanie algorytmu umożliwiającego zamianę funkcji turbin (z głównej na dodatkową).

Wykorzystanie hydraulicznego napędu kierownic wymaga ciągłej regulacji ciśnienia i kontroli poziomu oleju w układzie zasilacza hydraulicznego. Utrzymywanie odpowiedniej wartości ciśnienia uzyskiwane jest przez zastosowanie regulatora histerezowego. W zależności od typu zastosowanego łożyska turbiny może być wymagane smarowanie wymuszone. Tworzy to konieczność zastosowania dodatkowego układu hydraulicznego, a więc i funkcji kontrolujących jego prawidłowe działanie. Dotyczy to takich jego parametrów, jak: przepływ cieczy chłodzącej, jego poziom oraz temperatura.

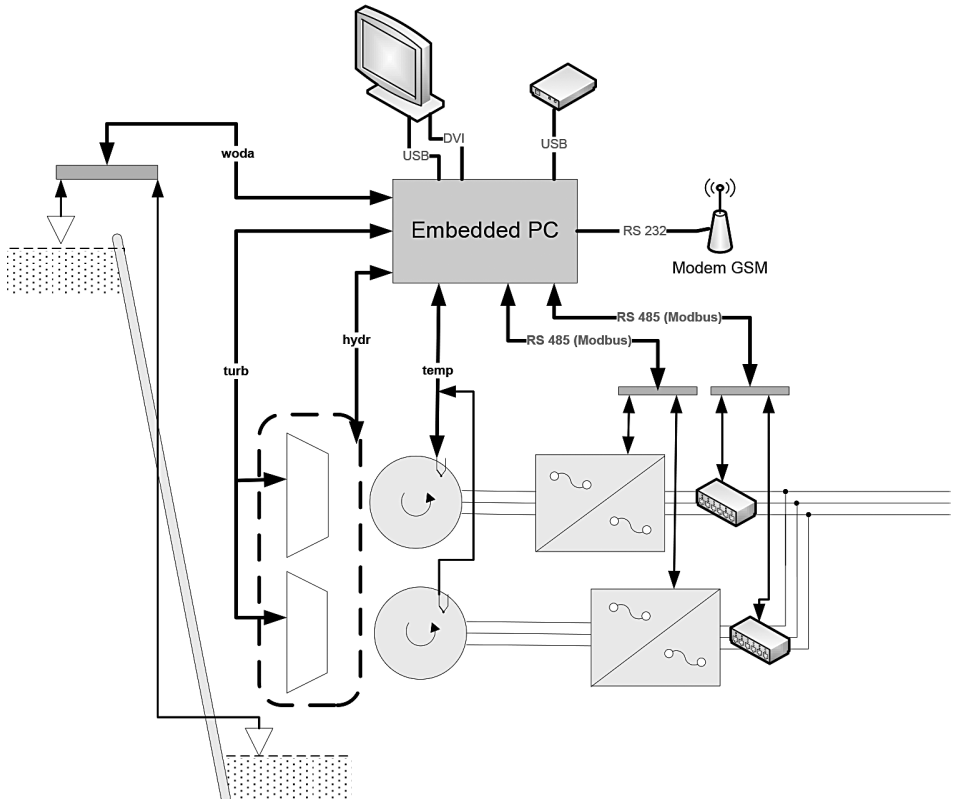
Warunek bezobsługowości elektrowni wymaga zastosowania funkcji bezpiecznego odstawienia hydrozespołów i informowania obsługi o zaistniałym stanie. Dodatkowo pożądana jest implementacja algorytmu realizującego automatyczny restart hydrozespołu po zaistniałej awarii. Uwarunkowane musi to być typem awarii oraz liczbą awarii w określonym czasie.

5. Rozwiązania sprzętowe

Obecnie w małych elektrowniach wodnych stosuje się systemy scentralizowane oparte na sterowniku PLC, który realizuje podstawowe funkcje sterujące oraz zabezpieczające. Dodatkową funkcjonalność uzyskuje się przez zastosowanie komputerów przemysłowych, w któ-

rych implementuje się systemy monitoringu. Ciekawym rozwiązaniem jest realizacja obu tych funkcji w jednym urządzeniu. Możliwość taką dają komputery wbudowane „embedded PC", które łączą w sobie szeroką funkcjonalność środowiska Windows oraz niezawodność sterowników PLC. Kompaktowa budowa oraz relatywnie niska cena sprawiają, że rozwiązanie to jest szczególnie atrakcyjne w małych obiektach (o niewielkiej liczbie zmiennych i długich stałych czasowych).

Poniżej przedstawiono schemat blokowy systemu sterownia i monitoringu oparty na komputerze wbudowanym (rys. 12).

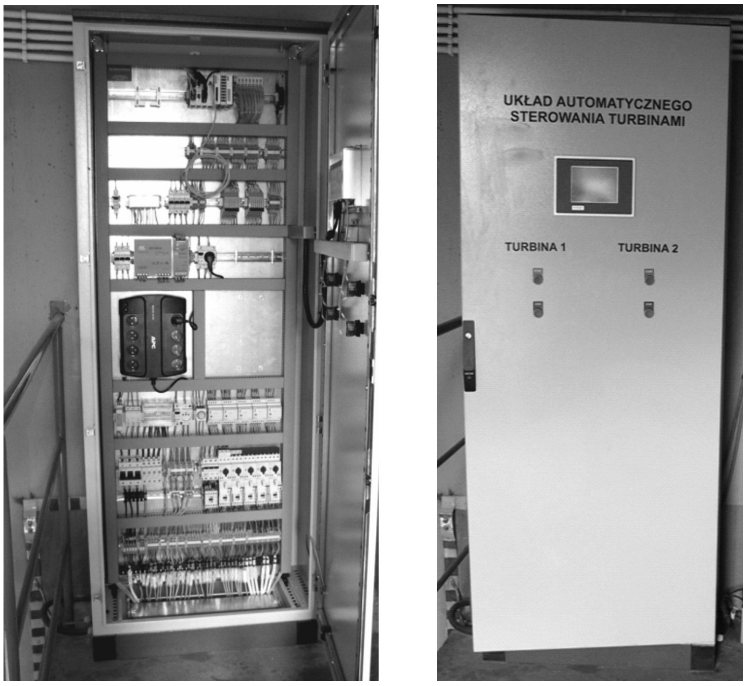


Rys. 12. Schemat blokowy systemu monitoringu i sterowania MEW o dwóch hydrozespołach

Fig. 12. Block scheme of monitoring and control system for SHP with two hydro-units

Sygnały pomiarowo-sterujące są połączone ze wszystkimi układami wykonawczo-monitorującymi (czujniki poziomu wody, układy hydrauliki, turbiny wodne, generatory, układy energoelektroniczne, analizatory sieci). W celu zapewnienia niezawodności przesyłu danych z układami energoelektronicznymi i analizatorami sieci zastosowano transmisję cyfrową (RS485) przez protokół przemysłowy Modbus. Połączenie z czujnikami analogowymi (sondy poziomu wody, czujniki temperatury) zrealizowano w standardzie 4..20 mA ze względu na eliminację zakłóceń oraz kontrolę ciągłości obwodu pomiarowego. System posiada panel

dotykowy służący do wyświetlania monitorowanych parametrów oraz umożliwiający wprowadzanie danych przez użytkownika. Ponadto, znajduje się tu modem GSM umożliwiający wysyłanie wiadomości tekstowych (sms) do operatora systemu. W celu rejestracji parametrów pracy układu zastosowano urządzenie magazynujące dane (pamięć USB).



Rys. 13. Zdjęcia szafy układu automatycznego sterowania turbinami
Fig. 13. The photo of automatic control system cabinet

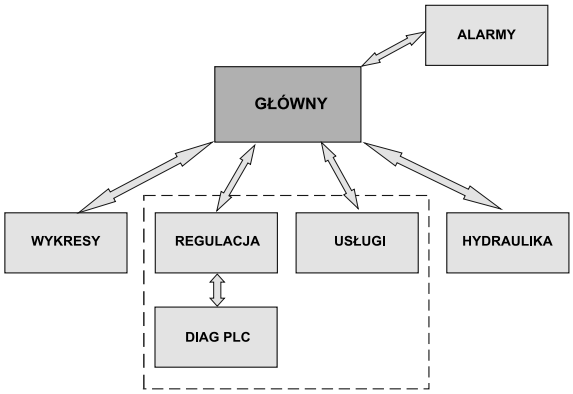
Na rys. 13 przedstawiono zdjęcia szafy układu automatycznego sterowania turbinami wyposażonej w powyżej opisane urządzenia.

6. Oprogramowanie systemu

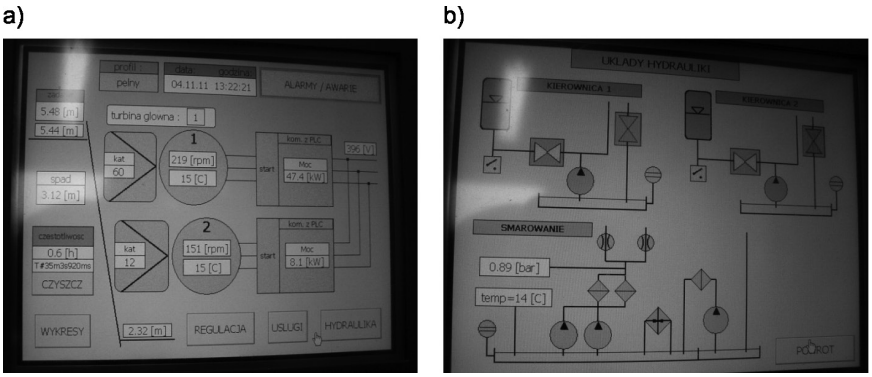
Algorytm sterowania zaimplementowany został w środowisku TwinCAT firmy Beckhoff. Program główny zrealizowano za pomocą języka CFC (Continuous Function Chart), natomiast wszystkie jego bloki funkcyjne zostały stworzone z użyciem języka instrukcji ST (Structured Text). Użytkownik systemu obsługuje system z poziomu pulpitu dotykowego, mając do dyspozycji 7 ekranów (rys. 14).

Ekran główny (rys. 15a) zawiera podstawowe parametry pracy systemu oraz daje możliwość wykonania najważniejszych operacji sterujących (załączenie i wyłączenie głównych obiektów układu). Z poziomu ekranu głównego użytkownik ma dostęp do kolejnych ekranów:

– **wykresy** – znajdują się tam trendy parametrów układu (moce i prędkości generatorów),
– **hydraulika** – daje możliwość monitorowania pracy układów hydraulicznych (stany pomp, wartości ciśnień, stan czujników przepływu itd.) (rys. 15b),
– **alarmy** – zawiera tablicę alarmów i awarii, które użytkownik może przeglądać.



Rys. 14. Powiązania logiczne ekranów systemu monitoringu i sterowania
Fig. 14. Logical diagram of monitoring and control program screens

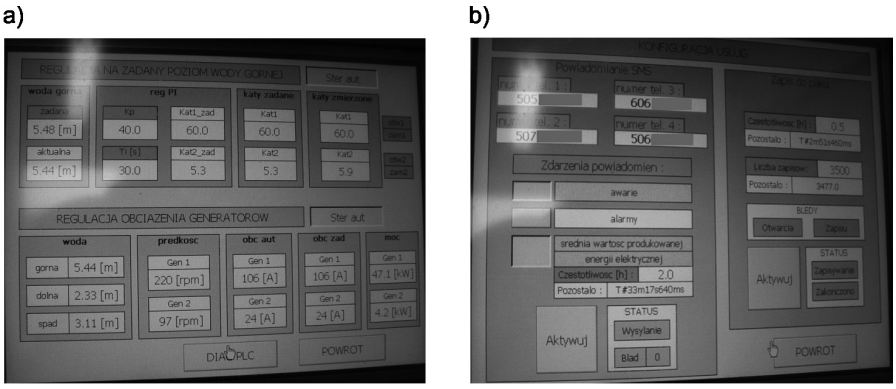


Rys. 15. Zdjęcia ekranów programu sterująco-monitorującego MEW: a) główny, b) hydraulika
Fig. 15. The photo of monitoring and control program screens: a) main, b) hydraulic system

Ze względu na zapewnienie bezpiecznej i prawidłowej pracy systemu stworzone zostały dwa profile użytkowników (*ograniczony* i *pełny*). *Profil ograniczony* ma możliwość dokonania podstawowych operacji uruchamiania i zatrzymywania hydrozespołów, natomiast *profil pełny* (zabezpieczony hasłem) ma dodatkowo możliwość regulacji układem w sposób ręczny i modyfikacji parametrów pracy układu.

Z poziomu *profilu pełnego* jest więc dostęp do dodatkowych ekranów:
– **regulacja** – daje możliwość konfiguracji parametrów regulatorów (poziomu wody oraz obciążenia generatorów) oraz umożliwia sterowanie w trybie ręcznym (pełnym lub częściowym) niezależnie pracą dwóch hydrozespołów (rys. 16a);

– **diag PLC** – informuje o podstawowych parametrach sterownika, ważnych z punktu widzenia jego niezawodności (temperatury podzespołów sterownika, czas wykonania cyklu programu oraz licznik przekroczeń zadanego czasu cyklu);
– **usługi** – umożliwia konfigurację parametrów dodatkowych usług systemu (rys. 16b):
  – powiadamianie sms – wybór zdarzeń powiadomień;
  – zapis do pliku – określenie częstotliwości oraz liczby zapisywanych danych.



Rys. 16. Zdjęcia ekranów programu monitorująco-sterującego MEW: a) regulacja, b) usługi
Fig. 16. The photo of monitoring and control program screens: a) regulators, b) services

7. Podsumowanie

W artykule omówiono kluczowe z punktu widzenia sterowania zasady regulacji parametrów pracy hydrozespołów. Przedstawiono dwa podstawowe układy regulacji (poziomu wody górnej oraz obciążenia generatorów), opisano dobór ich parametrów oraz przedstawiono ich działanie na rzeczywistych przebiegach czasowych wartości sterowanych. Ponadto omówiono dodatkowe funkcje algorytmu sterowania niezbędne dla prawidłowej pracy hydrozespołów.

W drugiej części opisano sposób implementacji tych algorytmów w rzeczywistym systemie. Przedstawiono strukturę systemu sterowania i monitoringu oraz omówiono najważniejsze aspekty zastosowanych rozwiązań sprzętowych. Podano narzędzia implementacji programowej oraz przedstawiono strukturę i zdjęcia interfejsu użytkownika systemu.

Prezentowany system, pomimo iż jest dedykowany dla konkretnego rozwiązania toru przetwarzania energii, opartego na zintegrowanym generatorze i przekształtniku energoelektronicznym, może być łatwo adaptowany do innych rozwiązań. Zastosowanie komputera wbudowanego oraz modemu GSM stwarzają możliwości implementacji dodatkowej funkcjonalności – udostępnienie monitorowania elektrowni przez Internet lub tworzenie raportów o produkcji i generacja statystyk awarii.

Ten kompleksowy system zwiększa niezawodność systemów elektrowni przez ciągłe i dokładne monitorowanie jego parametrów oraz poprawia sprawność przez adaptacje parametrów sterowania do aktualnych warunków hydrologicznych. Zmniejszenie kosztów eksploatacyjnych wynika również z ograniczenia czynności obsługi technicznej do minimum.

Prezentowany system sterowania i monitoringu małej elektrowni wodnej spełnia wszystkie funkcje nowoczesnego sytemu zapewniającego bezobsługową pracę elektrowni.

Literatura

[1] Krzyżanowski W., *Turbiny wodne – konstrukcja i zasady regulacji*, WNT, Warszawa 1971.

[2] Merino J.M., Lopez A., *ABB Varspeed generator boosts efficiency and operating flexibility of hydropower plant*, ABB Review 3/96, 33-38.

[3] Fraile-Ardanuy J., Wilhelmi J.R., Fraile-Mora J.J., Perez J.I., *Variable--Speed Hydro Generation: Operational Aspects and Control*, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 21, no. 2, June 2006.

[4] Li Yan-pin, Chang Ji-yuan, *Small Hydropower Station Monitoring System Structure Analysis*, IEEE International Conference on Electrical and Control Engineering, 2010, 1965--1967.

[5] Li Yan-pin, Chang Ji-yuan, *Small Hydropower Station Monitoring System Communication*, IEEE International Conference on Electrical and Control Engineering, 2010, 1962-1964, 105-110.

[6] Lehtla M., Koivastik I., Moller T. et. al., *Design of Renewable Micro Generation Monitoring and Control Application*, IEEE Electric Power Quality and Supply Reliability Conference (PQ), 2010.

[7] Binder A., Schneider T., *Permanent magnet synchronous generators for regenerative energy conversion – a survey*, Proc. of 11th European Conf. on Power Electronics and Applications, Dresden 2005.

[8] Borkowski D., Węgiel T., *Optymalizacja przetwarzania energii dla małych elektrowni wodnych z generatorami pracującymi ze zmienną prędkością obrotową*, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne Nr 92/2011, 121-126.

[9] Norway Patent No 323150: *Integrert vannturbin og generator uten nav*, owner: TURBINOVA AS.

[10] Kaźmierkowski M., Krishnan R., Blaabjerg F., Irwin J., *Control In Power Electronics*, Academic Press, 2003.

[11] Koczara W., Chlodnicki Z., Ernest E., *Theory of the adjustable speed generation systems*, COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, 27(5), 2008, 1162-1177.

ELEKTROTECHNIKA
CZASOPISMO TECHNICZNE
TECHNICAL TRANSACTIONS
ELECTRICAL ENGINEERING
WYDAWNICTWO POLITECHNIKI KRAKOWSKIEJ
1-E/2012
ZESZYT 24
ROK 109
ISSUE 24
YEAR 109

DARIUSZ BORKOWSKI, TOMASZ WĘGIEL*

ZARZĄDZANIE PRZETWARZANIEM ENERGII W MAŁEJ ELEKTROWNI WODNEJ O ZMIENNEJ PRĘDKOŚCI OBROTOWEJ

MANAGEMENT OF ENERGY CONVERSION IN SMALL HYDROPOWER PLANT WITH VARIABLE SPEED GENERATORS

Streszczenie

W artykule przedstawiono zasady zarządzania przetwarzaniem energii elektrycznej w małej elektrowni wodnej. Jednostkami generacyjnymi są dwa turbozespoły oparte na generatorze synchronicznym z magnesami trwałymi, pracujące ze zmienną prędkością obrotową. Opisano sposób wyboru optymalnej charakterystyki pracy oraz zasady współpracy turbozespołów zapewniających maksymalne wykorzystanie dostępnego potencjału wody. Opisana metodologia została zaimplementowana i przetestowana na rzeczywistym obiekcie o łącznej mocy 150 kW. W artykule zamieszczono wyniki rzeczywistych pomiarów.

Słowa kluczowe: *małe elektrownie wodne*, *turbina śmigłowa*, *algorytm sterowania*

Abstract

This paper presents the rules of management of an energy conversion system in a small hydropower plant (SHP). The SHP contains two permanent magnet (PM) generators which can work at a variable speed. In the article the way of obtaining the optimal work characteristic curve is described. To achieve the best efficiency the special methodology of units cooperation is also presented. The theoretic analysis is algorithmizated, implemented and tested in the real object of 150 kW electrical power. The measurement results of this object are presented.

Keywords: *small hydropower plants*, *Propeller turbine*, *PM generator, control algorithm*

* Dr inż. Dariusz Borkowski, dr inż. Tomasz Węgiel, Instytut Elektromechanicznych Przemian Energii, Wydział Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej, Politechnika Krakowska.

1. Wstęp

Tradycyjne rozwiązania toru przetwarzania energii w małych elektrowniach wodnych (MEW) bazują na turbinach pracujących ze stałą (generatory synchroniczne) lub prawie stałą (generatory asynchroniczne) prędkością obrotową. Zmienne warunki hydrologiczne, objawiające się częstymi zmianami wartości przepływu wody powodują konieczność stosowania dodatkowych układów regulacyjnych (sterowanie układem kierowniczym oraz łopatami) [1]. Eliminacja tych złożonych i kosztownych układów przez wykorzystanie turbin śmigłowych nie pozwala jednak uzyskać wysokich sprawności [1–3].

Jednym z rozwiązań tego problemu jest wykorzystanie układów stosowanych w siłowniach wiatrowych, które ze względu na dużą zmienność wiatru pracują przy zmiennych prędkościach obrotowych. Praca ze zmienną prędkością obrotową wymaga jednak obecności układu energoelektronicznego dopasowującego parametry energii elektrycznej do wymagań sieci elektroenergetycznej [4, 5]. Jednostkami generacyjnymi w tych rozwiązaniach są przede wszystkim maszyny indukcyjne dwustronnie zasilane.

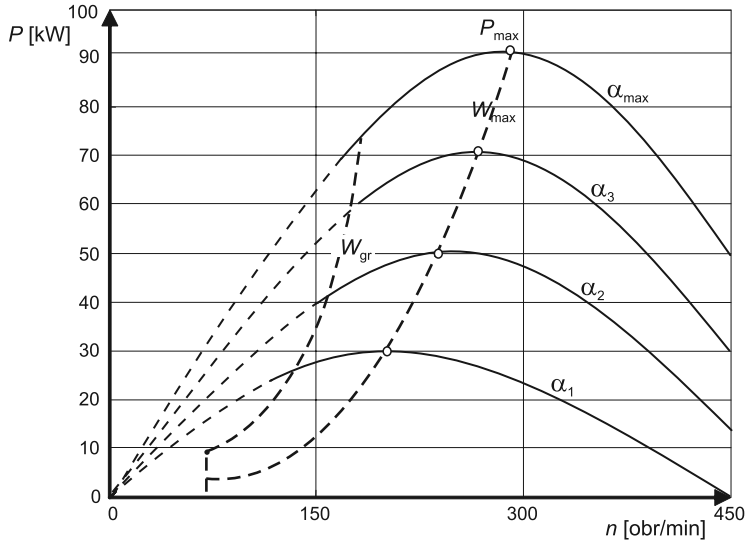
Szczególnie atrakcyjne z punku widzenia możliwości eliminacji mechanicznej przekładni prędkości obrotowej są wolnoobrotowe generatory synchroniczne z magnesami trwałymi (PMSG), które również są sprzęgnięte z siecią przez układ przekształtnikowy. Przekształtnik energoelektroniczny, który reguluje moment obciążenia turbiny przez wymuszenie odpowiedniej wartości prądu generatora, pozwala na pracę układu w szerokim zakresie zmian prędkości obrotowej sięgającej od 40% do 120% prędkości znamionowej. Przekształtnik ten oparty na strukturze AC/DC/AC pozwala na uzyskanie dowolnego współczynnika mocy cosφ, eliminując potrzebę stosowania dużych elementów reaktancyjnych dla kompensacji mocy biernej. Ciekawym rozwiązaniem jest zintegrowanie turbiny wodnej z generatorem przez umieszczenie jej w miejscu wirnika (tzw. hydrozespół) [6–8]. Eliminuje to konieczność wyprowadzania wału łączącego turbinę z generatorem, co znacząco upraszcza konstrukcję mechaniczną turbozespołu. Jedynym elementem regulacyjnym jest kierownica, która pełni również rolę zamknięcia wlotu do turbiny.

Takie innowacyjne rozwiązanie jest przedmiotem niniejszego artykułu, w którym szczególną uwagę zwrócono na sposób zarządzania przetwarzaniem energii. Rozważania oparto na układzie przetwarzania energii składającego się z dwóch współpracujących hydrozespołów. Wyeksponowano zasadność stosowania większej liczby jednostek ze względu na efektywność wykorzystania energii wody. Opisano strategię ich optymalnej współpracy przez odpowiedni podział przepływu pomiędzy dwie jednostki. Przedstawiono również sposób implementacji zaproponowanej metodologii oraz wyniki pomiarów z rzeczywistego obiektu.

2. Wybór optymalnej krzywej pracy hydrozespołu

Podstawowym wykresem obrazującym właściwości oraz możliwości regulacyjne hydrozespołu jest rodzina charakterystyk mocy od prędkości dla różnych kątów otwarcia kierownicy (rys. 1). Podstawową funkcją kierownicy jest kontrola przepływu wody, zgodnie z aktualnymi możliwościami hydrologicznymi. Kąt otwarcia kierownicy α stanowi dodatkowo podstawowy parametr regulacyjny, który umożliwia regulację prędkości obrotowej turbiny n. Drugim parametrem jest prąd obciążenia generatora, który wymuszany przez układ

przekształtnikowy pozwala na regulację momentu obciążenia turbiny. Dobór tych dwóch parametrów pozwala na pracę turbozespołu w dowolnym punkcie obszaru objętego rodziną charakterystyk.



Rys. 1. Przykładowe charakterystyki mocy P w funkcji obrotów turbiny śmigłowej n dla różnych kątów otwarcia kierownicy α

Fig. 1. Exemplary power-speed characteristic of the turbine for different guide vane angles α

Wybór punktu pracy hydrozespołu jest kluczowym zadaniem wpływającym na poprawność pracy systemu, jego sprawność oraz wykorzystanie dostępnej energii wody. Podstawowym ograniczeniem jest minimalna prędkość hydrozespołu dla określonej wartości kąta otwarcia kierownicy, poniżej której system pracuje niestabilnie. Granica ta (linia W_{gr}) wynika z właściwości układu przekształtnikowego oraz hydrozespołu.

Drugim kryterium jest uzyskanie maksymalnej dostępnej mocy hydrozespołu przy zachowaniu możliwie najwyższej sprawności. Naturalną granicą obszaru optymalnej pracy będzie linia maksymalnych mocy turbiny dla poszczególnych kątów otwarcia kierownicy (linia W_{max}).

Aby dokonać wyboru krzywej optymalnej pracy (charakterystyki pracy) turbiny, należy posłużyć się jej charakterystyką uniwersalną, na której parametry energetyczne (przełyk i prędkość turbiny) są podawane jako wielkości podwójnie zredukowane dla spadu $H = 1$ m i średnicy turbiny $D = 1$ m. Redukcję wykonuje się na podstawie poniższych zależności [1]:

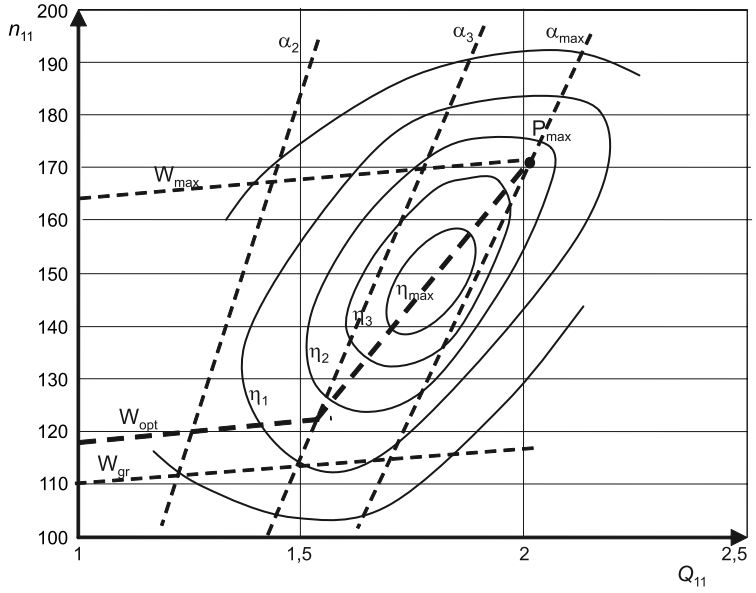
$$Q_{11} = \frac{Q}{D^2\sqrt{H}}, \quad n_{11} = \frac{n \cdot D}{\sqrt{H}} \tag{1}$$

gdzie:

Q – wartość przepływu [m^3/s],
n – prędkość turbiny [obr/min],

D – średnica turbiny [m],
H – wartość spadu [m].

Przykładowa charakterystyka uniwersalna została przedstawiona na rys. 2. Naniesienie obszaru optymalnej pracy pozwala wyznaczyć charakterystykę pracy zapewniającą maksymalną sprawność (linia W_{opt}).



Rys. 2. Przykładowa uniwersalna charakterystyka turbiny (granica stabilności W_{gr}, linia maksymalnej mocy W_{max}, krzywa optymalnej pracy W_{opt})
Fig. 2. Exemplary universal characteristic of the turbine (stability line W_{gr}, maximum power line W_{max}, optimal curve W_{opt})

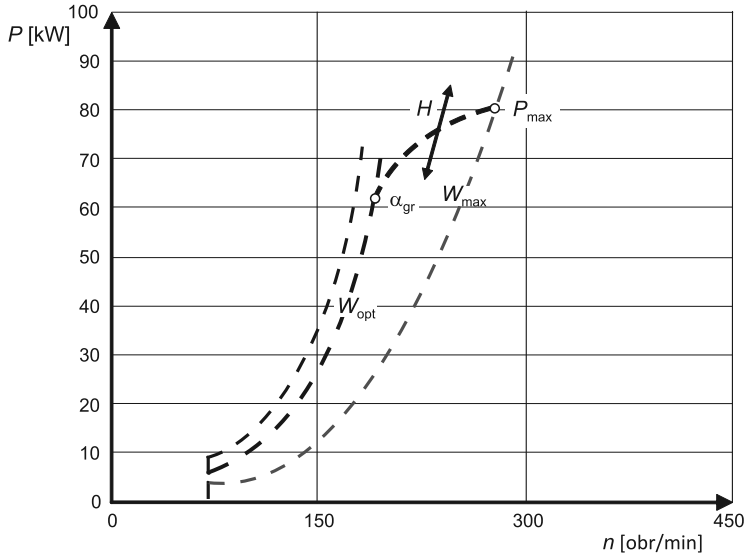
Wynika z niej, że aby uzyskać najlepszą sprawność, należy pracować możliwie blisko linii określającej granicę stabilności W_{gr}. Natomiast po osiągnięciu kąta granicznego α_{gr} ($\alpha_g = \alpha_3$) należy pracować w szerokim zakresie prędkości, uzyskując najwyższe sprawności, aż do punktu maksymalnej mocy P_{max}. Na wykresie 3 przedstawiono wyznaczoną dwuczęściową charakterystykę pracy jako funkcję mocy od prędkości.

Według powszechnie obowiązujących prawidłowości, które dotyczą turbin śmigłowych [2], zależność opisująca pierwszą część charakterystyki optymalnej mocy, będzie funkcją proporcjonalną do trzeciej potęgi prędkości:

$$P_{opt} \sim n^3 \tag{2}$$

Zależność tę wyznacza się na drodze badań modelowych lub w sposób doświadczalny. Zmiana spadu H pociągają za sobą także zmiany mocy hydrozespołu [2] zgodnie z zależnością:

$$P_{opt} \sim H^{\frac{3}{2}} \tag{3}$$



Rys. 3. Przykładowa charakterystyka mocy optymalnej w funkcji obrotów turbiny śmigłowej dla zmian spadu H

Fig. 3. Exemplary power-speed characteristic of the propeller turbine for head H variation

Ponadto zmiana spadu ma wpływ na prędkość generatora, jak wynika ze wzoru 1, proporcjonalnie do pierwiastka ze spadu:

$$n \sim \sqrt{H} \tag{4}$$

Wynika z tego, że dla zadanych warunków pracy (Q_{11}, n_{11}) zmiana spadu spowoduje przesunięcie każdego punktu pracy zgodnie z zależnością (2). Część pierwsza krzywej optymalnej mocy (będącej trzecią potęgą prędkości) nie zostanie przesunięta. Natomiast druga jej część (obowiązująca po przekroczeniu kąta granicznego) będzie się przesuwać wraz ze zmianą spadu wzdłuż krzywej optymalnej (rys. 3). Również wartość maksymalnej mocy P_{max} będzie zależeć od spadu zgodnie z zależnością (3). Generator hydrozespołu powinien być tak zaprojektowany, by mógł pokryć wartość maksymalnej mocy wytwarzanej przez turbinę dla przewidzianej największej wartości spadu.

3. Zasady współpracy dwóch hydrozespołów

W przypadku występowania więcej niż jednej jednostki generacyjnej istotne jest określenie zasad ich współpracy. Polega ona na odpowiednim podziale dostępnego przepływu na poszczególne jednostki przez wysterowanie kątów otwarcia kierownic. Poniżej przedstawiono analizę współpracy na przykładzie dwóch jednostek o jednakowej mocy. Głównym kryterium optymalnej współpracy jest uzyskanie maksymalnej całkowitej sprawności przetwarzania energii wody na energię elektryczną. Odpowiada to maksymalnej łącznej mocy turbozespołów jako funkcji zmiany przepływu dla określonego spadu. W związku z tym ana-

lizowaną funkcją jest zależność mocy obu jednostek (ich sumy) od wartości ich przepływu. Ze względu na fakt, że wartość prędkości turbiny jest proporcjonalna do wartości przepływu, poszczególne funkcje mają kształt jak przedstawiony na rys. 3.

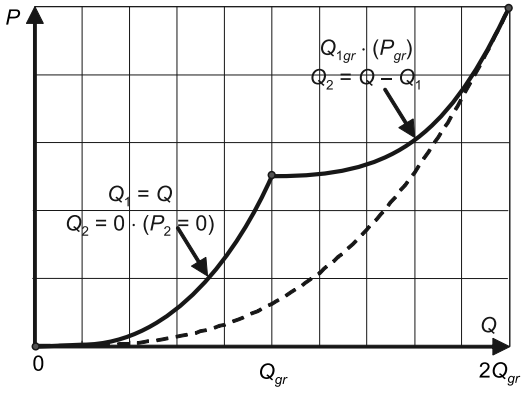
Rozpatrywanie pracy w zakresie pierwszej części krzywej optymalnej obu jednostek prowadzi do postaci wynikającej z zależności (2):

$$P(Q_1, Q_2) = k \cdot Q_1^3 + k \cdot Q_2^3 \tag{5}$$

gdzie:

k – współczynnik o wymiarze $\left[\frac{\text{kg}}{\text{s}^2 \cdot \text{m}}\right]$.

Wprowadzając wartość całkowitego przepływu, $Q = Q_1 + Q_2$, można wyeliminować zmienną zależną Q_2 i uzyskać funkcję $P(Q_1, Q)$. Jak wykazano w [7], funkcja ta w nieograniczonej dziedzinie ma tylko jedno ekstremum, dla $Q = Q_2 = Q/2$, które stanowi jego minimum. Rozdzielenie przepływu jednakowo na dwa turbozespoły daje moc minimalną, co jest najgorszym rozwiązaniem. Ograniczenie dziedziny do skończonej wartości przepływu $2Q_{gr}$ (gdzie Q_{gr} określa przepływ odpowiadający granicznemu kątowi otwarcia dla jednej turbiny) wyznacza drugie ekstremum, które stanowi maksimum badanej funkcji. Wynika z niego, że aby uzyskać maksymalną moc sumaryczną, należy wraz ze wzrostem przepływu Q obciążać kolejno najpierw jeden hydrozespół do momentu osiągnięcia przez niego mocy granicznej P_{gr} (odpowiada mocy uzyskanej dla kąta granicznego α_{gr} przy przepływie granicznym Q_{gr}), a następnie drugi. Na rys. 4 przedstawiono dwie skrajne metody podziału przepływu: równomierny podział pomiędzy dwie jednostki (linia przerywana) oraz optymalny podział ze względu na sumaryczną moc (linia ciągła). Linia przerywana odpowiada także przypadkowi zastosowania tylko jednego hydrozespołu o dwukrotnie większej mocy, co potwierdza również zasadność zastosowania przynajmniej dwóch hydrozespołów w celu lepszego wykorzystania potencjału energetycznego przepływającej wody.

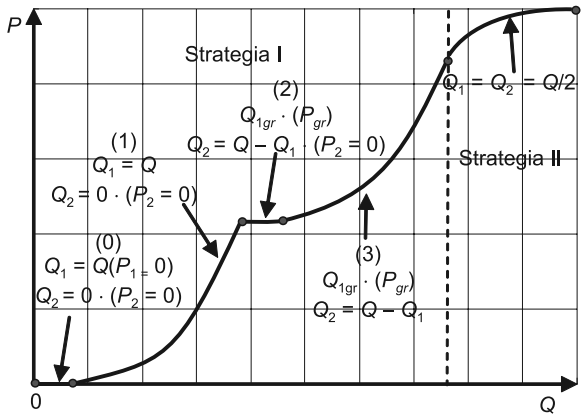


Rys. 4. Charakterystyka optymalnego podziału mocy (linia ciągła) na dwa hydrozespoły w funkcji przepływu ograniczonego wartością graniczną $2Q_{gr}$

Fig. 4. Optimal division of turbine power between two hydro-units with respect to water flow limited by $2Q_{gr}$ value

W zakresie drugiej części charakterystyki optymalnej hydrozespołu, odwrotnie do jego pierwszej części, pochodna mocy maleje wraz ze wzrostem prędkości (jak również przepływu). Na podstawie wcześniejszej analizy można wywnioskować, iż maksymalna moc będzie uzyskiwana w tym przypadku przy równomiernym podziale przepływu na obie jednostki, $Q_1 = Q_2 = Q/2$.

Z powyższych rozważań wynika, że zasada podziału przepływu będzie się składała z dwóch odmiennych strategii uzależnionych od wartości dostępnego przepływu (rys. 5).



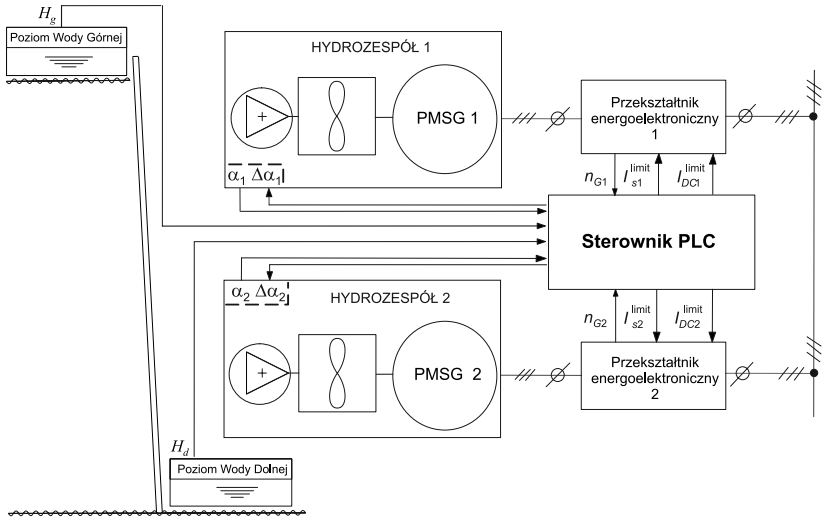
Rys. 5. Charakterystyka optymalnego podziału mocy na dwa hydrozespoły w funkcji przepływu w pełnym jego zakresie

Fig. 5. Optimal division of turbine power between two hydro-units with respect to water flow in the whole rang

W obszarze pierwszej strategii sterowania można wyróżnić dodatkowo dwa przedziały (0 i 2), w których pomimo dostępnego przepływu hydrozespoły nie produkują mocy. Wynika to z faktu wyższych strat rozruchowych jednostki w stosunku do mocy możliwej do wytworzenia z małej wartości przepływu wody. Aby wyeliminować bezproduktywne przepuszczanie wody przez turbiny, należy zastosować procedurę magazynowania wody. Pomimo iż w elektrowniach przepływowych wymaga się utrzymania stałych warunków hydrologicznych, to niewielkie zmiany poziomu wody górnej są dopuszczalne. Wykorzystanie tego faktu daje dwie zasadnicze korzyści. Po pierwsze pozwala zachować niewielkie nadwyżki przepływu w formie zmagazynowanej wody i wykorzystać je do generacji energii elektrycznej w zakresie wysokiej sprawności turbiny. Ponadto, procedura ta powoduje zmniejszenie częstotliwości załączania turbin, co wydłuża żywotność podzespołów. Sposób realizacji procedury magazynującej wodę przedstawiono w kolejnym rozdziale.

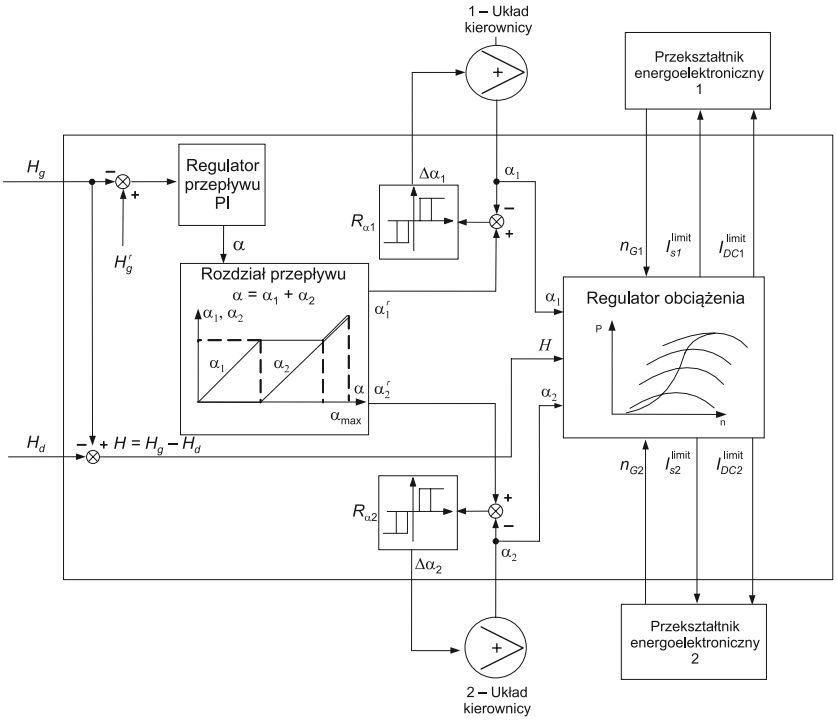
4. Struktura układu regulacji

Poniżej przedstawiono schemat blokowy dla MEW z dwoma hydrozespołami (rys. 6). Wyszczególniono obiekty i sygnały kluczowe z punktu widzenia kontroli przetwarzania energii oraz współpracy obu hydrozespołów. Główną jednostką logiczną jest sterownik PLC,



Rys. 6. Schemat blokowy przykładowej MEW o dwóch hydrozespołach

Fig. 6. Block diagram of the SHP with two hydro-units



Rys. 7. Struktura algorytmu automatycznej regulacji realizowanego przez sterownik PLC

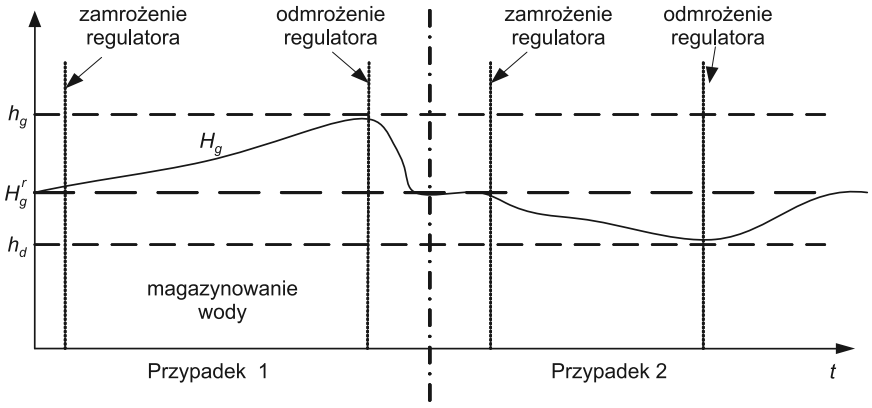
Fig. 7. Structure of automatic regulation algorithm realized by PLC controller

który na podstawie dostępnych pomiarów (poziomy wody, prędkości generatorów) wypracowuje sygnały sterujące (kąty otwarcia kierownic, obciążenie generatorów).

Na rysunku 7 przedstawiono strukturę algorytmu starowania zaimplementowanego w sterowniku PLC z wyszczególnieniem powiązań sygnałowych poszczególnych bloków. Algorytm ten z punktu widzenia sterowania przetwarzaniem energii w elektrowni ma dwie podstawowe funkcje do zrealizowania.

Przede wszystkim powinien utrzymywać wodę górną na zadanym poziomie przez określenie wartości sumarycznego dostępnego przepływu (sumaryczny kąt otwarcia – α) dla aktualnych warunków hydrologicznych (regulator PI). Następnie powinien podzielić ten przepływ pomiędzy dwie turbiny (α_1^r i α_2^r) w taki sposób, aby uzyskać stan optymalnej współpracy zdefiniowany w poprzednim rozdziale (podział przepływu). Zadanie ustawiania zadanego kąta kierownic jest realizowane przez regulatory trójpołożeniowe z obszarem martwym ($R_{\alpha 1}$ i $R_{\alpha 2}$). Zastosowanie regulatorów tego typu pozwala na precyzyjne ustawienie kąta aparatu kierowniczego przez uwzględnienie bezwładności układów hydraulicznych oraz oddziaływania wody na łopaty kierownicy.

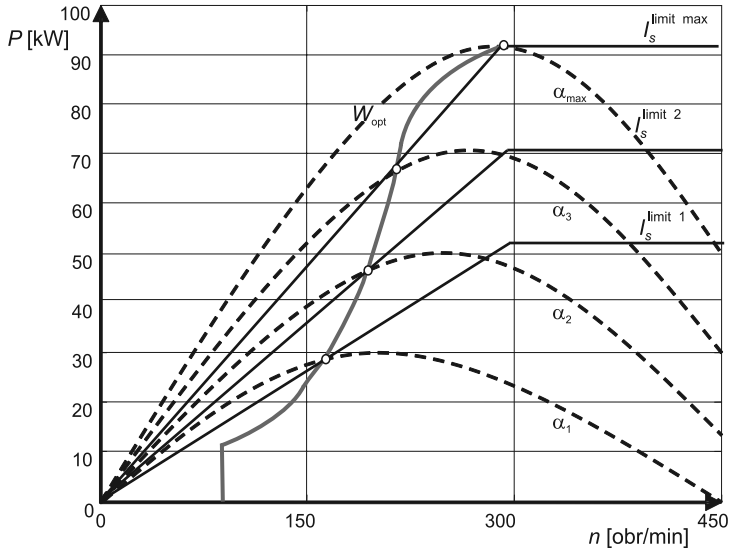
Funkcja magazynowania wody opisana w poprzednim rozdziale realizowana jest przez „zamrażanie regulatora PI" (utrzymywanie stałych wartości kątów otwarcia niezależnie od zmieniających się warunków hydrologicznych). Sytuacja ta ma miejsce, gdy regulator dokonał zamknięcia kierownicy z powodu zbyt małego przepływu wody. Możliwe są dwa przypadki w takiej sytuacji (rys. 8). W przypadku 1 przepływ może się zwiększać, powodując magazynowanie wody. „Odmrożenie regulatora" następuje po przekroczeniu aktualnego poziomu wody górnej względem zadanej o wcześniej zdefiniowaną wartość progową h_g. Powoduje to szybką reakcję regulatora i obniżenie poziomu wody górnej do wartości zadanej H_g^r przez przetworzenie energii potencjalnej zebranej wody na energię elektryczną. Jest możliwy również drugi przypadek, w którym po „zamrożeniu regulatora" przepływ zmniejsza się, co powoduje obniżenie poziomu wody. Również w tym przypadku po przekroczeniu wartości progowej h_d „regulator odmraża się". Ponieważ nie ma tu korzyści magazynowania wody,



Rys. 8. Funkcja magazynowania wody
Fig. 8. Water storage function

a jedynie ogranicza się częstotliwość uruchamiania hydrozespołu, wartość progowa powinna być możliwie mała.

Zadaniem drugim jest regulacja obciążenia turbin przez zadanie wartości prądów generatorów jako funkcji spadu H, dla aktualnych wartości kątów otwarcia kierownic (α_1 i α_2), wypracowanych przez regulator (podział przepływu), tak aby ich punkty pracy (n_{G1}, P_1 i n_{G2}, P_2) znajdowały się na charakterystyce optymalnej pracy (rys. 9). Prąd każdego generatora wymuszany jest przez układ przekształtnikowy. Jego wartość regulowana jest przez zmianę wartości ograniczenia prądu w obwodzie pośredniczącym $I_{\mathrm{DC}}^{\mathrm{limit}}$, który odpowiada wartości prądu generatora, oraz zmianę wartości ograniczenia prądu sieciowego I_s^{limit}, który limituje maksymalną oddawaną moc. W prezentowanym przykładzie założono równość tych wartości $(I_{\mathrm{DC}}^{\mathrm{limit}} = I_s^{\mathrm{limit}})$, co powoduje osiągnięcie ograniczenia wartości mocy dla stałej prędkości turbiny.



Rys. 9. Krzywa optymalnej pracy hydrozespołu (linia zielona) określona przez charakterystyki mocy generatora (linia ciągła) oraz turbiny (linia kreskowana)

Fig. 9. Optimal operations curve (green) defined by power characteristic of generator (solid) and turbine (dotted)

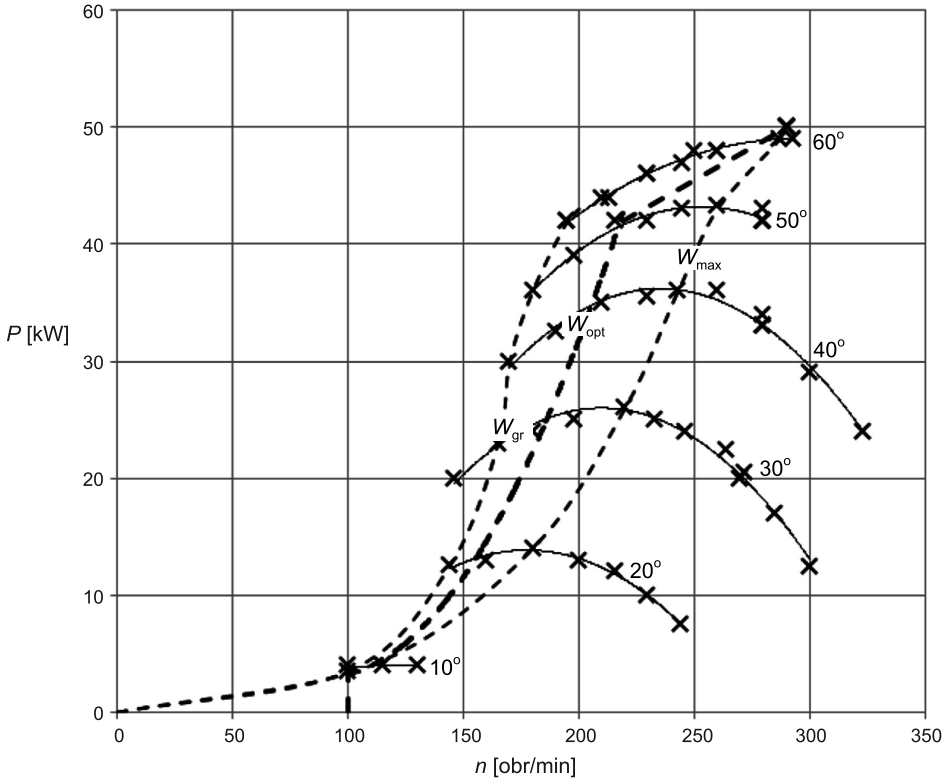
Funkcja regulacyjna prądu generatora definiowana jest na podstawie krzywej optymalnej pracy i aproksymowana w kilku obszarach funkcjami prostymi i kwadratowymi.

5. Wyniki pomiarów charakterystyk turbin zebrane w realnej MEW

Powyższa strategia zarządzania przetwarzaniem energii została zaimplementowana w rzeczywistym obiekcie MEW. Jednostkami wytwórczymi są dwa hydrozespoły zintegrowane oparte na generatorze synchronicznym z magnesami trwałymi o łącznej mocy

150 kW. Znamionowy spad to 3 m, natomiast średni przepływ określony jest na poziomie 5 m^3/s. Dzięki zastosowaniu dwóch jednostek wytwórczych oraz zmiennej prędkości obrotowej elektrownia może pracować w szerokim zakresie zmiany wartości przepływu od 1 do 6 m^3/s. Znamionowa prędkość turbin to 300 obr/min, natomiast zakres pracy wynosi od 100 do 320 obr/min.

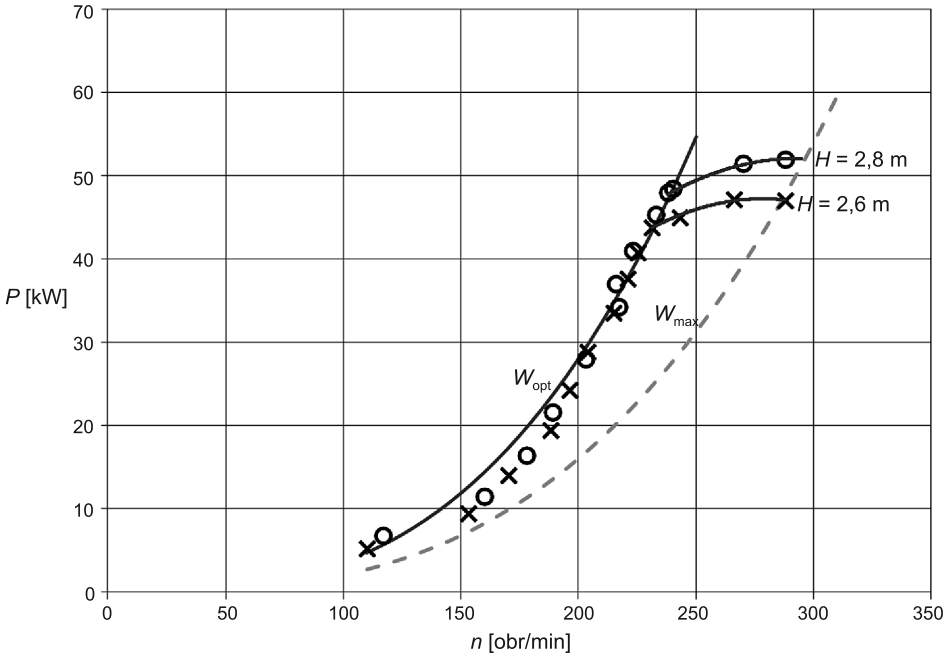
Poniżej przedstawiono rodzinę charakterystyk mocy w funkcji prędkości obrotowej turbiny dla różnych wartości kątów otwarcia kierownicy (gdzie 0° oznacza zamkniętą kierownicę, natomiast 90° oznacza w pełni otwartą). Maksymalna wartość mocy uzyskiwana jest przy kącie kierownicy $\alpha = 60°$. Na rys. 10 zaznaczono linię maksymalnej mocy W_{max}, linię granicy stabilności W_{gr} oraz charakterystykę pracy W_{opt}.



Rys. 10. Rzeczywiste charakterystyki mocy w funkcji obrotów turbiny śmigłowej dla różnych kątów otwarcia kierownicy (od 10° do 60°) dla spadu $H = 2,7$ m

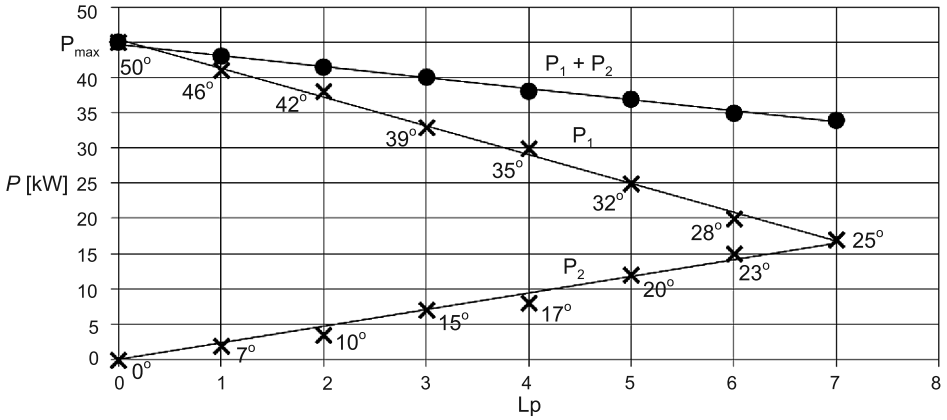
Fig. 10. Power characteristic of real hydro-unit for different guide vane angles (from 10° to 60°) for head $H = 2,7$ m

Zgodnie z zaproponowaną metodologią regulator obciążenia zadaje odpowiednie wartości obciążenia turbiny przez prąd generatora, tak aby punkty pracy znajdowały się na charakterystyce optymalnej pracy. Na rys. 11 przedstawiono rzeczywiste charakterystyki pracy wypracowane przez regulator dla dwóch wartości spadów. Można zauważyć, że część pierwsza



Rys. 11. Optymalne charakterystyki pracy hydrozespołu dla dwóch wartości spadów (H = 2,6 m oraz H = 2,8 m) wypracowane przez układ regulacji

Fig. 11. Optimal operation characteristics for different head (H = 2,6 m and H = 2,8 m) worked out by control algorithm



Rys. 12. Wykres mocy poszczególnych jednostek (P_1 i P_2) oraz moc całkowita ($P_1 + P_2$) dla różnych wariantów podziału przepływu w warunkach stałego przepływy i spadu (H = 2,5 m)

Fig. 12. Diagram of hydro-units power (P_1 i P_2) and total power ($P_1 + P_2$) for different cases of flow division between two units for constant total flow and head (H = 2,5 m)

tych charakterystyk leży na tej samej krzywej mocy będącej trzecią potęgą prędkości, natomiast część druga przesuwa się w zależności od wartości spadu.

Na rzeczywistym obiekcie przeprowadzono również pomiary parametrów pracy hydrozespołów prezentujące ich współpracę. Szczególnie istotne jest porównanie mocy sumarycznej obu jednostek dla różnych wariantów podziału przepływu (rys. 12). Można zauważyć, że dla zadanej stałej wartości przepływu (mniejszej niż wartość graniczna Q_{gr}) oraz spadu, maksymalna sumaryczna moc jest osiągana przy mocy granicznej hydrozespołu 1 (odpowiadającej granicznemu kątowi otwarcia $\alpha_{gr} = 50°$). Wynika z tego, że najlepszym rozwiązaniem jest maksymalne (do mocy granicznej P_{gr}) obciążenie jednego hydrozespołu przed załączeniem drugiego. Potwierdza to poprawność pierwszej strategii sterowania zdefiniowanej w rozdziale 3.

Algorytm sterowania elektrownią w rzeczywistym obiekcie zawiera również dodatkowe funkcje niezbędne dla prawidłowej pracy hydrozespołów:

– regulacja ciśnienia i kontrola poziomu oleju w układach hydraulicznych sterujących kierownicami;
– sterowanie układem hydraulicznym smarowania łożysk turbin (kontrola przepływu oleju do łożysk, kontrola i sterowanie temperaturą oleju);
– monitoring i gromadzenie podstawowych parametrów hydrozespołów;
– automatyczne wyłączanie poszczególnych jednostek w sytuacjach awaryjnych;
– powiadamianie o alarmach i awariach systemu (panel LCD, wiadomości sms).

6. Podsumowanie

Nowe rozwiązania torów przetwarzania energii dla MEW, bazujące na hydrozespołach pracujących przy zmiennej prędkości obrotowej, charakteryzują się wieloma zaletami. Przede wszystkim dają one możliwość przetwarzania energii przy dużej zmienności prędkości obrotowej (w zakresie dużych zmian wartości przepływu), co znacząco podnosi ogólną sprawność elektrowni. Prezentowane rozwiązanie, oparte na generatorach synchronicznych z magnesami trwałymi zintegrowanymi z turbiną śmigłową w połączeniu z układem przekształtnikowym, charakteryzuje się dodatkową zaletą w postaci braku przekładni mechanicznej.

Istotnym zagadnieniem w tego typu rozwiązaniach staje się metodologia zarządzania przetwarzaniem energii dla maksymalnego wykorzystania ich możliwości. W artykule przedstawiono dwa zagadnienia, kluczowe z punktu widzenia optymalnego wykorzystania energii wody. Przede wszystkim podano sposób wyznaczenia optymalnej charakterystyki pracy hydrozespołu, która zapewnia maksymalną możliwą sprawność. Właściwości zostały wyjaśnione na podstawie ogólnych prawidłowości dla turbin śmigłowych, co zwiększa uniwersalność analizy.

Drugim zagadnieniem opisanym w artykule jest metodologia współpracy dwóch hydrozespołów, która jak wykazano poprawia sprawność elektrowni. Podano dwie strategie sterowania zależne od wartości przepływu wody. Zdefiniowano również procedurę magazynowania wody, która dodatkowo poprawia wykorzystanie oraz zmniejsza częstotliwość załączania hydrozespołów.

Opisano ponadto sposób realizacji tej metodologii w postaci algorytmu oraz przedstawiono wyniki pomiarów z rzeczywistego obiektu. Prezentowane wykresy potwierdzają poprawność wyznaczenia charakterystyki optymalnej, jak również jej właściwości w funkcji zmian wartości spadu. Pokazują również słuszność zaproponowanej metodologii podziału przepływu dla dwóch pracujących hydrozespołów.

Metodyka ta może zostać z powodzeniem uogólniona dla MEW (pracujących ze zmienną prędkością obrotową) wyposażonych w więcej hydrozespołów również o różnych mocach. Istotnym problemem przy tym staje się identyfikacja charakterystyk regulacyjnych dla prądu zapewniających uzyskanie optymalnej charakterystyki pracy poszczególnych hydrozespołów.

Literatura

[1] Krzyżanowski W., *Turbiny wodne – konstrukcja i zasady regulacji*, WNT, Warszawa 1971.

[2] Merino J.M., Lopez A., *ABB Varspeed generator boosts efficiency and operating flexibility of hydropower plant*, ABB Review 3/96, 33-38.

[3] Fraile-Ardanuy J., Wilhelmi J.R., Fraile-Mora J.J., Perez J.I., *Variable-Speed Hydro Generation: Operational Aspects and Control*, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 21, no. 2, June 2006.

[4] Kaźmierkowski M., Krishnan R., Blaabjerg F., Irwin J., *Control In Power Electronics*, Academic Press, 2003.

[5] Koczara W., Chlodnicki Z., Ernest E., *Theory of the adjustable speed generation systems*, COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, 27(5), 2008, 1162-1177.

[6] Binder A., Schneider T., *Permanent magnet synchronous generators for regenerative energy conversion – a survey*, Proc. of 11th European Conf. on Power Electronics and Applications, Dresden 2005.

[7] Borkowski D., Węgiel T., *Optymalizacja przetwarzania energii dla małych elektrowni wodnych z generatorami pracującymi ze zmienną prędkością obrotową*, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne, Nr 92/2011, 121-126.

[8] Norway Patent No 323150: *Integrert vannturbin og generator uten nav*, owner – TURBINOVA AS.

ELEKTROTECHNIKA
CZASOPISMO TECHNICZNE
TECHNICAL TRANSACTIONS
ELECTRICAL ENGINEERING
WYDAWNICTWO POLITECHNIKI KRAKOWSKIEJ
1-E/2012
ZESZYT 24
ROK 109
ISSUE 24
YEAR 109

PIOTR DROZDOWSKI, ARKADIUSZ DUDA*

COMPUTER ANALYSIS OF SATURATED CAGE INTRODUCTION MACHINE USING SIM-POWER-SYSTEMS OF SIMULINK

ANALIZA KOMPUTEROWA NASYCONEJ MASZYNY INDUKCYJNEJ KLATKOWEJ ZA POMOCĄ SIM-POWER-SYSTEMS PAKIETU SIMULINK

Abstract

In this paper the computer model of the cage induction machine taking into account magnetic non-linearity is presented. The model contains the mathematical model of the induction machine recorded as an S-function and the connecting blocs attaching the model from one side to the three-phase terminals of the supply system model and from the other to the system of mechanical model. Hence, Sim-Power-Systems and Sim-Mechanics libraries can be used. Such a methodology allows for various drives modelling where the induction machine operates as a motor or a generator and cooperates with power electronics system. Using wide range of SIMULINK possibilities the various control techniques can be applied. Using this methodology the own mathematical models of other electrical machines together with the SIMULINK library models can be used.

Keywords: *Induction machine modelling*, *Magnetic saturation*, *MATLAB-SIMULINK*, *Sim-Power-Systems*

Streszczenie

Przedstawiono model komputerowy klatkowej maszyny indukcyjnej uwzględniający nieliniowość magnetyczną. Maszyna indukcyjna jest modelowana za pomocą bloku tzw. S-funkcji dołączonego, z jednej strony, do trójfazowego zasilania przez blok sterowanych źródeł napięcia i prądu, a z drugiej – do modelu układu mechanicznego. Umożliwia to wykorzystanie biblioteki modeli z grupy Sim-Power-Systems i grupy Sim-Mechanics. Takie podejście umożliwia modelowanie pracy maszyny indukcyjnej współpracującej z układami energoelektrycznymi jako silnika i pradnicy. Stwarza to możliwości szerokiego wykorzystania potencjału Simulinka, w szczególności różnych technik sterowania układami. Zastosowana metodologia pozwala tworzyć własne modele innych maszyn elektrycznych opisanych tradycyjnie blokiem równań różniczkowych i wykorzystanie bogatej biblioteki Simulinka.

Słowa kluczowe: *modelowanie maszyny indukcyjnej*, *nasycenie magnetyczne*, *MATLAB-SIMULINK*, *Sim-Power-Systems*

* Dr hab. inż. Piotr Drozdowski, prof. PK, mgr inż. Arkadiusz Duda, Instytut Elektromechanicznych Przemian Energii, Wydział Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej, Politechnika Krakowska.

1. Introduction

The subject of this paper is the mathematical model of the cage induction machine taking into account effect of magnetic saturation suitable for MATLAB-SIMULINK programming environment. This model was introduced as a set of differential equations into the SIMULINK S-function. Connection of this S-Function with the electrical environment (power electronics, AC mains, electromechanical converters, etc.) has been realised by controlled current sources representing motor phase windings. Thus, in the computer program these sources can be delta or star connected with or without the ground neutral. Hence, the zero components of currents or voltages caused by saturation can be measured as in the actual machine. Using the Sim-Power-Systems library the machine model can co-operate with models of various models of supply system and static converters, e.g. inverters, cycloconverters and AC regulators. Additionally, the control techniques developed for the machine model with linear magnetic circuit (e.g. the flux oriented control) can be applied to check the influence of saturation. The scheme of such a modelling is shown in Fig. 1.

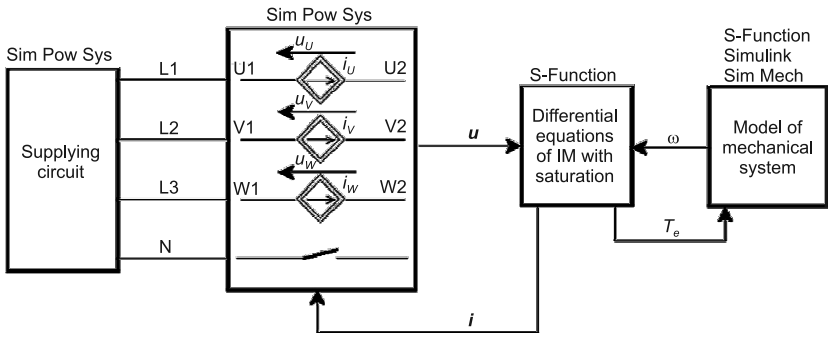


Fig. 1. Connection of the induction machine (IM) differential equations with models of external devices in SIMULINK (***u*** – vector of phase voltages on current sources, ***i*** – vector of phase currents controlling the current sources, ω – angular speed of the machine shaft, T_e – electromagnetic torque of IM)

Rys. 1. Połączenie równań różniczkowych maszyny indukcyjnej (IM) z modelami zewnętrznych urządzeń w SIMULINKU (***u*** – wektor napięć panujących na źródłach prądu, ***i*** – wektor prądów fazowych sterujących źródłami prądu, ω – prędkość kątowa wirnika, T_e – moment elektromagnetyczny IM)

The simplest circuit models of induction machines incorporating magnetic saturation in the degree comprising only main phenomena can be divided into three groups:

1) models based on the machine equations developed for monoharmonic field where the main inductance becomes an artificial function of the magnetising current,
2) models developed for the air-gap permeance function expressed as the Fourier series dependent on the magnetising current,
3) models, where magnetic saturation depends on all machine currents.

The first group comprises models where derivatives of flux vectors give so called static and dynamic main inductances and effects of so called cross saturation, e. g. [1–8, 23, 25]. Such an approach is justified for the models described in the reference system *x-y* rotating with the

speed of any machine vector, e. g. the vector of magnetising current, since, this is in fact the DC machine. Models of the second group are based on the assumption that the fundamental harmonic of magnetic field changes seemingly the air gap of the machine from smooth to salient increasing artificially the air-gap length in places where the field crosses from the stator to the rotor [12, 13]. Such an approach allows for extension of the monoharmonic model with the effect of third harmonic of the magnetic field. The varying air-gap was also used to formulate the multi-harmonic model of the induction machine. The varying permeance of the non-uniform air-gap was used to calculate winding inductances dependent on the magnetising current using formulae presented in [14]. The permeance harmonics of the Fourier series approximation depend on resulting MMF or on equivalent magnetising current [11, 15, 16, 26]. For example the influence of slotting or rotor eccentricity can be included into this model and additionally the influence of saturation on leakage inductances [18]. However, neglecting higher harmonics the model assumes the simplest form as for the first group. The circuit models from the third group, presenting the most general approach [10, 17, 19, 20, 24, 27], are based on expressions approximating winding fluxes dependent on all machine currents utilising function of magnetic co-energy. To obtain useful mathematical models the magnetising current was also used in this method.

In this paper the machine model descends from the second group. The first attempt to connect it with models of external devices was published in [26] for SPICE family programs. All terminals of the stator winding were there available to connect with models of static converters or other supply systems. Other approach was presented in [22], though that model also allows for magnetic non-linearity modelling and has three stator terminals for connection with a supply system model. However, modelling in SIPCE has some disadvantages appearing in difficult modelling of control system comprising digital subsystems, observers, adaptive controllers, etc. Adapting the machine model to MATLAB-SIMULINK gives the possibility to overcome these limitations. Thus, this is the main subject of this paper.

2. Mathematical description of the induction machine

The voltage equations of an induction machine take the known form in natural components for each winding and can be written using the matrix description:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{U}_s^{\mathrm{I}} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_s^{\mathrm{I}} & \\ & \mathbf{R}_r^{\mathrm{I}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_s^{\mathrm{I}} \\ \mathbf{I}_r^{\mathrm{I}} \end{bmatrix} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Psi}_s^{\mathrm{I}} \\ \boldsymbol{\Psi}_r^{\mathrm{I}} \end{bmatrix} \tag{1}$$

The superscript "I" indicates that this is the beginning form before transformation to symmetrical components or space vectors, where the superscript will be "II". In the above: $\mathbf{U}_s^{\mathrm{I}} = \left[u_U \; u_V \; u_W \right]^T$, $\mathbf{I}_s^{\mathrm{I}} = \left[i_U \; i_V \; i_W \right]^T$ – vectors of stator voltages and stator currents respectively, $\mathbf{I}_r^{\mathrm{I}} = \left[i_1 \; i_2 \; i_3 \; \ldots \; i_N \right]^T$ – vector of rotor cage mesh currents, $\boldsymbol{\Psi}_s^{\mathrm{I}} = \left[\psi_U \; \psi_V \; \psi_W \right]^T$ – vector of stator phase flux linkages, $\boldsymbol{\Psi}_r^{\mathrm{I}} = \left[\psi_1 \; \psi_2 \; \psi_3 \; \ldots \; \psi_N \right]^T$ – vector of rotor cage mesh flux linkages, $\mathbf{R}_s^{\mathrm{I}}$ – matrix of stator phase resistances, $\mathbf{R}_r^{\mathrm{I}}$ – matrix of resistances of rotor cage elements (bars and end segments).

For the machine with a non-linear ferromagnetic core the flux linkages are non-linear functions of all winding currents and the mutual position of these stator and rotor windings. Thus, saturation of the magnetic core can be considered as a function of total MMF θ [20] produced by all the windings (for the stator θ_s and for the rotor θ_r). The greatest influence has the fundamental harmonic θ_1 of MMF. This part of MMF, producing the field having pole pair number p, is a function of the angle x, calculated along the air gap of the machine cross section, and the magnitude θ_m [21]:

$$\theta_1(x) = \theta_{1s}(x) + \theta_{1r}(x) = \theta_m \cos p(x - \alpha_m) \tag{2}$$

The MMF magnitude can be equivalently substituted by the magnitude i_m of resulting magnetising current according to the relationship $\theta_m = 2\sqrt{3}\,\frac{N_w k_w}{\pi p}\, i_m$. The parameters: N_w – number of stator winding turns, k_w – stator winding factor for fundamental harmonic. The first maximum of MMF fundamental harmonic is in the place α_m. Hence, the permeance appears as the response of exciting MMF described by (2). The field crosses the air gap in $2p$ places. Thus, the permeance function can take the simplest description incorporating effect of magnetic saturation and can be described by the Fourier series [11, 15, 16, 26]:

$$\Lambda = \Lambda_o \sum_{\mu=0,2} \Lambda_\mu^{pu}(i_m)\cos[\mu p(x - \alpha_m)]; \quad \Lambda_o = \frac{4\mu_o R_c l_c}{\pi p^2 \delta} \tag{3}$$

In the above:

$\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m,
R_c – inside stator radius,
l_c – equivalent length of the machine core,
δ – air-gap equivalent length.

Thus, the inductances of the machine can be formulated using formulae presented in [14]. According to that, the MMF harmonics must satisfy the following relationship for their orders ν and ρ:

$$|\nu \pm \rho| = \mu \tag{4}$$

These harmonic numbers belong to one set H determining accuracy of MMF approximation, where: $\nu \in$ H denotes MMF harmonic order produced by winding "a", $\rho \in$ H denotes MMF harmonic order of winding "b" and $\mu \in H_\mu = \{0,2\}$ is the harmonic order of permeance function (3). For one winding "a" and "b" mean the same. For the model presented in this paper the lowest possible set $H = \{1, 3\}$ has been taken into account. The coefficient $Q = 1$ indicates that equation (4) is satisfied. Otherwise $Q = 0$. Hence, the following threes of ν, ρ, μ: (1, 1, 0), (1, 1, 2), (1, 3, 2), (3, 1, 2), (3, 3, 0) give $Q = 1$.

Transforming the set of equations (1) to the symmetrical components and next to the reference frame x-y determined by the position $\alpha = p\alpha_m$ of the magnetising current vector $\underline{i_m} = i_{m\alpha} + j i_{m\beta} = i_m e^{j\alpha}$ [11, 15, 16] the set of equations assumes the following form:

$$\mathbf{U}^{\mathrm{II}} = \mathbf{R}^{\mathrm{II}}\mathbf{X}^{\mathrm{II}} + \mathbf{M}^{\mathrm{II}}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\mathbf{X}^{\mathrm{II}} + \mathbf{E}^{\mathrm{II}}\mathbf{U}^{\mathrm{II}} \tag{5}$$

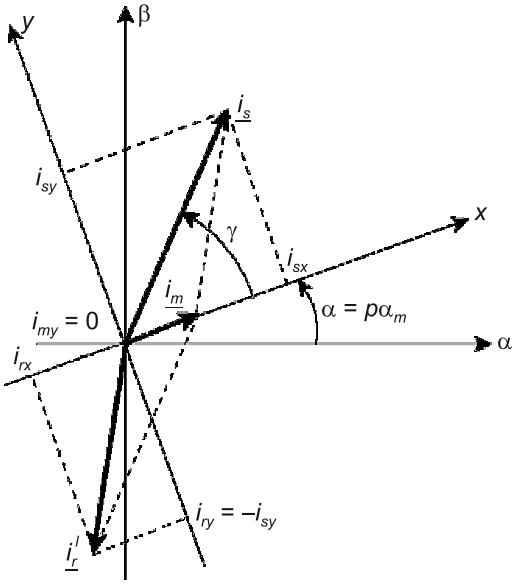


Fig. 2. Illustration for transformation from the stationary reference frame α–β to the rotating *x–y*
Rys. 2. Ilustracja przekształcenia ze stacjonarnego układu odniesienia α–β do układu wirującego *x–y*

This transformation is explained in Fig. 2. Vectors of stator voltages and state variables:

$$\mathbf{U}^{\mathrm{II}} = \left[\frac{1}{2}u_s^{(0)}, u_{sx}, u_{sy}, 0, 0\right]^T, \quad \mathbf{X}^{\mathrm{II}} = [i_s^{(0)}, i_{sx}, i_{sy}, i_{rz}, \alpha]^T \tag{6}$$

The magnetising current becomes the modulus in this reference frame:

$$i_m = i_{sx} + i_{rx} \tag{7}$$

The zero component of stator voltages $u_s^{(0)} = \frac{1}{\sqrt{3}}(u_U + u_V + u_W)$ and the zero component of stator currents $i_s^{(0)} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_U + i_V + i_W)$. Additionally: u_{sx}, u_{sy} – components of stator voltage vector in the *x-y* reference frame, i_{sx}, i_{sy} – components of the stator current vector in the *x–y* reference frame, i_{rz}, $i_{ry} = -i_{sy}$ – *x–y* components of the rotor current vector. The matrices of (5) are given below. They were formulated previously in [11, 16]:

$$\mathbf{R}^{\mathrm{II}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}R_s & & & & \\ & R_s & & & \\ & & R_s & & \\ & & & R_r' & \\ & & -R_r' & & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{E}^{\mathrm{II}} = p\omega \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -i_s^{(0)} \cdot M_{1,1,2} \sin 3\alpha - L_{\sigma r}' i_{sy} \\ -i_s^{(0)} \cdot M_{1,1,2} \cos 3\alpha - L_{\sigma r}' i_{rx} - L_m i_m \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{M}^{\mathrm{II}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}L_{\sigma s}^{(0)} + M_{3,3,0} & \left(M_{1,1,2} + \frac{\partial M_{1,1,2}}{\partial i_m} i_m\right)\cos 3\alpha + \frac{\partial M_{3,3,0}}{\partial i_m} i_s^{(0)} & 0 & \left(M_{1,1,2} + \frac{\partial M_{1,1,2}}{\partial i_m} i_m\right)\cos 3\alpha + \frac{\partial M_{3,3,0}}{\partial i_m} i_s^{(0)} \\ M_{1,1,2}\cos 3\alpha & L_{\sigma s} + L_m + \frac{\partial L_m}{\partial i_m} i_m + \frac{\partial M_{1,1,2}}{\partial i_m} i_s^{(0)} \cos 3\alpha & 0 & L_m + \frac{\partial L_m}{\partial i_m} i_m + \frac{\partial M_{1,1,2}}{\partial i_m} i_s^{(0)} \cos 3\alpha \\ -M_{1,1,2}\sin 3\alpha & -\frac{\partial M_{1,1,2}}{\partial i_m} i_s^{(0)} \sin 3\alpha & L_{\sigma s} & -\frac{\partial M_{1,1,2}}{\partial i_m} i_s^{(0)} \sin 3\alpha \\ M_{1,1,2}\cos 3\alpha & L_m + \frac{\partial L_m}{\partial i_m} i_m + \frac{\partial M_{1,1,2}}{\partial i_m} i_s^{(0)} \cos 3\alpha & 0 & L'_{\sigma r} + L_m + \frac{\partial L_m}{\partial i_m} i_m + \frac{\partial M_{1,1,2}}{\partial i_m} i_s^{(0)} \cos 3\alpha \\ -M_{1,1,2}\sin 3\alpha & -\frac{\partial M_{1,1,2}}{\partial i_m} i_s^{(0)} \sin 3\alpha & -L'_{\sigma r} & -\frac{\partial M_{1,1,2}}{\partial i_m} i_s^{(0)} \sin 3\alpha \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} -i_m \cdot 3M_{1,1,2}\sin 3\alpha \\ -i_s^{(0)} \cdot 2M_{1,1,2}\sin 3\alpha - L_{\sigma s} i_{sy} \\ -i_s^{(0)} \cdot 2M_{1,1,2}\cos 3\alpha + L_{\sigma s} i_{sx} + L_m i_m \\ -i_s^{(0)} \cdot 2M_{1,1,2}\sin 3\alpha + L'_{\sigma r} i_{sy} \\ -i_s^{(0)} \cdot 2M_{1,1,2}\cos 3\alpha + L'_{\sigma r} i_{rx} + L_m i_m \end{bmatrix}$$

The main features of the model depend on inductances involving influence of space harmonics inherent with MMF and the harmonics excited with saturation. The formula describing the harmonic inductance of this model is given below [14, 15]:

$$M_{\nu,\rho,\mu=|\nu\pm\rho|} = \frac{3}{2} Q \cdot N_w^2 \frac{k_w^{\nu} k_w^{\rho}}{\nu\ \rho} \Lambda_o \Lambda_{\mu}^{pu}(i_m) \tag{8}$$

The magnetising inductance is given by $L_m = M_{1,1,0} + M_{1,1,2}$.

Parameters of the permeance function were approximated in the following way [26]:

$$\left.\begin{aligned} k_{\mathrm{sat}} &= \frac{a\, i_m^{pu} + \varepsilon}{\operatorname{arc\,tg}(a i_m^{pu}) + \varepsilon}; \quad 0 < \varepsilon << 1 \\ \Lambda_0^{pu} &= \frac{1}{k_{\mathrm{sat}}}; \quad \Lambda_2^{pu} = \frac{1}{\kappa\ k_{\mathrm{sat}}}\left(\frac{1}{k_{\mathrm{sat}}} - 1\right); \quad \kappa = 1...5 \end{aligned}\right\} \tag{9}$$

Coefficient a results from approximation of the machine magnetisation curve $\Psi^{pu} = \operatorname{arc\,tg}(a i_m^{pu}) \big/ \operatorname{arc\,tg}(a)$.

Electromagnetic torque is given by general expression as a partial derivative of magnetic co-energy versus rotor rotation angle. From this expression the most important part was taken giving the simplified formula [16]:

$$T_e = 2p[L_m i_m i_{sy} + M_{1,1,2}\, i_s^0 (i_{sy}\cos 3\alpha - i_{rx}\sin 3\alpha)] \tag{10}$$

3. MATLAB – SIMULINK modelling

For computer modelling the set of differential equations describing the machine was introduced into S-Function coded in MATLAB language. Connection between the model

and the external circuit (Fig. 1) was made by transformation from the rotating *x*–*y* frame to the 3-phase system using controlled current sources representing stator phase windings of the machine. The SIMULINK model is presented in Figs. 3 and 4.

The current sources are controlled with the phase currents i_U, i_V, i_W calculated after solving set (5) of differential equations:

$$\begin{bmatrix} i_U \\ i_V \\ i_W \end{bmatrix} = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 1 & 0 \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\alpha & -\sin\alpha \\ 0 & \sin\alpha & \cos\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^{(0)} \\ i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} \tag{11}$$

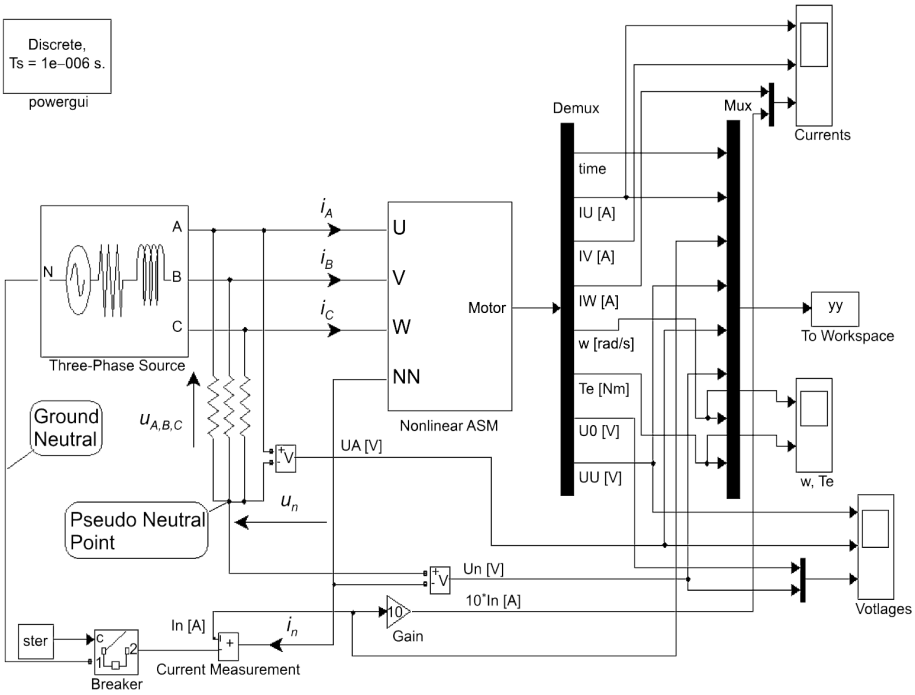


Fig. 3. Main system connecting the induction machine model with the external circuit (here: Three-Phase Source) in SIMULINK

Rys. 3. Układ główny programu w Simulinku połączenia maszyny indukcyjnej z obwodem zewnętrznym (tutaj: trójfazowym)

The position angle α is state variable. Values of the currents exit the S-function block by vector ***i*** (Fig. 1) becoming the control signals for the current sources.

The "zero" current component $i_s^{(0)}$ is calculated inside the S-Function block. From the other side it can be measured in the external circuit similarly as in the actual system:

– by neutral current measurement for star connection $i_s^{(0)} = \dfrac{i_n}{\sqrt{3}}$,

– by measurement the phase currents for delta connection $i_s^{(0)} = \dfrac{1}{\sqrt{3}}(i_U + i_V + i_W)$.

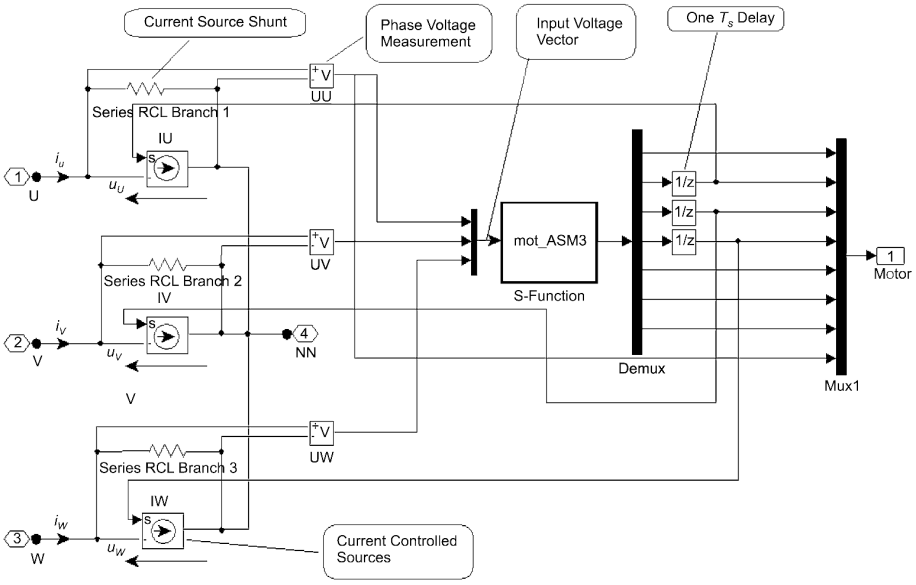


Fig. 4. SIMULINK model presenting the non-linear induction machine (**Nonlinear ASM** from Fig. 3) with the set of differential equations in **mot_ASM3** establishing S-Function

Rys. 4. Model maszyny indukcyjnej w Simulinku (**Nonlinear ASM** z rys. 3) z wewnętrznym blokiem S-funkcji **mot_ASM3** zawierającym układ równań różniczkowych

The voltage drops u_U, u_V, u_W on these current sources are sent by vector $\boldsymbol{u}$ to the S-Function block. Thus, the voltages for differential equations are calculated inside this block:

$$\begin{bmatrix} u_s^{(0)} \\ u_{sx} \\ u_{sy} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\alpha & \sin\alpha \\ 0 & -\sin\alpha & \cos\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_U \\ u_V \\ u_W \end{bmatrix} \tag{12}$$

To avoid an algebraic loop in SIMULINK the discrete delay elements were introduced into the model. Additionally the current sources must be shunted with resistors of relatively large resistance, e.g. 100 kΩ. Such a measure protects the computer program against "numerical checking" of the Kirchhoff's current law. This speeds up computations.

4. Results of simulation

To illustrate operation of the proposed modelling method the simulations of typical states for the induction machine working as a motor were performed:

– free acceleration starting to the steady state at the star connection with the ground neutral (Figs. 5 and 6) and without this neutral connection (Fig. 7),
– motor starting to the desired speed under scalar control for voltage source inverter supply (VSI) (Figs. 8 and 9).

The mathematical model was formulated for the induction motor Sf112M4 (P_N = 4 kW, $U_{N(ph\text{-}ph)}$ = 660 V Y).

The zero symmetrical current component $i_s^{(0)}$ and the phase current i_U have typical shapes for loaded and unloaded motors and can be compared to measurement results presented in [16]. The deformation of the phase current from the sine shape can be explained rewriting formula (11) in the following way:

$$\begin{bmatrix} i_U \\ i_V \\ i_W \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} i_s^{(0)} + \frac{2}{\sqrt{3}} i_s \begin{bmatrix} \cos(\alpha+\gamma) \\ \cos(\alpha+\gamma-2\pi/3) \\ \cos(\alpha+\gamma+2\pi/3) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} i_n + \begin{bmatrix} i_{U1} \\ i_{V1} \\ i_{W1} \end{bmatrix} \tag{13}$$

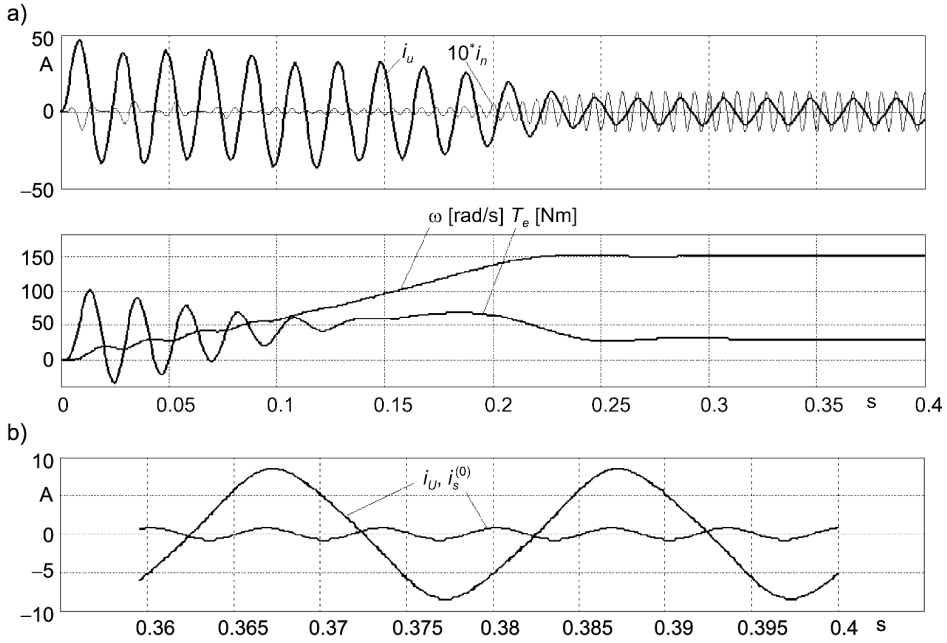


Fig. 5. Free acceleration starting of **loaded** induction motor (a) and steady state current waveforms (b); winding connection: star with the ground neutral

Rys. 5. Rozruch bezpośredni obciążonego silnika indukcyjnego (a) i przebiegi ustalone prądów (b); połączenie uzwojenia stojana: gwiazda z przewodem neutralnym

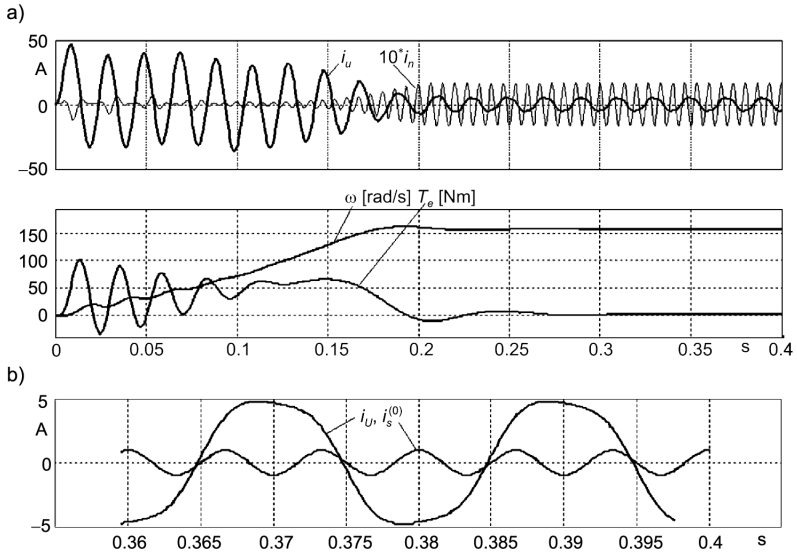


Fig. 6. Free acceleration starting of **unloaded** induction motor (a) and steady state current waveforms (b); winding connection: star with the ground neutral

Rys. 6. Rozruch bezpośredni nieobciążonego silnika indukcyjnego (a) i przebiegi ustalone prądów (b); połączenie uzwojenia stojana: gwiazda z przewodem neutralnym

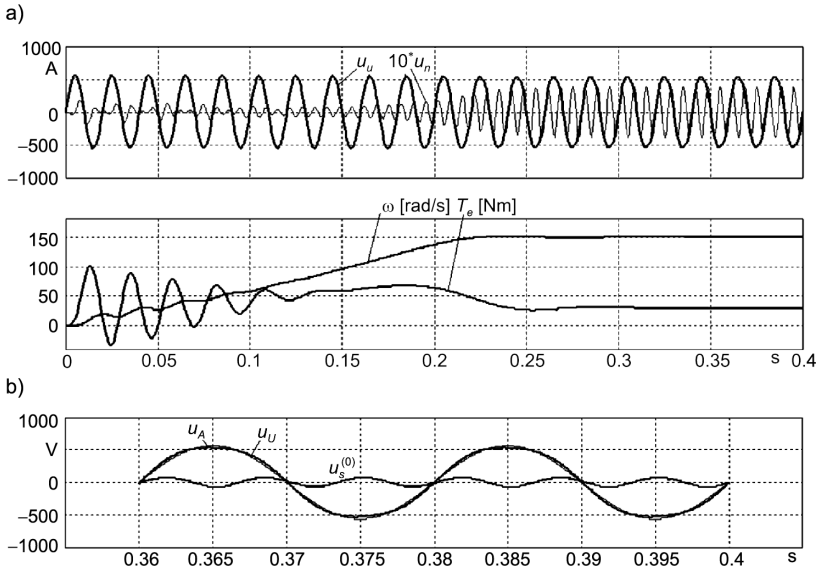


Fig. 7. Free acceleration starting of **loaded** induction motor (a) and steady state voltage waveforms (b); winding connection: star without the ground neutral

Rys. 7. Rozruch bezpośredni obciążonego silnika indukcyjnego (a) i przebiegi ustalone napięć (b); połączenie uzwojenia stojana: gwiazda bez przewodu neutralnego

In equation (13) the modulus of stator current results from Fig. 2:

$$i_s = \sqrt{i_{sx}^2 + i_{sy}^2}; \quad \cos\gamma = \frac{i_{sx}}{i_s}; \quad \sin\gamma = \frac{i_{sy}}{i_s} \tag{14}$$

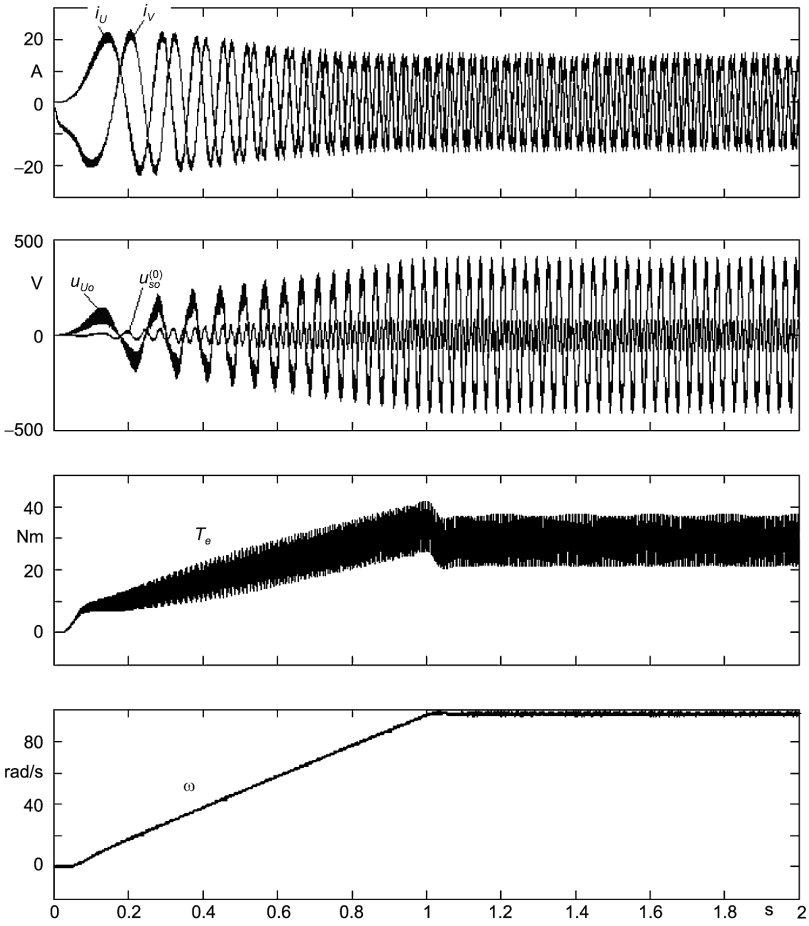


Fig. 8. Scalar controlled starting of the induction motor fed by PWM VSI

Rys. 8. Rozruch silnika indukcyjnego zasilanego przez falownik napięcia sterowany skalarnie przy wymuszaniu napięcia metodą modulacji szerokości impulsów (PWM)

The component $i_s^{(0)}$ has always the same position with respect to the air-gap field and is in phase with phase voltages u_U, u_V, u_W. The components i_{U1}, i_{V1}, i_{W1} are shifted in phase with respect to these voltages depending on the motor loading that influences angle γ. Angle γ is increasing for greater loading. So, phase delay of i_{U1}, i_{V1}, i_{W1} with respect to the voltages is decreasing. This causes sharpening the sinusoids of phase currents, presented in Fig. 5b, for loaded motor and flattens them for no loading (Fig. 6b).

Operation without the ground neutral gives typical shape of the measured neutral voltage u_n with respect to the supplying phase voltage u_A and the voltage u_U induced in the phase winding. In practice this voltage is distorted additionally by the machine slotting [16]. However, the machine model presented here does not give this effect. The zero symmetrical component of voltages in Fig. 7 descends from u_n according to the relationship $u_s^{(0)} = \sqrt{3}\,u_n$.

To show the influence of non-sinusoidal supply the controlled starting of the motor fed by a voltage source inverter (VSI) under scalar control was simulated. There was used the library model of inverter offered by Sim-Power-Systems and its triggering was taken from demo programs. Phase voltages and the zero symmetrical component were filtered with a low pass *RC* filter of time constant 1 ms. Obtained waveforms u_{Uo} and $u_{so}^{(0)}$ are shown in Figs. 8 and 9. The frequency of PWM carrier was 1 kHz. Non-sinusoidal supply caused by the VSI influences the zero component $u_s^{(0)}$ with the frequency of carrier in a lower degree than phase voltages (Fig. 9). So, this symmetrical component can be used for a drive control [9].

5. Conclusions

The presented model of the induction motor is the simplest one comprising the phenomenon of magnetic saturation and gives characteristic signals of current and voltage zero symmetrical components. This model was implemented into MATLAB-SIMULINK programming as the S-Function and connected via current controlled sources to the external circuit (3-phase voltage source, inverter). The current sources representing the phase windings in the circuit can be star and delta connected. Thus, this approach extends SIMULINK range of application in spite of the library model of saturated induction motor offered by the last version (2011) of MATLAB programming. There is the model available only as the three wire box that can be rated to the first group of models mentioned in the introduction.

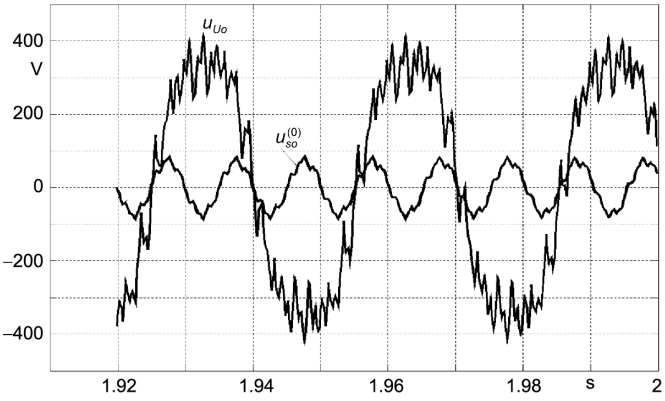


Fig. 9. Steady state waveforms of filtered phase voltage and zero voltage symmetrical component from Fig. 8

Rys. 9. Napięcie fazowe i składowa zerowa napięcia na wyjściu filtru dolnoprzepustowego o takich samych parametrach dla obu przebiegów

For example, sensitivity of MRAS methodology [28, 30] can be trained using the proposed here model. There can be studied the influence of magnetic core non-linearity on accuracy of determination of the rotor flux vector and, in result, the estimated motor speed.

The presented method for using S-Function can be applied to the mathematical models of other electrical machines, models of sophisticated electromechanical converters and other devices (not necessarily electrical). This is obvious that the model can be used for induction generator modelling. One SIMULINK program can contain a few S-Functions. The mechanical system can be modelled also as an S-Function or an electrical analogue eventually utilising Sim Mechanics library.

Time of computations is relatively short for sinusoidal supply of the motor and can acceptable even if MATLAB operates as an interpreter. However, for VSI supply computations become long and burdensome. Then, only a compiler gives relatively short times of computation comparable with SPICE family programs. An example for S-Function listing in MATLAB language has been given in Appendix.

References

[1] Vas P., *Generalised Analysis of Saturated AC Machines*, Archiv fuer Elektrotech. 64, 1981, 57-62.

[2] Kovacs K.P., *Transient performance of an induction machine with variable saturation*, Proc. ICEM'82, Part 1. Budapest (Hungary), 1982, 84-86.

[3] Melkebeek J.A.A., *Magnetising-field saturation and dynamic behaviour of induction machines* (part 1, 2), IEE Proc., vol. 130, Pt.B, No 1, 1983, 1-17.

[4] Vas P., Hallenius K.E., Brown J.E., *Cross-saturation of smooth air-gap electrical machines*, IEEE Trans. on Energy Conv. EC-1,1986, 103-112.

[5] Anvari H.A., Faucher J., Trennoy B., *On the cross-coupling saturation effect and its computation by the finite difference solution*, Proc. of ICEM'86, München 1986, 451-454.

[6] Boldea I., Nasar S.A., *Upon unitary treatment of magnetic saturation in orthogonal axis models of electrical machinery*, Proc. of ICEM'86, München 1986, 172-175.

[7] Jack A.G., Vas P., Brown J.E., *A finite element study of the phenomenon of cross--magnetization*, Proc. of ICEM'86, München 1986, 462-465.

[8] Warzecha A., *Monoharmonic model of asynchronous machine with non-linear main magnetic circuit* (in Polish),. Kwartalnik AGH, Elektrotechnika, t. 5, z. 4, Kraków 1986, 375-388.

[9] Moreira J.C., Lipo T.A., *Direct field orientation control using the third harmonic component of the stator voltage*, Proc. of ICEM'90, Cambridge 1990, 1237-1242.

[10] Sobczyk T.J., Sobczyk K.M., *On modelling of electromechanical energy converters with nonlinear magnetic circuit*, Proc. of ICEM'90, Cambridge 1990, 1012-1015.

[11] Drozdowski P., *Saturation and space harmonics effects in induction motors*, Proc. of XII Symp. on Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits, Poznań 1991, 231-236.

[12] Covic G.A, Boys J.T., *Operating restrictions for third harmonic control of flux in induction machines*, IEE Proc.-B, Vol. 139, No. 6 1992, 485-495.

[13] Moreira J.C., Lipo T.A., *Modelling of Saturated ac Machines Including Air Gap Flux Harmonic Components*, IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 28, No. 2, 1992, 343-349.

[14] Sobczyk T.J., Drozdowski P., *Inductances of electrical machine winding with a nonuniform air-gap*, Archiv fuer Elektrotech. 76, 1993, 313-218.

[15] Drozdowski P., *An equivalent permeance of the air-gap of induction motor in case of saturation*, Seminar on Fundamentals of Electrotechnics and Ciruit Theory SPETO'94, 25-28.05.94 Gliwice 1994.
[16] Drozdowski P., *Saturation and space harmonics in a star and delta connected squirrel-cage induction motor*, Int. Conf. on Electr. Machines ICEM'94, vol. 3, Paris 1994, 93-98.
[17] Sobczyk T.J., *An energy – based approach to modelling the magnetic non-linearity in ac machines*, ICEM'96, vol. 3, Vigo 1996, 68-73.
[18] Dems M., *Computer simulation of electromechanical waveforms in cage induction motors* (in Polish), Sc. Bull. of Łodz Tech. Univ. no 754, Monograph 229, Łódź 1996.
[19] Sobczyk T.J., *Mathematical model of induction machines accounting for saturation due to the first and the third harmonics*, ICEM'98, vol. 3, Istambul 1998, 1504-1509.
[20] Sobczyk T.J., *Energy-based approach to modelling magnetic non-linearity in AC machines. Part II – General equations of ac machines accounting for saturation due to the main MMF harmonic*, Arch. of Electr. Eng., PWN, vol. 48, Bull. 3, Warszawa 1999, 279-294.
[21] Drozdowski P., *Synthesis elements of polyphase windings for cage induction motors*, Archives of Electrical Engineering, vol. XLVIII, No 1–2/1999, 63-68.
[22] Ronkowski M., *Induction machine simulation using PSPICE*, Sc. Bull. 583, Elektryka 86, Gdańsk 2000, 179-190.
[23] Krzemiński Z., *Digital control of asynchronous machines*, PAN, seria Postępy Napędu Elektrycznego, Wyd. Pol. Gdańskiej, Gdańsk 2000.
[24] Sobczyk T.J., *Methodical aspects of mathematical modeling of induction machines* (in Polish), WNT, Warszawa 2004.
[25] Kudła J., *Mathematical models of alternating current electrical machines taking into account magnetic saturation of cores* (in Polish), Monografia, Zesz. Nauk. PŚ 1683, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 2005.
[26] Drozdowski P., Kapusta P., *Modelling of induction machines with a non-linear magnetic core in SPICE* (in Polish), Przegląd Elektrotechniczny nr 10/2007, 19-22.
[27] Warzecha A., *Multidimensional magnetising characteristics in circuital models of electrical machines* (in Polish), Monografia 381, seria Inżynieria Elektryczna i Komputerowa, Wyd. PK, Kraków 2010.
[28] Orlowska-Kowalska T., Dybkowski M., *Stator-Current-Based MRAS Estimator for a Wide Range Speed-Sensorless Induction-Motor Drive*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 4, 2010, 1296-1308.
[29] Drozdowski P., Duda A., *MATLAB-SIMULINK modelling of induction machine incorporating magnetic saturation*, Sc. Papers of the Institute of Electrical Machines Drives and Measurements of the Wrocław University of Technology No. 66, Studies and Research No. 32, vol. 2, Wrocław 2012, 38-44.
[30] Kamiński M., Dybkowski M., *Experimental tests of the MRAS^{CC} estimator with meutral speed adaptation mechanism*, Sc. Papers of the Institute of Electrical Machines Drives and Measurements of the Wrocław University of Technology No. 66, Studies and Research No. 32, vol. 2, Wrocław 2012, 92-101.

Appendix

To create the S-function one can use the offered creator or write directly the program listing in MATLAB, C or FORTRAN. The simplest form written directly in MATLAB language has been shown below as a structure of file. To get more information about this structure one can enter `sfundemos` at the MATLAB command line.

```
function [sys,x0]=S_fun_name(t, x, u, flag, p1, p2,..., pN)

%       t - independent variable (time)
%       x - vector of state variables
%       u - vector of input variables
%       flag - parameter for S-function control
%       p1, p2,... pN - parameters generated in Matlab space as global
%       by initialising M-file
%-------------------------------------------------------------------------
if abs(flag)==1
%-------- Differential equations block (math. model in S-function) -------
% Calculation of variables and inputs
var1=... ; var2=... ;
U1=u(1); U2=u(2); ... UK=u(K);
% Differential equations (functions of right side dx/dt=f)
der1=f1(t, U1, U2,..., var1, var2,..., p1, p2,...);
der2=f2(t, U1, U2,..., var1, var2,..., p1, p2,...);
.  .  .  .  .  .  .  .  .  .  .  .  .  .  .  .  .  .
derL=fL(t, U1, U2,..., var1, var2,... , p1, p2,...);

sys=[der1; der2;...derL];
%-------------------------------------------------------------------------
elseif flag==3
%--------- Output variables ----------
out2=ff2(t, U1, U2, x(1), x(2),...);
.  .  .  .  .  .  .  .  .
outM=ffM(t, x(1), x(2),...);
sys(:,1)=t;
sys(:,2)=out2;
sys(:,M)=outM;
%-------------------------------------------------------------------------
elseif flag==0
sys=[...
L       % Number of continuous states
0       % Number of discrete states
M       % Number of outputs for flag=3
K       % Number of inputs (for vector u)
0       % Reserved for root finding. Must be zero.
1       % Direct feedthrough flag (1=yes, 0=no). The S-function
% has direct feedthrough if u is used during the flag=3 call
0       % Number of sample times. This is the number of rows in TS
1];     % This parameter in sys is optional for continuous system
x0=[x10;x20;...;xL0]; % internal initial conditions
else
sys=[]; % must be empty
end
```

Parameters and initials for the above file can be calculated in initialising M-file, where at the end of calculations appropriate figures can be made.

ELEKTROTECHNIKA
CZASOPISMO TECHNICZNE
TECHNICAL TRANSACTIONS
ELECTRICAL ENGINEERING
WYDAWNICTWO POLITECHNIKI KRAKOWSKIEJ
1-E/2012
ZESZYT 24
ROK 109
ISSUE 24
YEAR 109

ARKADIUSZ DZIECHCIARZ, MACIEJ SUŁOWICZ*

ZASTOSOWANIE ANALIZY FALKOWEJ DO DIAGNOZOWANIA USZKODZEŃ W SILNIKU INDUKCYJNYM PODCZAS PRACY PRZY ZMIENNYM OBCIĄŻENIU

APPLICATION OF WAVELET ANALYSIS FOR INDUCTION MOTOR FAULTS DIAGNOSTICS OPERATING AT VARIABLE LOAD

Streszczenie

Ocena stanu klatki wirnika silnika indukcyjnego opiera się na analizie prądu stojana. Analiza ta może zostać przeprowadzona w stanie ustalonym z wykorzystaniem transformacji FFT. Bardzo dobrym sposobem oceny stanu klatki jest analiza prądu rozruchowego z wykorzystaniem transformacji falkowej. Zaletą tej metody jest to, że możemy zaobserwować nie tylko obecność symptomów świadczących o uszkodzeniu klatki, lecz także charakter ich zmian w czasie. Okazuje się, że charakterystyczne symptomy, które świadczą o uszkodzeniu klatki występują również przy pracy silnika indukcyjnego ze zmiennym momentem obciążenia, czemu towarzyszy zmiana prędkości obrotowej oraz poślizgu. Stany dynamiczne, w których następuje zmiana momentu występują znacznie częściej niż rozruchy silnika, co zwiększa możliwości aplikacji tej metody. W artykule przedstawiono wyniki analizy falkowej prądu stojana silnika zmierzonego podczas pracy ze zmiennym obciążeniem

Słowa kluczowe: *silniki indukcyjne*, *diagnostyka*, *analiza falkowa*

Abstract

Technical condition assessment of induction motor can be done with stator current analysis. This analysis can be done in steady state with FFT transform. Starting current analysis with wavelet transform is a very good method of cage condition assessment. The advantage of this method is that we can observe how characteristic components vary in time. Characteristic fault symptoms can be observed when the machine is working with alternating load which causes rotor's angular speed and slip change. Transient states when the load changes, occur very often increases the application of this method. This paper presents the results of application wavelet transform in motor fault diagnostics in transient states.

Keywords: *induction motors*, *diagnostics*, *wavelet analysis*

* Mgr inż. Arkadiusz Dziechciarz, dr inż. Maciej Sułowicz, Instytut Elektromechanicznych Przemian Energii, Wydział Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej, Politechnika Krakowska.

1. Wstęp

Obecnie układy napędowe w wielu gałęziach przemysłu oparte są na silnikach indukcyjnych klatkowych. Jest to uwarunkowane względami ekonomicznymi i stosunkowo niedużym kosztem zakupu tych maszyn w porównaniu z innymi rodzajami maszyn do tego samego układu napędowego. Za zastosowaniem silników indukcyjnych w układach napędowych przemawiają również dobre właściwości regulacyjne tych maszyn, które łatwo można uzyskać dzięki połączeniom silnika do układu przekształtnikowego umożliwiającego płynną regulację prędkości obrotowej maszyny indukcyjnej.

Warunki, w jakich pracują maszyny są niekorzystne i często nie do końca przewidywalne. Każda poważna awaria powoduje zatrzymanie procesu technologicznego lub uszkodzenie innych maszyn współpracujących z danym zespołem napędowym, co wiąże się z dużymi stratami ekonomicznymi. Dlatego też wczesne wykrywanie niewielkich uszkodzeń jest tak bardzo ważne, gdyż pozwala uniknąć poważniejszych awarii [3–11]. Stąd też bardzo duże zainteresowanie diagnostyką i potrzebą poszukiwania, opracowywania i udoskonalania metod umożliwiających wczesne wykrywanie uszkodzeń [3–7, 9–11]. Metody bezinwazyjne kontrolowania stanu maszyn są bardzo popularne, gdyż bazują na sygnałach pomiarowo dostępnych, nie ingerując w pracę urządzeń, co pozwala na kontrolę stanu urządzenia w czasie rzeczywistym bez konieczności wyłączenia maszyny.

Dla silników indukcyjnych większość stosowanych metod analiz diagnostycznych, wykorzystuje sygnały diagnostyczne zarejestrowane podczas stanu ustalonego lub rozruchu [3–11]. Bardzo rzadko [10–11] lub w ogóle nie są wykorzystywane sygnały podczas przejściowych stanów pracy maszyny. W niniejszym artykule pokazano jak na tle dobrze znanych i skutecznych metod analizy prądu rozruchowego prezentuje się metoda analiz diagnostycznych przy zmiennym obciążeniu w dynamicznych stanach pracy maszyny. Jest to obiecująca i skuteczna metoda diagnostyczna, szczególnie dla maszyn pracujących w trybie ciągłym, dla których rozruchy występują sporadycznie.

2. Uszkodzenie klatki wirnika

Jednym z istotnych elementów silnika, który ulega uszkodzeniu jest wirnik, a w szczególności pręty lub pierścienie zwierające segmenty jego klatki. Pęknięcie pręta klatki czy pierścienia zwierającego powoduje powstanie magnetycznej oraz prądowej niesymetrii w obwodzie wirnika, co również przekłada się na niesymetrię stojana, która pociąga za sobą wiele negatywnych zjawisk, takich jak:

- zwiększenie strat i obniżenie sprawności,
- zwiększenie przyrostu temperatury uzwojenia stojana,
- odkształcenie przebiegu momentu rozruchowego,
- zwiększenie naciągu magnetycznego (większe obciążenie łożysk).

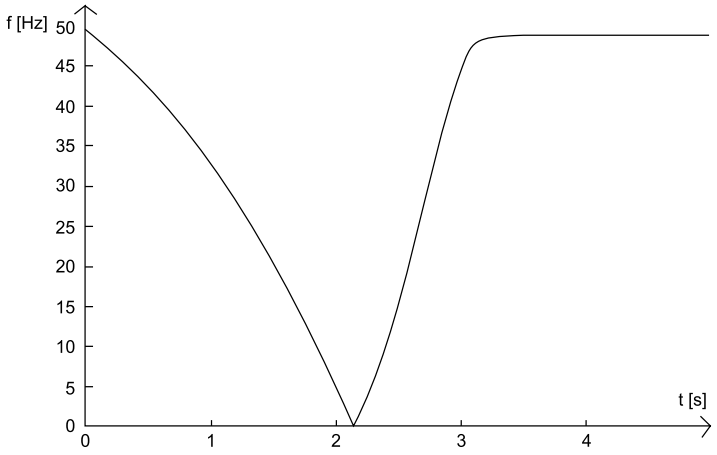
Nawet drobne pęknięcie pręta rozpoczyna proces niszczenia klatki. Uszkodzenie pręta klatki ma swoje odzwierciedlenie w widmie prądu stojana, gdyż na skutek powstałej niesymetrii indukują się dodatkowe składowe prądu określone wzorem [5, 6]:

$$f_b = (1 \pm 2ks) f_s \tag{1}$$

gdzie:

f_b – wykrywalne częstotliwości uszkodzeń prętów,
s – poślizg,
$k = 1, 2, 3, \ldots$,
f_s – częstotliwość napięcia zasilającego.

Lewa harmoniczna poślizgowa jest opisana wzorem $f_b = (1 - 2ks)f_s$ i jest ona najczęściej wyszukiwanym symptomem w sygnale prądu świadczącym o uszkodzeniu klatki. Przebieg tej harmonicznej podczas rozruchu silnika przedstawiono na rys. 1.



Rys. 1. Zmiana częstotliwości lewej harmonicznej poślizgowej podczas rozruchu silnika
Fig. 1. Left sideband harmonic waveform during motor start

Częstotliwość lewej harmonicznej poślizgowej wynosi 50 Hz w chwili, gdy maszyna jest załączana do pracy. W początkowej fazie rozruchu, gdy wirnik przyśpiesza, częstotliwość ta maleje i osiąga wartość 0 Hz dla poślizgu równego $s = 0{,}5$. Od tego momentu częstotliwość ponownie zwiększa się, osiągając prawie 50 Hz w stanie ustalonym. W stanie ustalonym częstotliwość harmonicznej poślizgowej jest prawie równa częstotliwości napięcia zasilającego.

Bardzo istotnym zadaniem jest wyodrębnienie tej składowej z rejestrowanego sygnału prądu rozruchowego. Szczególnie zauważalne w prądzie rozruchowym są zmiany harmonicznej poślizgowej przy uszkodzeniu klatki wirnika. Znanych jest kilka metod, które umożliwiają jej wyodrębnienie. Są to filtracja cyfrowa sygnałów, jak również ciągła i dyskretna transformacja falkowa.

3. Podstawy analizy falkowej

Ciągła transformacja falkowa sygnału $x(t)$ określona jest zależnością [1, 2]:

$$CWT_x(a,b) = (x, \psi_{a,b}) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)\psi^*_{a,b}(t)\,dt \tag{2}$$

gdzie:

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}}\psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \tag{3}$$

jest tzw. falką matką.

Parametr a jest współczynnikiem skali, od którego zależy kształt falki, natomiast parametr b jest współczynnikiem przesunięcia. Mnożenie przez współczynnik $\frac{1}{\sqrt{a}}$ ma zapewnić stałość energii sygnału po transformacji. Duże wartości parametru a ($a >> 1$) powodują rozciąganie falki i w związku z tym pomaga wyizolować długotrwałe cechy dynamiki sygnału, a w szczególności jego zachowanie się w stanie ustalonym.

Małe wartości parametru a ($0 < a$ 1) odpowiadają za ściskanie falki, dzięki czemu można zidentyfikować krótkotrwałe zachowania się sygnału. Wynik działania ciągłej transformacji falkowej badanego sygnału przedstawiane są na skalogramie, który przedstawia energię obliczonych współczynników falkowych za pomocą całki (2).

Ciągła transformata falkowa jest bardzo nadmiarowa z punktu widzenia diagnostyki. Poza tym wszelkie obliczenia przeprowadzane są za pomocą komputerów, które operują na słowach bitowych o skończonej długości oraz dysponują skończonym rozmiarem pamięci. Oznacza to, że niemożliwa jest zmiana parametrów skali a oraz przesunięcia b w sposób ciągły. Dlatego też wykorzystuje się skończony zbiór wartości parametrów skali oraz przesunięcia. Poddając parametr skali a oraz przesunięcia b dyskretyzacji, uzyskujemy dyskretną transformatę falkową.

Współczynnik skali i przesunięcia kwantyzuje się według wzoru [2]:

$$a = a_0^j \tag{4}$$

$$b = b_0 n a_0^j \tag{4a}$$

gdzie:

j, n – są odpowiednio współczynnikiem skali oraz przesunięcia.

Po podstawieniu do wzoru (3) oraz przekształceniu otrzymujemy:

$$\psi_{j,n}(t) = a_0^{-\frac{j}{2}}\psi(a_0^{-j}t - nb_0) \tag{5}$$

Przyjmując $a_0 = 2$ i $b_0 = 1$, uzyskuje się diadyczną ortonormalną bazę falkową przestrzeni $L^2(R)$.

$$\psi_{j,n}(t) = 2^{-\frac{j}{2}}\psi(2^{-j}t - n) = 2^{-\frac{j}{2}}\psi\left(\frac{t-2^j n}{2^j}\right) \tag{6}$$

Z powyższego wzoru widać, że współczynnik skali 2^{-j} jest związany z odwrotnością częstotliwości. Zmiana wartości j o 1 odpowiada dwukrotnej zmianie (skali) częstotliwości, mówimy więc w tym wypadku o skalowaniu diadycznym. Przesunięcie funkcji również zależy od współczynnika skali i wynosi $2^j n$. Współczynnik $2^{-\frac{j}{2}}$ jest współczynnikiem normalizującym.

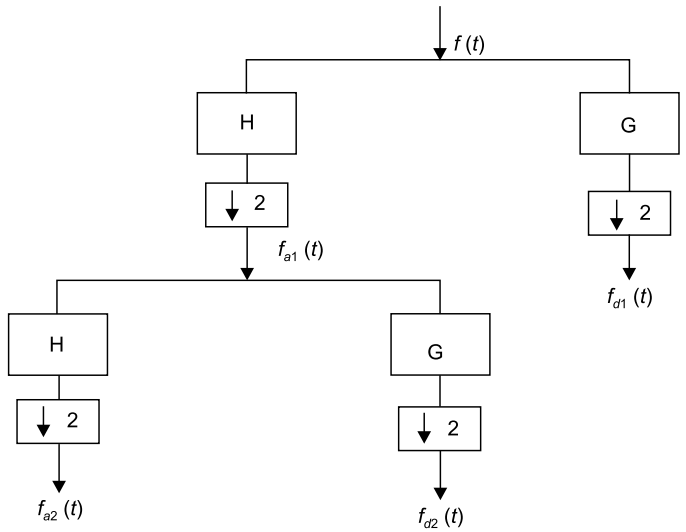
Dyskretna transformacja falkowa określona jest wzorem przedstawionym poniżej.

$$DWTx_{j,n} = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)\psi^*_{j,n}(n) \tag{7}$$

Dyskretna transformacja falkowa jest ściśle powiązana z analizą wielorozdzielczą. Badany sygnał może być przedstawiony w przestrzeniach o różnej rozdzielczości, a co za tym idzie może zawierać mniej bądź więcej składowych wysokoczęstotliwościowych, co z kolei przesądza o dokładności aproksymacji.

Za pomocą dyskretnej transformacji falkowej przeprowadza się pasmową filtrację sygnału. Do takiej filtracji wykorzystuje się funkcję skalującą oraz odpowiadającą jej falkę. Charakterystyka częstotliwościowa funkcji skalującej przypomina charakterystykę filtru dolnoprzepustowego, natomiast charakterystyka częstotliwościowa falki – filtru górnoprzepustowego. Współczynniki takich filtrów cyfrowych są ściśle powiązane z rodzajem falki oraz funkcji skalującej. Funkcja skalująca służy więc do aproksymacji sygnału, natomiast falka do wyodrębnienia składowych wysokoczęstotliwościowych.

Filtrację sygnału $f(t)$ na drugim poziomie dekompozycji przedstawia poniższy rysunek.



Rys. 2. Filtracja sygnału na drugim poziomie dekompozycji filtrami dolnoprzepustowymi *H* oraz górnoprzepustowymi *G* [2]

Fig. 2. Second level decomposition of a signal with highpass filters *H* and lowpass filters *G* [2]

Sygnał $f(t)$ jest równolegle podawany na wejście filtru dolnoprzepustowego *H*, który odpowiada funkcji skalującej $\varphi(t)$ oraz pasmowoprzepustowego (górnoprzepustowego) *G*, który odpowiada funkcji falkowej $\psi(t)$.

Składnik $f_{d1}(t)$ zawiera składowe wysokoczęstotliwościowe sygnału $f(t)$ uzyskane po filtracji sygnału na pierwszym poziomie i jest to tzw. detal. Z kolei składnik $f_{a1}(t)$ jest aproksymacją sygnału $f(t)$ na pierwszym poziomie dekompozycji uzyskaną w wyniku filtracji dol-

noprzepustowej. Sygnał $f_{a1}(t)$ jest ponownie przepuszczany równolegle przez parę filtrów w wyniku czego otrzymujemy detal $f_{d2}(t)$ z poziomu drugiego dekompozycji oraz aproksymację $f_{a2}(t)$ na poziomie drugim.

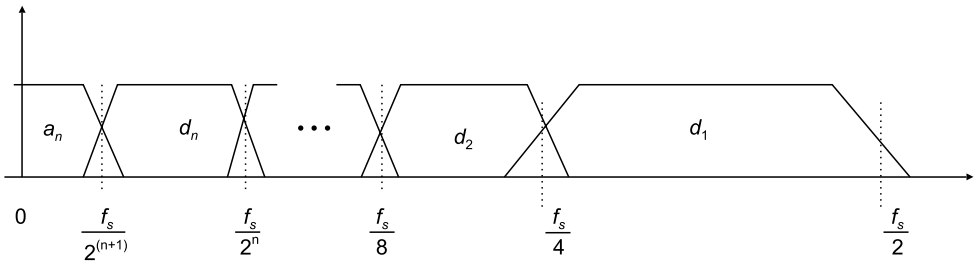
Wówczas zachodzą następujące równości:

$$\begin{aligned} f_{a1}(t) &= f_{a2}(t) + f_{d2}(t) \\ f(t) &= f_{a1}(t) + f_{d1}(t) \end{aligned} \tag{8}$$

Proces filtracji jest nadmiarowy. W wyniku filtracji sygnału o n próbkach dostajemy sygnał o długości $2n$. Dlatego też, aby temu zapobiec stosuje się tzw. downsampling, czyli usunięcie co drugiej próbki sygnału wejściowego, co na rys. 2. zaznaczone jest symbolem $\downarrow 2$.

Dekompozycję sygnału można przeprowadzić na dowolnej liczbie poziomów w zależności od potrzeb.

Każdy z $n + 1$ sygnałów, które otrzymuje się w wyniku dekompozycji oryginalnego sygnału na n-tym poziomie, zawiera składowe oryginalnego sygnału należące do określonego pasma częstotliwości.



Rys. 3. Pasma częstotliwości skojarzone z dekompozycją sygnału [6]

Fig. 3. Frequency bandwidths of DWT [6]

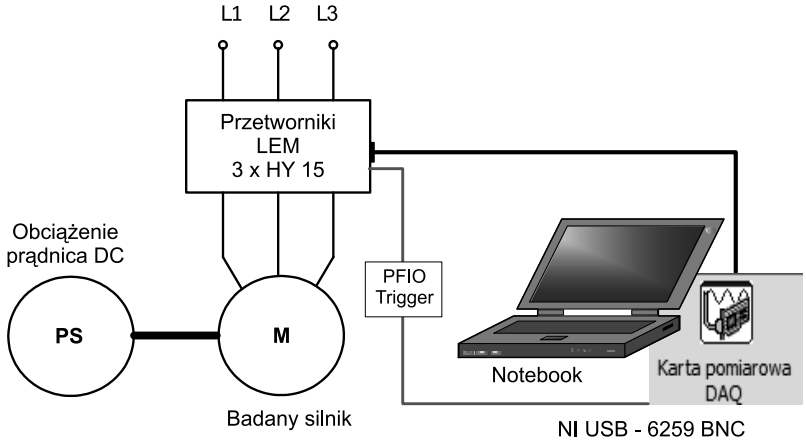
Na rysunku 3 widać zachodzenie poszczególnych pasm na siebie, co sprawia, że występują pewne przecieki pomiędzy sąsiednimi pasmami. Aby zminimalizować to zjawisko, do dekompozycji sygnału należy zawsze wybierać falkę o najwyższym rzędzie z danej rodziny falek.

4. Układ do rejestracji sygnałów i metoda pomiaru

W celu wyodrębnienia charakterystycznych cech z sygnałów, które świadczą o uszkodzeniu klatki przy pracy silnika indukcyjnego ze zmiennym momentem obciążenia, przygotowano układ pomiarowy do rejestracji sygnałów prądów stojana w stanach dynamicznych.

Badano zakłócenia momentu obciążenia dla silnika zdrowego i silnika z uszkodzeniem pręta klatki wirnika. Badania były prowadzone dla silnika Sg112M-4 o danych znamionowych: $P_N = 4$ kW, $U_N = 380$ V (Δ), $I_N = 8{,}6$ A, $n_N = 1430$ obr/min. Obciążenie silnika stanowiła prądnica prądu stałego, która pozwalała na dowolne obciążanie badanego silnika i symulowanie zakłóceń momentu obciążenia.

Schemat ideowy połączenia elementów stanowiska pomiarowego z układem akwizycji sygnałów przedstawiono na rys. 4.



Rys. 4. Ideowy schemat systemu akwizycji do badanego silnika

Fig. 4. Schematic of acquisition system

Wszystkie pomiary wykonano za pomocą zestawu akwizycji sygnałów składającego się z następujących elementów: karty pomiarowej NI USB-6259 BNC, przetworników prądowych LEM HY-15 z przekaźnikowym układem do wyzwalania pomiarów oraz komputera PC z oprogramowaniem do zbierania danych napisanym w języku Matlab.

Dla badanego silnika dla każdego przypadku zarejestrowano w tych samych chwilach czasowych przebiegi czasowe trzech prądów. Wszystkie sygnały rejestrowano z częstotliwością próbkowania 10 kHz, przy konfiguracji wejść analogowych karty pomiarowej w trybie różnicowym. Dane zbierano przez 60 sekund od chwili wyzwolenia pomiaru prądu rozruchowego przez układ wyzwalania. Pomiar był wyzwalany automatycznie przez podanie sygnału wyzwalającego z przekaźnika na wejście cyfrowe PFI0 karty pomiarowej.

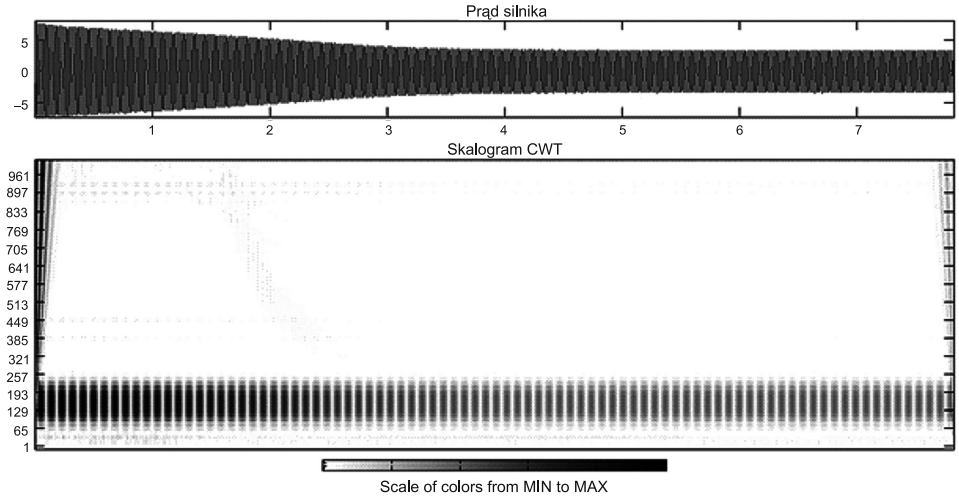
Po upływie około 10 sekund od rozruchu maszyny dokonano kilkukrotnego zakłócenia momentu obciążenia.

5. Wykrywanie uszkodzeń

Badanie stanu klatki wirnika można przeprowadzić dokonując analizy FFT prądu silnika i poszukując prążków o charakterystycznych częstotliwościach, które opisuje wzór (1). Metoda ta ma jednak swoje wady, gdyż pokazuje globalną zawartość częstotliwości w sygnale prądu, lecz nie mówi nam nic o czasie ich występowania. Z tego względu nadaje się tylko analizy prądu silnika w stanie ustalonym. Brak informacji o czasie wystąpienia określonych harmonicznych nie daje pewności, czy przyczyną ich obecności w widmie prądu jest na pewno uszkodzenie klatki. Klasyczny sposób diagnozowania uszkodzeń klatki wirnika wykorzystujący analizę falkową polega na badaniu prądu rozruchowego silnika.

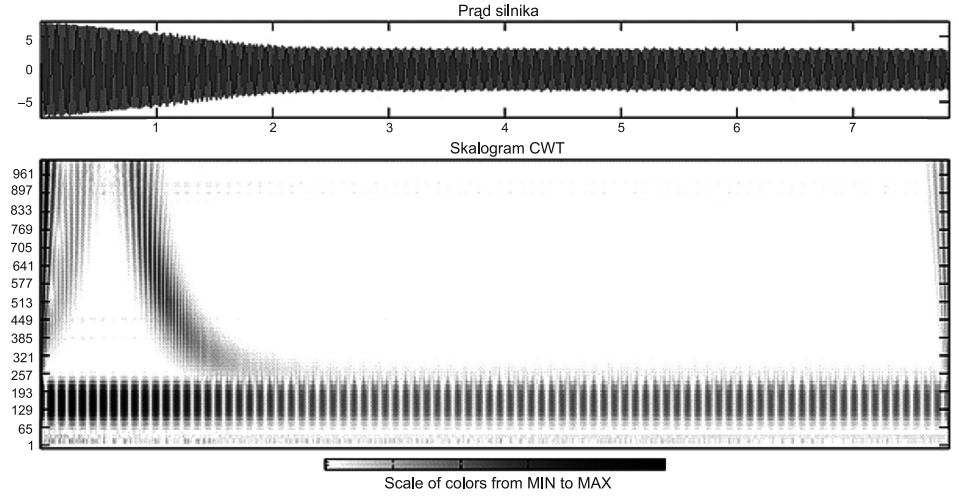
Rozruch silnika jest stanem przejściowym pracy maszyny, a więc sygnał prądu rozruchowego jest sygnałem niestacjonarnym. Do analizy sygnałów niestacjonarnych służą tzw. metody czasowo-częstotliwościowe, takie jak: STFT, transformacja Gabora czy też analiza falkowa.

Analiza falkowa jest przekształceniem czasowo-częstotliwościowym, dzięki czemu otrzymujemy informację na temat rozkładu częstotliwości w czasie. Ta cecha czyni przekształcenie falkowe bardzo przydatnym narzędziem do analizy sygnałów niestacjonarnych.



Rys. 5. Analiza prądu rozruchowego – silnik bez uszkodzeń

Fig. 5. Starting current analysis – healthy motor



Rys. 6. Analiza prądu rozruchowego – silnik z uszkodzoną klatką

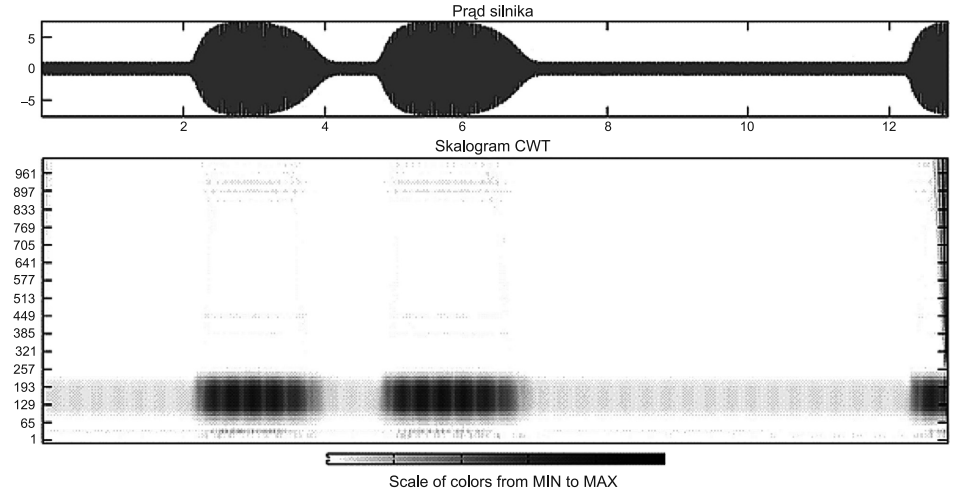
Fig. 6. Starting current analysis – broken bar

Badając prąd rozruchowy za pomocą falek otrzymujemy klarowny przebieg wspomnianej wcześniej lewej harmonicznej poślizgowej.

Wyniki ciągłej transformacji falkowej prądu rozruchowego przedstawiono na powyższych rysunkach. Do analizy wykorzystano falkę Morleta.

W przypadku uszkodzenia klatki wirnika w prądzie rozruchowym obecna jest lewa harmoniczna poślizgowa, co widać na rys. 6. Można zaobserwować jej przebieg na skalogramie, przy czym jest on odwrócony w stosunku do przebiegu pokazanego na rys. 1. Spowodowane jest to faktem, iż częstotliwość reprezentowana przez falkę jest odwrotnie proporcjonalna do współczynnika skali, a więc dla liniowego charakteru zmian częstotliwości otrzymamy nieliniowy przebieg na skalogramie. Na skalogramie dla silnika bez uszkodzeń przebiegu omawianej harmonicznej nie widać. Analiza prądu rozruchowego silnika indukcyjnego bardzo dobrze się sprawdza w wykrywaniu uszkodzeń klatki wirnika. Problemem jest jednak fakt, że w niektórych przypadkach rozruch silnika jest dokonywany rzadko, silnik pracuje bez przerwy przez dłuższy czas, więc badanie prądu rozruchowego byłoby w tym przypadku dość ograniczone. Jednak obciążenie silnika z reguły nie jest stałe zwłaszcza w przypadku układów napędowych. Stany przejściowe, takie jak zmiany momentu obciążenia i towarzyszące im zmiany prędkości obrotowej, występują bardzo często przy pracy silnika indukcyjnego.

Dlatego też uzasadnione wydaje się analizowanie prądu silnika w stanach przejściowych. Zmianie momentu obciążenia silnika indukcyjnego towarzyszy zmiana prędkości obrotowej, a co za tym idzie zmiana poślizgu, podobnie jak podczas rozruchu. Poniżej przedstawiono wyniki analizy falkowej prądu silnika podczas pracy ze zmiennym obciążeniem.

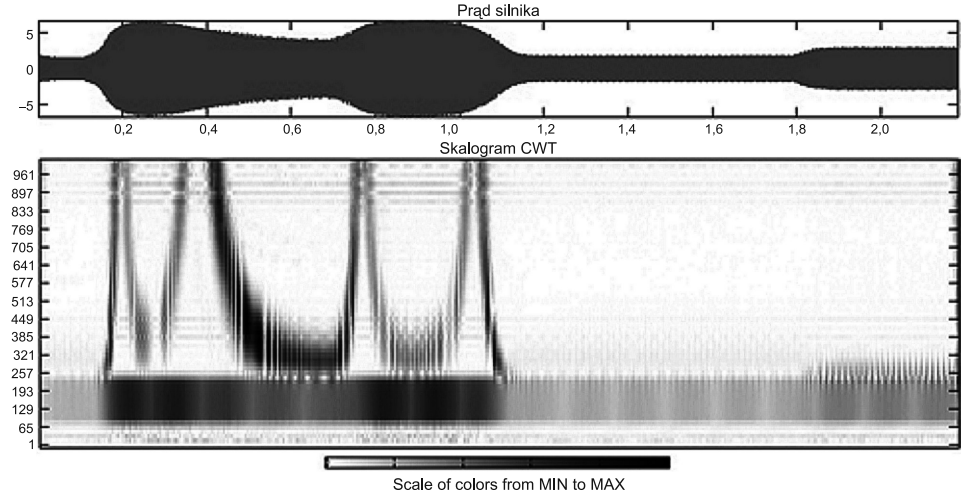


Rys. 7. Analiza prądu silnika w stanach przejściowych – silnik bez uszkodzeń

Fig. 7. Stator current in transient states – healthy motor

Na rysunku 8 widać, że przy każdej zmianie wartości prądu silnika na skalogramie pojawiają się dodatkowe współczynniki falkowe, które swoim rozmieszczeniem przypominają przebieg lewej harmonicznej poślizgowej, podobnie jak w przypadku rozruchu silnika. Wy-

krywanie obecności lewej harmonicznej poślizgowej w sygnale prądu silnika można również przeprowadzić za pomocą analizy wielorozdzielczej. Dekompozycję sygnału przeprowadzono do poziomu ósmego. Występowania charakterystycznej częstotliwości poszukiwano w sygnale aproksymacji i detalu ósmego. Zakresy częstotliwości zawartych w poszczególnych detalach oraz aproksymacji sygnału przedstawione są w tabeli poniżej.



Rys. 8. Analiza prądu silnika w stanach przejściowych – silnik z uszkodzoną klatką

Fig. 8. Stator current in transient states – broken bar

Tabela 1

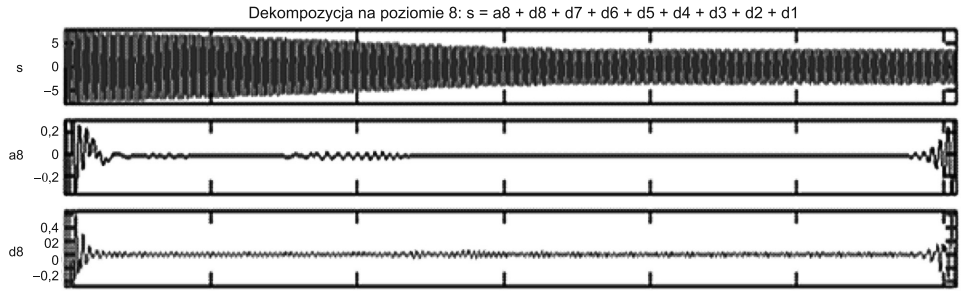
Przedziały częstotliwości związane z poziomami dekompozycji

Poziom dekompozycji	Przedziały częstotliwości dla aproksymacji	Przedziały częstotliwości dla detali
1	0–2,5 kHz	2,5–5 kHz
2	0–1,25 kHz	1,25–2,5 kHz
3	0–625 Hz	0,625–1,25 kHz
4	0–312,5 Hz	312,5–625 Hz
5	0–156,25 Hz	156,25–312,5 Hz
6	0–78,125 Hz	78,125–156,25 Hz
7	0–39,06 Hz	39,06–78,125 Hz
8	0–19,53 Hz	19,53–39,06 Hz

Do analizy użyto falki Daubechies45 (db45) jako falki o najwyższym rzędzie z rodziny falek Daubechies w celu zminimalizowania zjawiska przecieków częstotliwości pomiędzy sąsiednimi pasmami.

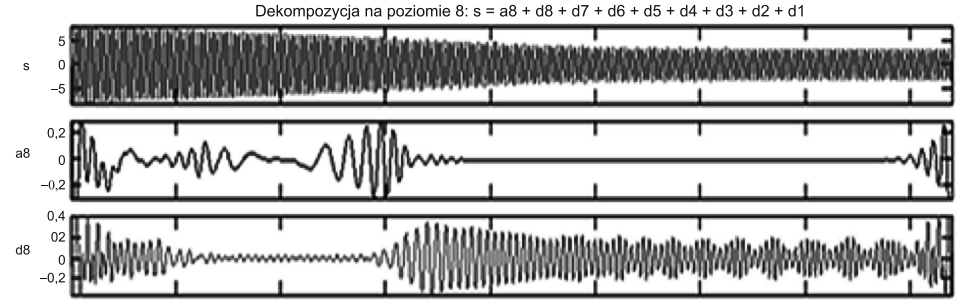
Sygnał aproksymacji dla silnika zdrowego jest poza brzegami niemal równy zero. Ewentualne wartości, które się pojawiają są bardzo małe. Tak samo jest w przypadku detalu ósme-

go. W przypadku silnika z uszkodzonymi prętami sygnał aproksymacji przyjmuje większe wartości w dwóch miejscach, po czym maleje do zera. Podobnie jest z detalem ósmym, którego wartość oscyluje wokół zera tylko w wąskim przedziale czasu, natomiast poza nim przyjmuje znacznie większe wartości.



Rys. 9. Dekompozycja sygnału prądu silnika zdrowego na poziomie 8 – rozruch silnika

Fig. 9. Healthy motor's current decomposition on 8th level – motor's start

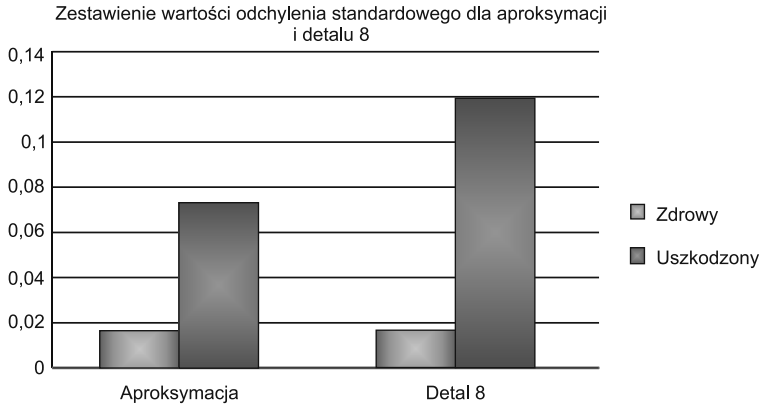


Rys. 10. Dekompozycja sygnału prądu silnika uszkodzonego na poziomie 8 – rozruch silnika

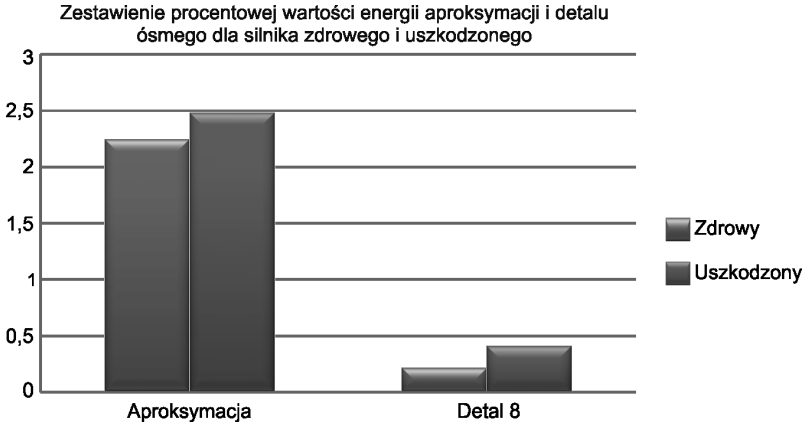
Fig. 10. Decomposition of faulty motor's current on 8th level – motor's start

Dobrym parametrem określającym różnicę w szczegółach w badanych sygnałach dla obu przypadków jest odchylenie standardowe [8]. Procentowa wartość energii poszczególnych detali oraz aproksymacji zawiera również cenne informacje o zmianach występujących w sygnałach uzyskanych po dekompozycji falkowej sygnału prądu silnika. Wartość odchylenia standardowego, jak i procentowej energii obliczono dla sygnału aproksymacji oraz detalu ósmego dla dwóch badanych przypadków, gdyż w tych sygnałach zawiera się przebieg lewej harmonicznej poślizgowej. Porównanie ich wartości przedstawiono na rys. 11 oraz rys. 12. Widać, że w przypadku silnika uszkodzonego, wartość odchylenia standardowego przyjmuje znacznie większe wartości niż dla silnika zdrowego.

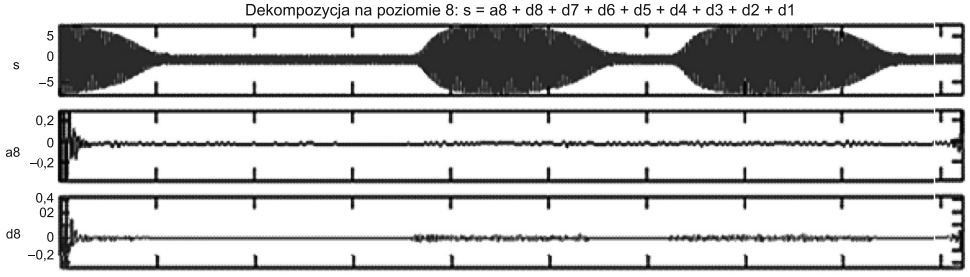
Podobnie dzieje się w przypadku procentowej energii detalu ósmego oraz aproksymacji. Spowodowane jest to tym, iż w przypadku wystąpienia uszkodzenia prętów klatki rośnie amplituda lewej harmonicznej poślizgowej, a więc procentowa energia sygnału zawierającego lewą harmoniczną poślizgową jest większa.



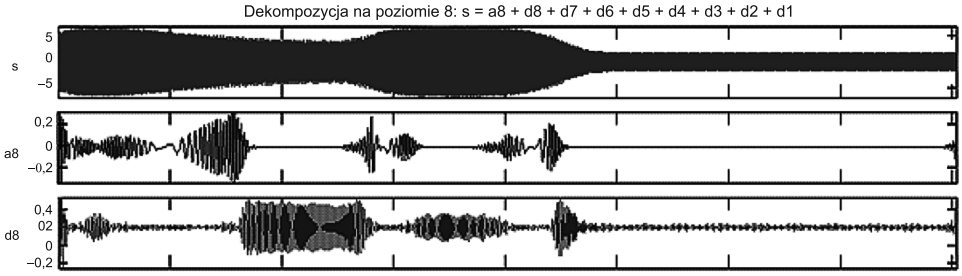
Rys. 11. Wartości odchylenia standardowego dla silnika zdrowego i uszkodzonego
Fig.11. Standard deviation for healthy motor and motor with faults



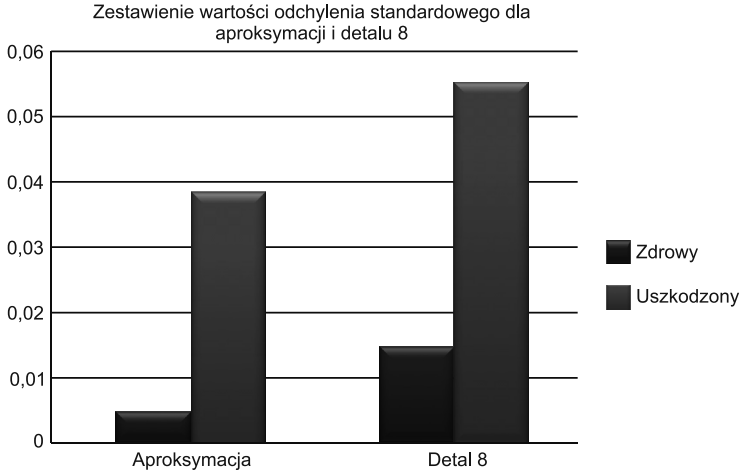
Rys. 12. Wartości procentowej energii dla silnika zdrowego i uszkodzonego
Fig. 12. Percentage energy for healthy motor and motor with faults



Rys. 13. Dekompozycja sygnału prądu silnika zdrowego na poziomie 8 – zmienne obciążenie
Fig. 13. Healthy motor's current decomposition on 8th level – transient states



Rys. 14. Dekompozycja sygnału prądu silnika uszkodzonego na poziomie 8 – zmienne obciążenie
Fig. 14. Decomposition of faulty motor's current on 8th level – transient states

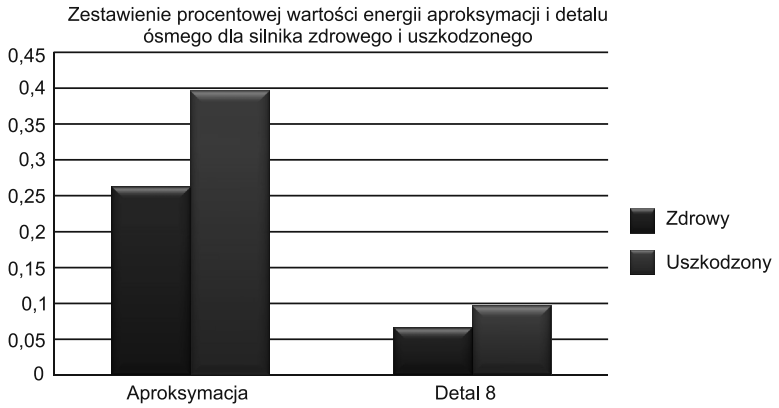


Rys. 15. Wartości odchylenia standardowego dla silnika zdrowego i uszkodzonego – zmienne obciążenie
Fig. 15. Standard deviation for healthy motor and motor with faults – transient states

W trakcie pomiarów, silnik zasilany był obniżonym napięciem 230 V. Po dokonaniu rozruchu silnika zmieniano moment obciążenia przez zmianę napięcia wzbudzenia prądnicy obcowzbudnej, która była sprzęgnięta wałem z badanym silnikiem. Celem takiego działania było uzyskanie przejściowych stanów pracy silnika indukcyjnego.

Zwiększenie momentu obciążenia skutkowało wzrostem prądu silnika, co można zaobserwować na przebiegach z rys. 13 oraz rys. 14. Jak widać, przebiegi prądów na omawianych rysunkach nieco się różnią. Ich wartości zwiększają się w innych chwilach czasowych. Wynika to z faktu, iż w obydwu przypadkach chwile załączania momentu obciążenia były różne, co więcej czas trwania stanu obciążenia też był inny. Nie wpływa to jednak na przeprowadzenie analiz dla uzyskanych sygnałów, gdyż istotą przeprowadzonych badań było zbadanie występowania symptomów uszkodzenia podczas zmiennych warunków pracy silnika. Na rys. 13 widać, że podczas zmiany wartości prądu wartość współczynników aproksymacji praktycznie nie ulega zmianie. Poza brzegami wartość aproksymacji jest praktycznie równa

zero, a ewentualne zmiany są bardzo małe i trudno dostrzegalne w tej skali. Wartości detalu ósmego zachowują się podobnie. Na rys. 14 przedstawiono przebiegi sygnału prądu i jego dekompozycji dla silnika z uszkodzonymi prętami klatki wirnika. W tym przypadku aproksymacja sygnału prądu osiąga większe wartości podczas stanów przejściowych. Widać wyraźnie, że przy zmianie wartości prądu pojawiają się większe wartości aproksymacji, która osiąga wartość bliską zero po czasie około sześciu sekund, gdy moment obciążenie został wyłączony.



Rys. 16. Wartości procentowej energii dla silnika zdrowego i uszkodzonego
Fig. 16. Percentage energy for healthy motor and motor with faults

Podobny charakter ma przebieg ósmego detalu, który oscyluje wokół zera, zwiększając swoją wartość przy zmianach wartości prądu silnika. Odchylenie standardowe aproksymacji i detalu ósmego jest większe w przypadku silnika uszkodzonego niż w przypadku silnika zdrowego. Porównanie ich wartości zobrazowano na rys. 15. Również procentowa wartość energii aproksymacji oraz detalu ósmego jest większa w przypadku uszkodzonego silnika niż w przypadku silnika zdrowego. Spowodowane jest to tym, iż przy zmianie prędkości obrotowej (a więc również przy zmianie poślizgu), w sygnale prądu silnika uszkodzonego pojawia się przebieg lewej harmonicznej poślizgowej, co powoduje zwiększenie się energii aproksymacji oraz detalu ósmego.

6. Podsumowanie

W artykule przedstawiono wyniki zastosowania analizy falkowej w diagnostyce silników indukcyjnych. Ze względu na charakter sygnałów poddanych analizie, falki okazały się skutecznym narzędziem do ekstrakcji charakterystycznych cech sygnałów świadczących o uszkodzeniu maszyny. Analiza sygnału prądowego polegała na jego badaniu podczas pracy silnika przy zmiennej prędkości wirowania, takich jak rozruch silnika i praca przy obciążeniu zmiennym momentem oporowym. Podczas takich zmian najbardziej uwydatniają się zjawiska świadczące o awarii silnika. Ponadto amplitudy składowych odpowiadających konkretnemu uszkodzeniu są zazwyczaj większe w stanach przejściowych niż w stanach ustalonych.

Stosowanie metod o charakterze lokalnym, a taką metodą jest bez wątpienia analiza falkowa, jest w tym przypadku wskazane.

Dzięki zastosowaniu ciągłej transformacji falkowej obecność symptomów świadczących o awarii klatki wirnika możemy wykryć wizualnie gdyż współczynniki falkowe zawarte na skalogramie bardzo dobrze obrazują przebieg tzw. lewej harmonicznej poślizgowej, charakterystycznej składowej przy uszkodzeniu klatki wirnika. Zastosowanie analizy wielorozdzielczej sygnału prądu również dawało bardzo dobre rezultaty w poszukiwaniu cech sygnału świadczących o uszkodzeniu. Podobnie jak w poprzednim przypadku, metoda bardzo dobrze się sprawdzała podczas rozruchu i podczas pracy silnika przy zmiennym momencie obciążenia. Poziom dekompozycji zapewniał zawieranie się lewej harmonicznej poślizgowej w sygnale aproksymacji oraz detalu z najwyższego poziomu, gdyż górna graniczna częstotliwość pasma tych sygnałów była mniejsza od wartości częstotliwości napięcia zasilania.

Należy podkreślić, że zaprezentowana w artykule metoda diagnostyki silników przy zmiennym momencie obciążenia jest bardzo obiecująca i można z powodzeniem zastosować ją do maszyn pracujących ciągle i niemających zbyt wielu rozruchów. W trakcie pracy tych maszyn częściej niż rozruchy będą występować stany dynamiczne, w których następuje zmiana momentu warunkująca powodzenie stosowania przedstawionej metody. Połączenie tej metody diagnostycznej oraz możliwości automatycznej rejestracji sygnałów podczas występowania stanów dynamicznych może pozwolić w przyszłości na opracowanie automatycznych systemów do skutecznej ceny stanu klatki silników indukcyjnych pracujących w trybie ciągłym.

Literatura

[1] Białasiewicz J.T., *Falki i aproksymacje*, Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, Warszawa 2000.

[2] Augustyniak P., *Transformacja falkowe w zastosowaniach elektrodiagnostycznych*, Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne AGH, Kraków 2003.

[3] Kowalski C.T., *Zastosowanie analizy falkowej w diagnostyce silników indukcyjnych*, Przegląd Elektrotechniczny R. 82, Nr 1/2006.

[4] Rad M., *Ciągła transformata falkowa jako narzędzie wspierające diagnostykę silników indukcyjnych*, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne Nr 77/2007.

[5] Rad M., *Automatyczna diagnostyka klatki wirnika na podstawie prądu rozruchu silnika indukcyjnego*, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne Nr 79/2008.

[6] Riera-Guasp M., Antonino-Daviu J.A., Pineda-Sanchez M., Puche-Panadero R., *A general approach for the transient detection of slip-dependent fault components based on the discrete wavelet transform*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, no. 12, December 2008.

[7] Cusido J., Romeral L., Ortega J.A., Rosero J.A., Garcia Espinosa A., *Fault Detection in Induction Machines Using Power Spectral Density in Wavelet Decomposition*, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.55, no.2, pp.633-643, Feb. 2008.

[8] Zając M., *Metody falkowe w monitoringu i diagnostyce układów elektromechanicznych*, Wydawnictwo Politechniki Krakowskiej, Kraków 2009.

[9] Kechida R., Menacer A., *DWT wavelet transform for the rotor bars faults detection in induction motor*, Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS), 2011 2nd International Conference, Nov. 2011, 1-5, 15-17.

[10] Antonino-Daviu J., Aviyente S., Strangas E., Riera-Guasp M., *A scale invariant algorithm for the automatic diagnosis of rotor bar failures in induction motors*, Industrial Electronics (ISIE), 2011 IEEE International Symposium, 27–30 June 2011, 496-501.

[11] Gritli Y., Rossi C., Zarri L., Filippetti F., Chatti A., Casadei D., Stefani A., *Advanced diagnosis of broken bar fault in induction machines by using Discrete Wavelet Transform under time-varying condition*, Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2011 IEEE International, 15–18 May 2011, 424-429.

ELEKTROTECHNIKA
CZASOPISMO TECHNICZNE
TECHNICAL TRANSACTIONS
ELECTRICAL ENGINEERING
WYDAWNICTWO POLITECHNIKI KRAKOWSKIEJ
1-E/2012
ZESZYT 24
ROK 109
ISSUE 24
YEAR 109

MICHAŁ RADZIK*

BEZPOŚREDNIE WYZNACZANIE STANU USTALONEGO W MASZYNACH SYNCHRONICZNYCH W PRZYPADKU OKRESOWEJ ZMIENNOŚCI MOMENTU MECHANICZNEGO

DIRECT DETERMINATION OF THE STEADY STATE IN SYNCHRONOUS MACHINES FOR PERIODIC VARIABILITY OF MECHANICAL TORQUE

Streszczenie

W artykule przedstawiono algorytm wykorzystujący metodę bilansu harmonicznych do znajdowania rozwiązania stanu ustalonego w maszynie synchronicznej pobudzanej momentem mechanicznym z okresową składową przemienną zależną od kąta obrotu wirnika. Problem jest skomplikowany, gdyż obecność składnika okresowego prowadzi do zagadnień nieliniowych. Opisana procedura pozwala na bezpośrednie wyznaczanie widm Fouriera najważniejszych wielkości opisujących maszynę synchroniczną. Przykładowe obliczenia wykonano dla silnika synchronicznego pracującego w stanie ustalonego synchronizmu i obciążonego momentem mechanicznym okresowo zmiennym o zadanym przebiegu.

Słowa kluczowe: *stan ustalony*, *maszyna synchroniczna*, *widmo Fouriera*

Abstract

This paper presents an algorithm that uses the harmonic balance method for finding the steady-state solution in the moment of excited synchronous machine with periodic mechanical component of the alternating depending on the angle of rotation of the rotor. The problem is complicated because the presence of periodic component leads to problems of nonlinear. This procedure allows the direct determination of the Fourier spectra of the most important volumes describing the synchronous machine. Sample calculations were performed for a synchronous motor operating in the state of synchronism and fixed mechanical load torque varying periodicaly at a specifed course.

Keywords: *steady state*, *synchronous machine*, *Fourier spectrum*

* Dr inż. Michał Radzik, Zespół Placówek Kształcenia Zawodowego, Nowy Sącz.

1. Wstęp

Specyfika budowy maszyn synchronicznych sprawia, że są one wykorzystywane w roli prądnic lub silników. Przy pracy prądnicowej jako układy napędowe stosuje się m.in. silniki spalinowe [1]. Z kolei w roli silnika maszyna synchroniczna może być wykorzystana np.: do napędu dużych kompresorów tłokowych [2]. W takich sytuacjach mogą pojawić się kołysania (oscylacje) wymuszone maszyn synchronicznych [3]. Są one spowodowane tym, że moment napędowy generatora synchronicznego albo moment obciążenia silnika synchronicznego są periodycznie zmienne. Przyczyną pulsowania momentu mechanicznego jest głównie pulsujący charakter siły działającej na tłoki cylindrów, a wynikającej ze zmiennego ciśnienia medium (spalin) w cylindrach. Oscylacje momentu mechanicznego, które zależą od kąta obrotu wału maszyny tłokowej φ, powodują wahania prędkości o charakterze pulsacyjnym, co w konsekwencji prowadzi do wahań kąta mocy (kąta obciążenia) ϑ [4]. Zmieniająca się w czasie wielkość kąta ϑ pociąga za sobą zmiany amplitud prądów w poszczególnych uzwojeniach maszyny synchronicznej.

Oddziaływanie kąta obrotu i prędkości kątowej wirnika na prądy i strumienie skojarzone w maszynie wymusza, w celu wyznaczenia stanu ustalonego, konieczność rozwiązywania równania mechanicznego łącznie z równaniami obwodów elektrycznych. W konsekwencji otrzymuje się układ co najmniej sześciu równań różniczkowych charakteryzujących się nieliniowością strukturalną, której głównym powodem jest wyrażenie na moment elektromagnetyczny występujące w równaniu mechanicznym, które zależy od prądów maszyny [5]. Wyznaczenie w takim przypadku rozwiązania analitycznego nie jest możliwe, gdyż nie opracowano dotychczas ogólnej metody rozwiązywania nieliniowych równań różniczkowych zwyczajnych. Wyjściem z sytuacji jest zastosowanie metod numerycznych pozwalających na znalezienie rozwiązania przybliżonego. Najbardziej popularna z nich sprowadza się do całkowania równań dynamiki maszyny przy zadanych warunkach początkowych. Rozwiązanie ustalone uzyskuje się każdorazowo po odpowiednio długim czasie całkowania przekraczającym czas trwania stanu nieustalonego, wywołanego pojawieniem się składowej okresowej. Poza tym takie podejście nie pozwala wniknąć w istotne właściwości przebiegów okresowych. Możliwość taką daje zastosowanie opisanego w pracy [6] algorytmu iteracyjnego. Wykorzystuje on metodę bilansu harmonicznych do precyzyjnego i jednoznacznego określania poszczególnych harmonicznych w przebiegach zmiennych stanu maszyny.

Koncepcja zastosowania prezentowanego algorytmu została pokazana na przykładowych obliczeniach symulacyjnych przeprowadzonych dla silnika synchronicznego jawnobiegunowego pracującego synchronicznie i obciążonego momentem mechanicznym z okresową składową przemienną będącą funkcją kąta obrotu wirnika. Wybrano typowe warunki pracy odpowiadające zasilaniu uzwojeń stojana z trójfazowej sieci sztywnej, a uzwojenia wzbudzenia z sieci napięcia stałego. Ponadto założono liniowość obwodu magnetycznego maszyny oraz konstrukcję silnika czyniącą zasadnym użycie opisu obwodowego przy dwuosiowej reprezentacji obwodów tłumiących wirnika. Wobec powyższych ograniczeń metoda bilansu harmonicznych może być zastosowana, gdyż istnieje punkt równowagi statycznej układu, odpowiadający momentowi średniemu.

2. Dostosowanie równań opisujących maszynę synchroniczną do metody bilansu harmonicznych

Rozwiązywanie równań maszyny synchronicznej zapisanych we współrzędnych naturalnych sprawia duże trudności ze względu na zależność indukcyjności własnych i wzajemnych maszyny od kąta obrotu wirnika. Istotne ułatwienie obliczeń uzyskuje się przez zapisanie równań w innym układzie współrzędnych. W zależności od postawionego problemu można skorzystać z zamieszczonych w pracy [7] gotowych macierzy transformacji dla układów trójfazowych. Z analizy przeprowadzonej w pracy [8] wynika, iż stosując metodę bilansu harmonicznych, wygodnie jest posługiwać się zespolonymi szeregami Fouriera. W związku z tym zdecydowano się na sprowadzenie równań maszyny synchronicznej do układu współrzędnych wirujących (0, +, –).

Prądy i napięcia faz stojana po transformacji do wybranego układu współrzędnych mają postać:

$$\begin{bmatrix} i^0(t) \\ i^+(t) \\ i^-(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \mathrm{e}^{-j\Omega_s t} & 0 \\ 0 & 0 & \mathrm{e}^{j\Omega_s t} \end{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}; \quad a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \tag{1a}$$

$$\begin{bmatrix} u^0(t) \\ u^+(t) \\ u^-(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \mathrm{e}^{-j\Omega_s t} & 0 \\ 0 & 0 & \mathrm{e}^{j\Omega_s t} \end{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a(t) \\ u_b(t) \\ u_c(t) \end{bmatrix} \tag{1b}$$

Kąt obrotu na płaszczyźnie zespolonej dobrano tak, aby napięcia

$$\begin{bmatrix} u_a(t) \\ u_b(t) \\ u_c(t) \end{bmatrix} = \sqrt{2}U \begin{bmatrix} \cos(\Omega_s t) \\ \cos(\Omega_s t - 120^{\mathrm{o}}) \\ \cos(\Omega_s t - 240^{\mathrm{o}}) \end{bmatrix} \tag{2}$$

w nowym układzie współrzędnych miały wartości stałe.

$$\begin{bmatrix} u^0 \\ u^+ \\ u^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{\frac{3}{2}}U \\ \sqrt{\frac{3}{2}}U \end{bmatrix} \tag{3}$$

Równania maszyny synchronicznej sprowadzone do układu współrzędnych wirujących przyjmują postać (4a). Świadomie pominięto w nich zależność dla składowej zerowej, gdyż równanie to ma zerowe rozwiązanie i dodatkowo prąd $i^0(t)$ nie występuje w żadnym z pozostałych równań. Komplet równań dynamiki maszyny synchronicznej uzyskuje się dopiero po uzupełnieniu zależności (4a) równaniem mechanicznym (4b).

$$\begin{bmatrix} u^+ \\ u^- \\ u'_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s i^+ \\ R_s i^- \\ R'_f i'_f \\ R'_D i'_D \\ R'_Q i'_Q \end{bmatrix} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} \psi^+ \\ \psi^- \\ \psi'_f \\ \psi'_D \\ \psi'_Q \end{bmatrix} + j\Omega_s \begin{bmatrix} \psi^+ \\ -\psi^- \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{4a}$$

$$J \frac{\mathrm{d}^2 \varphi}{\mathrm{d}t^2} + D \frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}t} = T_{em} + T_m(\varphi); \quad T_{em} = jp(i^- \psi^+ - i^+ \psi^-) \tag{4b}$$

Poszukiwanymi wielkościami w układzie równań (4a, b) są prądy $i^+(t)$, $i^-(t)$, $i'_f(t)$, $i'_D(t)$, $i'_Q(t)$ oraz kąt obrotu wirnika $\varphi(t)$. Kąt ten z pewnością nie może być przedstawiony w postaci szeregu Fouriera, co jest wymagane przy stosowaniu metody bilansu harmonicznych, gdyż jego wartość ciągle narasta w czasie. W tej sytuacji uwzględnienie przyjętych założeń odnośnie do pracy synchronicznej, warunków zasilania i amplitudy składowej okresowej w momencie mechanicznym niepowodującej wypadnięcia maszyny z synchronizmu pozwala na zapis,

$$\varphi(t) = (\Omega_s / p) \cdot t + \Delta\varphi(t); \qquad \Delta\varphi(t) = \Delta\varphi(t + T) \tag{5}$$

który po podstawieniu do równania mechanicznego modyfikuje je do postaci:

$$J \frac{\mathrm{d}^2 \Delta\varphi}{\mathrm{d}t^2} + D \frac{\mathrm{d}\Delta\varphi}{\mathrm{d}t} = T_{em} + T_m(\varphi) - D(\Omega_s / p) \tag{6}$$

Równania obwodów elektrycznych maszyny (4a) uzupełnione zmodyfikowanym równaniem ruchu (6) posłużą jako punkt wyjścia do dalszych obliczeń.

3. Równania bilansu harmonicznych dla maszyny synchronicznej

W pracy [7] opisano korzystny sposób przedstawiania równań matematycznych ułatwiający obliczenia z wykorzystaniem metody bilansu harmonicznych. Stosując się do proponowanego zapisu zależności (4a) i (6), łączy się w jedno równanie wektorowe:

$$\frac{\mathrm{d}^2}{\mathrm{d}t^2} \boldsymbol{F}_2(\boldsymbol{x}) + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \boldsymbol{F}_1(\boldsymbol{x}) + \boldsymbol{F}_0(\boldsymbol{x}) = \boldsymbol{0} \tag{7}$$

w którym:

$$x = [i^+ \quad i^- \quad i'_f \quad i'_D \quad i'_Q \quad \Delta\varphi]^T; \quad \boldsymbol{F}_2(\boldsymbol{x}) = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad J\Delta\varphi]^T;$$

$$\boldsymbol{F}_1(\boldsymbol{x}) = \begin{bmatrix} \psi^+(i^+, i^-, i'_f, i'_D, i'_Q, \Delta\varphi) \\ \psi^-(i^+, i^-, i'_f, i'_D, i'_Q, \Delta\varphi) \\ \psi'_f(i^+, i^-, i'_f, i'_D, i'_Q, \Delta\varphi) \\ \psi'_D(i^+, i^-, i'_f, i'_D, i'_Q, \Delta\varphi) \\ \psi'_Q(i^+, i^-, i'_f, i'_D, i'_Q, \Delta\varphi) \\ D\Delta\varphi \end{bmatrix}; \quad \boldsymbol{F}_0(\boldsymbol{x}) = \begin{bmatrix} R_s i^+ + j\Omega_s \psi^+(i^+, i^-, i'_f, i'_D, i'_Q, \Delta\varphi) - \sqrt{\frac{3}{2}}U \\ R_s i^- - j\Omega_s \psi^-(i^+, i^-, i'_f, i'_D, i'_Q, \Delta\varphi) - \sqrt{\frac{3}{2}}U \\ R'_f i'_f - U'_f \\ R'_D i'_D \\ R'_Q i'_Q \\ -T_{em}(i^+, i^-, i'_f, i'_D, i'_Q, \Delta\varphi) - T_m(\varphi) + D\Omega_s / p \end{bmatrix}$$

Wektory $\boldsymbol{x}$, $\boldsymbol{F}_2$, $\boldsymbol{F}_1$ i $\boldsymbol{F}_0$ przewiduje się w postaci zespolonych szeregów Fouriera o nieznanym okresie $T_x = 2\pi/\Omega_x = 1/f_x$:

$$\boldsymbol{x} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \boldsymbol{X}_k \mathrm{e}^{jk\Omega_x t} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \begin{bmatrix} I_k^+ \\ I_k^- \\ I'_{f,k} \\ I'_{D,k} \\ I'_{Q,k} \\ \phi_k \end{bmatrix} \cdot \mathrm{e}^{jk\Omega_x t}; \quad \boldsymbol{F}_2 = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \boldsymbol{F}_{2,k} \mathrm{e}^{jk\Omega_x t} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \begin{bmatrix} F_{2,k}^1 \\ F_{2,k}^2 \\ F_{2,k}^3 \\ F_{2,k}^4 \\ F_{2,k}^5 \\ F_{2,k}^6 \end{bmatrix} \cdot \mathrm{e}^{jk\Omega_x t} \tag{8}$$

$$\boldsymbol{F}_1 = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \boldsymbol{F}_{1,k} \mathrm{e}^{jk\Omega_x t} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \begin{bmatrix} F_{1,k}^1 \\ F_{1,k}^2 \\ F_{1,k}^3 \\ F_{1,k}^4 \\ F_{1,k}^5 \\ F_{1,k}^6 \end{bmatrix} \cdot \mathrm{e}^{jk\Omega_x t}; \quad \boldsymbol{F}_0 = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \boldsymbol{F}_{0,k} \mathrm{e}^{jk\Omega_x t} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \begin{bmatrix} F_{0,k}^1 \\ F_{0,k}^2 \\ F_{0,k}^3 \\ F_{0,k}^4 \\ F_{0,k}^5 \\ F_{0,k}^6 \end{bmatrix} \cdot \mathrm{e}^{jk\Omega_x t} \tag{9}$$

a następnie podstawia do równania wektorowego (7), co umożliwia otrzymanie algebraicznych związków między współczynnikami poszczególnych szeregów.

$$-\left(\sum_{k=-\infty}^{\infty} (k\Omega_x)^2 \boldsymbol{F}_{2,k} \mathrm{e}^{jk\Omega_x t} \right) + \left(\sum_{k=-\infty}^{\infty} jk\Omega_x \boldsymbol{F}_{1,k} \mathrm{e}^{jk\Omega_x t} \right) + \left(\sum_{k=-\infty}^{\infty} \boldsymbol{F}_{0,k} \mathrm{e}^{jk\Omega_x t} \right) = \boldsymbol{0} \tag{10}$$

Kolejną czynnością jest bilansowanie szeregów polegające na porównaniu do siebie współczynników przy tych samych funkcjach bazowych po obydwu stronach równania (10). W rezultacie otrzymuje się układ nieskończenie wielu nieliniowych równań algebraicznych o nieskończonej liczbie niewiadomych (11). Wykorzystanie zaproponowanych w pracy [7] macierzowych i wektorowych reprezentacji szeregów Fouriera pozwala na zapis zależności (11) w skondensowanej postaci (11a), która ułatwi zapisy formalne w dalszych etapach pracy.

$$-\text{diag}\begin{bmatrix}\vdots\\ \boldsymbol{\Omega}^2\\ \mathbf{0}\\ \boldsymbol{\Omega}^2\\ \vdots\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\vdots\\ \boldsymbol{F}_{2,1}\\ \boldsymbol{F}_{2,0}\\ \boldsymbol{F}_{2,-1}\\ \vdots\end{bmatrix}+\text{diag}\begin{bmatrix}\vdots\\ j\boldsymbol{\Omega}\\ \mathbf{0}\\ -j\boldsymbol{\Omega}\\ \vdots\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\vdots\\ \boldsymbol{F}_{1,1}\\ \boldsymbol{F}_{1,0}\\ \boldsymbol{F}_{1,-1}\\ \vdots\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\vdots\\ \boldsymbol{F}_{0,1}\\ \boldsymbol{F}_{0,0}\\ \boldsymbol{F}_{0,-1}\\ \vdots\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\vdots\\ \mathbf{0}\\ \mathbf{0}\\ \mathbf{0}\\ \vdots\end{bmatrix} \tag{11}$$

gdzie:

$\boldsymbol{\Omega} = 2\pi f_x \mathbf{E}$; $\mathbf{E}$ – macierz jednostkowa o wymiarach [6 × 6]

$$-(\boldsymbol{\Omega})^2 \cdot \boldsymbol{F}_2(\boldsymbol{x}) + j \cdot \boldsymbol{\Omega} \cdot \boldsymbol{F}_1(\boldsymbol{x}) + \boldsymbol{F}_0(\boldsymbol{x}) = \mathbf{0} \tag{11a}$$

4. Wyznaczanie częstotliwości bazowej poszukiwanych rozwiązań

W celu wyznaczenia nieznanego okresu T_x przyjęto, że moment obciążenia silnika synchronicznego posiada składową stałą T_0 i składową monoharmoniczną o amplitudzie T_1:

$$T_m(\varphi) = T_0 + T_1 \cdot \cos(M \cdot \varphi) \tag{12}$$

Okresowość momentu $T_m(\varphi)$ względem kąta daje się sprowadzić do okresowości względem czasu.

$$T_m(t) = T_m(t + T_x) \tag{13}$$

Powyższy zapis oznacza, że po upływie czasu T_x, powtarza się przebieg momentu obciążenia na wale silnika.

W stanie ustalonego synchronizmu i z uwzględnieniem przyjętego we wstępie sposobu zasilania prędkość kątowa silnika synchronicznego będzie się wahać okresowo z częstotliwością składowej przemiennej momentu mechanicznego f_x.

$$\omega(t) = \Omega_0 + \Delta\omega(t) = (\Omega_s / p) + \Delta\omega(t) = (\Omega_s / p) + \Delta\omega(t + T_x) \tag{14}$$

Z wyrażenia (14) i zależności $\dfrac{\mathrm{d}\varphi(t)}{\mathrm{d}t} = \omega(t)$ wynika, że:

$$\varphi(t) = (\Omega_s / p) \cdot t + \Delta\varphi(t); \qquad \Delta\varphi(t) = \Delta\varphi(t + T_x) \tag{15}$$

Moment obciążenia (12) przyjmuje po uwzględnieniu (13) i (15) następującą postać:

$$T_m(\varphi) = T_0 + T_1 \cdot \cos(M \cdot \varphi) = T_0 + T_1 \cdot \cos\left[M \cdot \left(\frac{\Omega_s}{p} \cdot t + \frac{\Omega_s}{p} \cdot T_x + \Delta\varphi(t)\right)\right] = T_m(t) \tag{16}$$

Aby po czasie T_x wyrażenie $T_0 + T_1 \cdot \cos\left[M \cdot \left(\frac{\Omega_s}{p} \cdot t + \frac{\Omega_s}{p} \cdot T_x + \Delta\varphi(t)\right)\right]$ było równe wyrażeniu $T_0 + T_1 \cdot \cos\left[M \cdot \left(\frac{\Omega_s}{p} \cdot t + \Delta\varphi(t)\right)\right]$, co wynika z okresowości momentu $T_m(\varphi)$ względem kata φ, to musi być spełniony warunek:

$$M \cdot \frac{\Omega_s}{p} \cdot t + M \cdot \frac{\Omega_s}{p} \cdot T_x + M \cdot \Delta\varphi(t) = M \cdot \frac{\Omega_s}{p} \cdot t + M \cdot \Delta\varphi(t) + 2\pi \tag{17}$$

Ostatecznie:

$$T_x = (p/M) \cdot T_s$$

gdzie:

$T_s = 1/f_s$ – okres zmian napięcia w sieci trójfazowej (18)

natomiast częstotliwość bazowa poszukiwanych rozwiązań wynosi:

$$f_x = (M/p) \cdot f_s \tag{19}$$

5. Rozwiązywanie równań bilansu harmonicznych

Nieliniowa zależność współczynników równania (11a) od poszukiwanego rozwiązania powoduje, że do jego rozwiązania należy zastosować metody numeryczne, które pozwalają jedynie na znalezienie rozwiązania przybliżonego. W rozpatrywanym przypadku zdecydowano się na procedurę iteracyjną Newtona-Raphsona o ogólnej postaci (20) ze względu na jej szybką zbieżność.

$$\boldsymbol{x}^{i+1} = \boldsymbol{x}^i - \mathbf{J}(\boldsymbol{x}^i)^{-1} \cdot \boldsymbol{F}(\boldsymbol{x}^i) \tag{20}$$

gdzie:

$$\boldsymbol{F}(\boldsymbol{x}) = -(\boldsymbol{\Omega})^2 \cdot \boldsymbol{F}_2(\boldsymbol{x}) + j \cdot \boldsymbol{\Omega} \cdot \boldsymbol{F}_1(\boldsymbol{x}) + \boldsymbol{F}(\boldsymbol{x}) \tag{21}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{J}(\boldsymbol{x}) = \frac{\partial \boldsymbol{F}(\boldsymbol{x})}{\partial \boldsymbol{x}} &= -(\boldsymbol{\Omega})^2 \cdot \frac{\partial \boldsymbol{F}_2(\boldsymbol{x})}{\partial \boldsymbol{x}} + j \cdot \boldsymbol{\Omega} \cdot \frac{\partial \boldsymbol{F}_1}{\partial \boldsymbol{x}} + \frac{\partial \boldsymbol{F}_0(\boldsymbol{x})}{\partial \boldsymbol{x}} = \\ &= -(\boldsymbol{\Omega})^2 \cdot \mathbf{F}_{d,2}(\boldsymbol{x}) + j \cdot \boldsymbol{\Omega} \cdot \mathbf{F}_{d,1}(\boldsymbol{x}) + \mathbf{F}_{d,0}(\boldsymbol{x}) \end{aligned} \tag{22}$$

Do wyznaczenia macierzy $\mathbf{F}_{d,2}(\boldsymbol{x})$, $\mathbf{F}_{d,1}(\boldsymbol{x})$ i $\mathbf{F}_{d,0}(\boldsymbol{x})$ zastosowano sposób postępowania opisany w pracy [8]. Zgodnie z nim należy najpierw zbudować macierze (23), dla których następnie tworzy się ich szeregi Fouriera (24) oraz macierzowe reprezentacje (25).

$$\mathbf{F}_{d,n}(\boldsymbol{x}) = \frac{\partial \boldsymbol{F}_n(\boldsymbol{x})}{\partial \boldsymbol{x}} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_{n,1}}{\partial i^+} & \frac{\partial f_{n,1}}{\partial i^-} & \frac{\partial f_{n,1}}{\partial i'_f} & \frac{\partial f_{n,1}}{\partial i'_D} & \frac{\partial f_{n,1}}{\partial i'_Q} & \frac{\partial f_{n,1}}{\partial \Delta\varphi} \\ \frac{\partial f_{n,2}}{\partial i^+} & \frac{\partial f_{n,2}}{\partial i^-} & \frac{\partial f_{n,2}}{\partial i'_f} & \frac{\partial f_{n,2}}{\partial i'_D} & \frac{\partial f_{n,2}}{\partial i'_Q} & \frac{\partial f_{n,2}}{\partial i\Delta\varphi} \\ \frac{\partial f_{n,3}}{\partial i^+} & \frac{\partial f_{n,3}}{\partial i^-} & \frac{\partial f_{n,3}}{\partial i'_f} & \frac{\partial f_{n,3}}{\partial i'_D} & \frac{\partial f_{n,3}}{\partial i'_Q} & \frac{\partial f_{n,3}}{\partial \Delta\varphi} \\ \frac{\partial f_{n,4}}{\partial i^+} & \frac{\partial f_{n,4}}{\partial i^-} & \frac{\partial f_{n,4}}{\partial i'_f} & \frac{\partial f_{n,4}}{\partial i'_D} & \frac{\partial f_{n,4}}{\partial i'_Q} & \frac{\partial f_{n,4}}{\partial \Delta\varphi} \\ \frac{\partial f_{n,5}}{\partial i^+} & \frac{\partial f_{n,5}}{\partial i^-} & \frac{\partial f_{n,5}}{\partial i'_f} & \frac{\partial f_{n,5}}{\partial i'_D} & \frac{\partial f_{n,5}}{\partial i'_Q} & \frac{\partial f_{n,5}}{\partial \Delta\varphi} \\ \frac{\partial f_{n,6}}{\partial i^+} & \frac{\partial f_{n,6}}{\partial i^-} & \frac{\partial f_{n,6}}{\partial i'_f} & \frac{\partial f_{n,6}}{\partial i'_D} & \frac{\partial f_{n,6}}{\partial i'_Q} & \frac{\partial f_{n,6}}{\partial \Delta\varphi} \end{bmatrix}; \quad n \in \{0,1,2\} \tag{23}$$

$$\mathbf{F}_{d,n}(x) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \mathbf{F}_{n,k}^{d} \cdot \mathrm{e}^{jk\Omega_x t}; \quad n \in \{0,1,2\} \tag{24}$$

$$\mathbf{F}_{d,n}(x) = \begin{bmatrix} & \vdots & \vdots & \vdots & \\ \cdots & \mathbf{F}_{n,0}^{d} & \mathbf{F}_{n,1}^{d} & \mathbf{F}_{n,2}^{d} & \cdots \\ \cdots & \mathbf{F}_{n,-1}^{d} & \mathbf{F}_{n,0}^{d} & \mathbf{F}_{n,1}^{d} & \cdots \\ \cdots & \mathbf{F}_{n,-2}^{d} & \mathbf{F}_{n,-1}^{d} & \mathbf{F}_{n,0}^{d} & \cdots \\ & \vdots & \vdots & \vdots & \end{bmatrix} \quad \text{dla} \quad n \in \{0,1,2\} \tag{25}$$

Wszystkie wektory i macierze w równaniu (20) mają wymiary nieskończone. Wykorzystanie do jego rozwiązania komputera narzuca konieczność ograniczenia poszczególnych elementów w związku (20) do rozmiarów skończonych.

Wartościami początkowymi (startowymi) dla użytej procedury iteracyjnej może być rozwiązanie stanu ustalonego w maszynie synchronicznej, obliczone przy założeniu, że moment mechaniczny posiada tylko składową stałą.

6. Wyniki badań dla okresowego momentu mechanicznego zależnego od kąta obrotu wirnika

W celu zbadania technicznej użyteczności opisanego algorytmu dokonano jego implementacji numerycznej w programie komercyjnym MATLAB. Do obliczeń użyto danych konstrukcyjnych silnika GAe-148s o danych znamionowych P_N = 1250 kW, U_N = 6 kV, $\cos\varphi_N$= 0,9, n_N = 750 obr/min, J_s = 250 kg·m^2. Badania symulacyjne przeprowadzono dla dwóch wybranych przypadków przebiegu okresowego momentu obciążenia na wale badanego silnika synchronicznego:

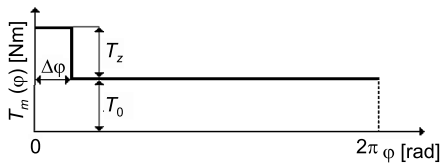
a) moment obciążenia opisano zależnością matematyczną (26), natomiast za wszystkie pozostałe parametry przyjęto dane znamionowe silnika:

$$T_m(\varphi) = T_N + 0{,}1T_N \cdot \cos(\varphi) \tag{26}$$

gdzie:

T_N – moment znamionowy silnika,

b) moment obciążenia zamodelowano w sposób pokazany na rysunku 1. Pozostałe wielkości użyte w symulacji przyjęto jako znamionowe zwiększając jedynie dwukrotnie moment bezwładności silnika $J = 2J_s$ i obniżając prąd wzbudzenia do poziomu $I'_f = 0{,}9I'_{fN}$.



Rys. 1. Moment oporowy z okresową składową impulsową dla T_z = 10 000 Nm, T_0 = 10 000 Nm, , $\Delta\varphi = 0{,}2\pi$

Fig. 1. The moment of resistance of the periodic component of the pulse at T_z = 10 000 Nm, T_0 = 10 000 Nm, , $\Delta\varphi = 0{,}2\pi$

Wyniki obliczeń numerycznych dla dwóch rozpatrywanych przypadków (a, b) zaprezentowano na kolejnych rysunkach (odpowiednio rys. 2 i rys. 3). Przedstawiają one widma amplitudowe kilku najważniejszych harmonicznych prądu stojana fazy „a", prądu wzbudzenia oraz prędkości kątowej silnika z wykorzystaniem skali decybelowej, ze względu na duże różnice w wartościach poszczególnych harmonicznych. Przejście z prezentowanych w dziedzinie częstotliwości rozwiązań na przebiegi czasowe nie stanowi większego problemu. W tym celu należy otrzymane z algorytmu iteracyjnego (20) zbiory wartości współczynników I_k^+, I_k^-, $I'_{f,k}$, $I'_{D,k}$, I'_{Qk} oraz ϕ_k o indeksach $-N \le k \le N$ podstawić do następujących szeregów Fouriera:

$$i_a(t) = \frac{1}{\sqrt{3}}\left[\sum_{k=-N}^{N} I_k^+ \cdot \mathrm{e}^{j(\Omega_s + k\Omega_x)t} + \sum_{k=-N}^{N} I_k^{+*} \cdot \mathrm{e}^{-j(\Omega_s + k\Omega_x)t}\right] =$$

$$= \sum_{k=-N}^{N} I_k \cdot \cos[2\pi(f_s + k \cdot (f_s / p))t + \alpha_k^+] \tag{27}$$

$$i'_f(t) = \sum_{k=-N}^{N} I'_{f,k} \cdot \mathrm{e}^{jk\Omega_x t} = I_{f0} + \sum_{k=1}^{N} I_{fk} \cdot \cos(2\pi k \cdot (f_s / p)t + \beta_k) \tag{28}$$

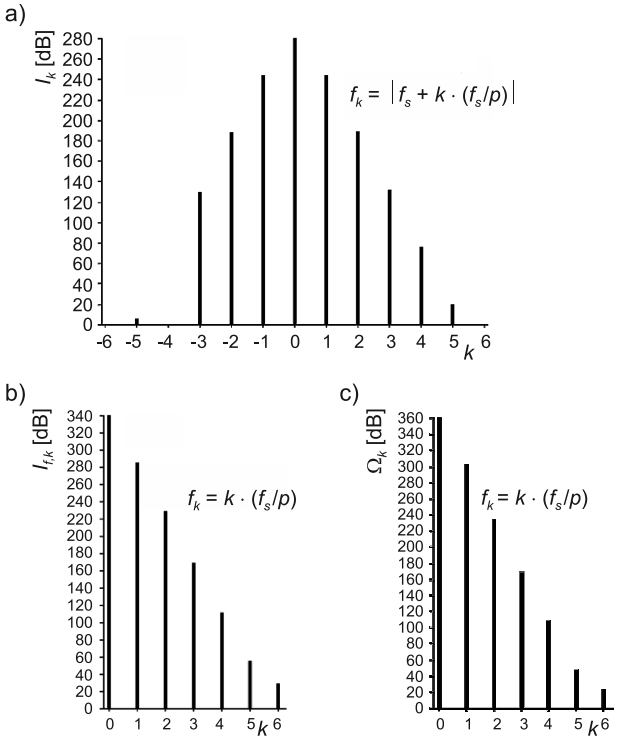
$$\omega(t) = \frac{\Omega_s}{p} + \sum_{\substack{k \neq 0 \\ k=-N}}^{N} jk\Omega_x \phi_k \cdot \mathrm{e}^{jk\Omega_x t} = \frac{\Omega_s}{p} + \sum_{k=1}^{N} \Omega_k \cdot \cos(2\pi k \cdot (f_s / p)t + \gamma_k) \tag{29}$$

Charakter prezentowanych widm amplitudowych wielkości pomiarowo dostępnych w silniku synchronicznym ukazuje zależność pomiędzy rodzajem pojawiających się w poszczególnych przebiegach harmonicznych a występującym na wale maszyny synchronicznej momentem mechanicznym. Najbogatszym źródłem informacji są w obydwu przypadkach widma amplitudowe prądu stojana, które zawierają blisko dwukrotnie więcej harmonicznych niż odpowiadające im widma prądu wzbudzenia i prędkości kątowej.

W widmie z rysunku 2a dominuje harmoniczna I_0 o częstotliwości $f_0 = 50$ Hz. Kolejne harmoniczne o numerach I_{-1} i I_1 mające częstotliwości odpowiednio $f_{-1} = 37{,}5$ Hz i $f_1 = 62{,}5$ Hz posiadają amplitudy blisko stukrotnie mniejsze od amplitudy składowej I_0. Podobnie wygląda sytuacja z kolejnymi harmonicznymi I_{-2} i I_2, którym odpowiadają częstotliwości $f_{-2} =$ 25 Hz i $f_2 = 75$ Hz. Ich amplitudy są już o ponad cztery rzędy wielkości mniejsze od amplitudy składowej zerowej. Brak w prezentowanym widmie harmonicznej I_{-4} wynika z faktu, że jej częstotliwość powinna wynosić $f_{-4} = 0$ Hz, co odpowiada wartości średniej prądu stojana fazy 'a'. Dla przyjętych założeń wartość ta wynosi zero.

W widmie amplitudowym prądu wzbudzenia (rys. 2b) dominuje harmoniczna I_{f0} odpowiadająca wartości średniej tego prądu. Każda z kolejnych harmonicznych ma wartość mniejszą od poprzedniej, a różnica między dwoma kolejnymi składowymi wynosi co najmniej dwa rzędy wielkości. Takie same relacje można dostrzec pomiędzy poszczególnymi harmonicznymi widma prędkości kątowej wirnika (rys. 2c).

W przypadku momentu obciążenia ze składową impulsową w widmie prądu stojana (rys. 3a) również dominującą jest składowa I_0 o częstotliwości $f_0 = 50$ Hz. Amplitudy dwóch

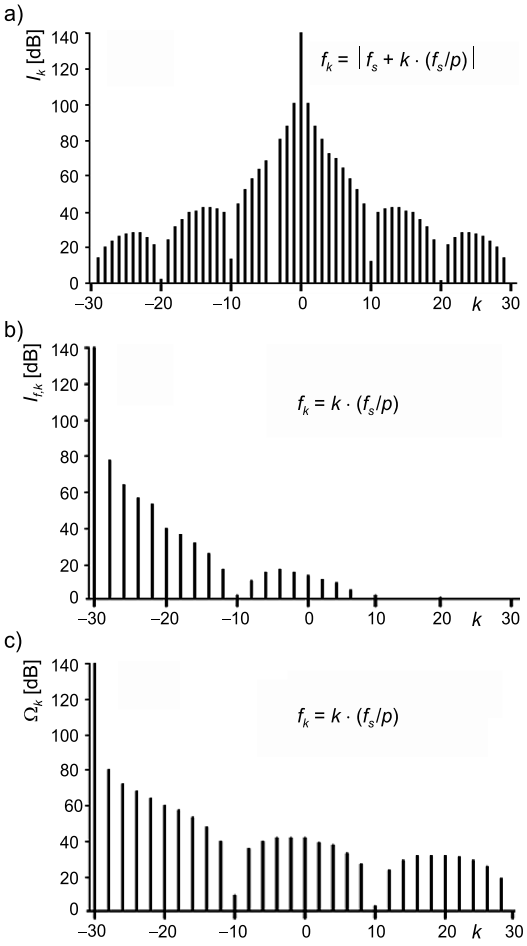


Rys. 2. Widma Fouriera dla momentu obciążenia ze składową monoharmoniczną: a) prądu stojana fazy „a" (poziom odniesienia $I_0 \cdot 10^{-14}$), b) prądu wzbudzenia (poziom odniesienia $I_{f0} \cdot 10^{-17}$), c) prędkości kątowej wirnika (poziom odniesienia $\Omega_0 \cdot 10^{-18}$)

Fig. 2. Fourier spectrum for the load torque of mono-harmonic component of a: a) stator current phase „a" (reference level $I_0 \cdot 10^{-14}$), b) rotor current, (reference level $I_{f0} \cdot 10^{-17}$), c) angular velocity (reference level $\Omega_0 \cdot 10^{-18}$)

kolejnych harmonicznych I_{-1} i I_1 o częstotliwościach odpowiednio 37,5 Hz i 62,5 Hz są od niej blisko sto razy mniejsze. Natomiast amplitudy składowych I_{-2} i I_2 o odpowiadających im częstotliwościach 25 Hz i 75 Hz są już około pięćsetkrotnie mniejsze od amplitudy składowej I_0. Wartości kolejnych składowych widma osiągają coraz mniejsze amplitudy w stosunku do składowej zerowej. Brak obecności na omawianym rysunku składowej I_{-4} o częstotliwości $f_{-4} = |50 - 4 \cdot (50/4)| = 0$ Hz świadczy o braku różnej od zera wartości średniej prądu stojana. Zdecydowanie mniejsze od sąsiednich składników widma amplitudy harmonicznych o numerach $k = \pm 10, \pm 20, \pm 30$ są konsekwencją jedynie nieliniowości układu równań opisujących maszynę synchroniczną. Z zależności $f_k = |f_s + k \cdot (f_s/p)|$ wynika, że w widmie amplitudowym prądu stojana każda częstotliwość pojawia się dwukrotnie. Harmoniczne I_{-3}, I_{-2}, I_{-1}, I_0, I_1, I_2, I_3, I_4, …, mają częstotliwości odpowiednio 12,5 Hz, 25 Hz, 37,5 Hz, 50 Hz, 62,5 Hz, 75 Hz, 87,5 Hz, 100 Hz, … . Takie same częstotliwości przypisane są do składowych I_{-5}, I_{-6}, I_{-7}, I_{-8}, I_{-9}, I_{-10}, I_{-11}, I_{-12}, …, z tą jednak różnicą, że składowe te

wirują w kierunku przeciwnym do kierunku wirowania harmonicznych I_{-3}, I_{-2}, I_{-1}, I_0, I_1, I_2, I_3, I_4, … . Oznacza to, że prądy stojana będą niesymetryczne. Oczywiście dla dużych wartości k odpowiednie harmoniczne są bardzo małe, więc wspomniana asymetria prądów będzie praktycznie niezauważalna. Niewykluczone, że dla innych danych niesymetria prądów stojana będzie się powiększać i zjawisko asymetrii stanie się zauważalne.



Rys. 3. Widma Fouriera dla momentu obciążenia ze składową impulsową: a) prądu stojana fazy ‘a’ (poziom odniesienia $I_0 \cdot 10^{-7}$), b) prądu wzbudzenia (poziom odniesienia $I_{f,0} \cdot 10^{-7}$), c) prędkości kątowej wirnika (poziom odniesienia $\Omega_0 \cdot 10^{-7}$)

Fig. 3. Fourier spectrum for the load torque of the pulse component of a: a) stator current phase ‘a’ (reference level $I_0 \cdot 10^{-7}$), b) rotor current (reference level $I_{f,0} \cdot 10^{-7}$), c) angular velocity (reference level $\Omega_0 \cdot 10^{-7}$)

W widmie prądu wzbudzenia z rysunku 3b najwyższą wartość osiąga harmoniczna $I_{f,0}$ o częstotliwości 0 Hz. Amplituda kolejnej harmonicznej $I_{f,1}$ o częstotliwości równej 12,5 Hz

ma wartość ponad tysiąckrotnie mniejszą od wartości składowej zerowej. Wraz ze wzrostem k maleją amplitudy kolejnych harmonicznych. Mniejsze wartości składników widma o numerach k = 10, 20, … są spowodowane brakiem tychże harmonicznych w momencie obciążenia silnika. Rozkład widma Fouriera prędkości kątowej wirnika (rys. 3c) przypomina rozkład widma amplitudowego prądu wzbudzenia (rys. 3b). Różnica polega przede wszystkim na tym, że kolejne harmoniczne w widmie prędkości maleją wolniej niż w przypadku składowych $I_{f,k}$.

7. Wnioski

W artykule opisano algorytm, który pozwala na wyznaczanie stanu ustalonego w maszynie synchronicznej pracującej w stanie ustalonego synchronizmu i współpracującej z maszyną roboczą charakteryzującą się tym, że moment mechaniczny na wale maszyny synchronicznej zawiera okresową składową przemienną zależną od kąta obrotu wirnika. Otrzymane w wyniku zastosowania opisanej procedury rozwiązanie jest wyznaczone bezpośrednio w dziedzinie częstotliwości, a stanowią je między innymi widma Fouriera prądu stojana i prądu wzbudzenia oraz prędkości kątowej wirnika. Widma te charakteryzują się tym, że pozbawione są tła i zawierają tylko te składowe, które rzeczywiście są rozwiązaniem postawionego zagadnienia. W związku z tym prezentowany algorytm może stanowić przydatne narzędzie do analizy właściwości dynamicznych maszyn synchronicznych w fazie poznawczej i badawczej.

Literatura

[1] Pawlik M., Strzelczyk F., *Elektrownie*, wydanie piąte zmienione, WNT, Warszawa 2009.

[2] Laible Th., *Die Theorie der Synchronmaschine im nichtstationären Betrieb*, Springer-Verlag, Berlin/Göttingen/Heidelberg 1952.

[3] Paszek W., *Dynamika maszyn elektrycznych prądu przemiennego*, Wydawnictwo Helion, Gliwice 1998.

[4] Anuszczyk J., *Maszyny elektryczne w energetyce. Zagadnienia wybrane*, WNT, Warszawa 2005.

[5] Skwarczyński J., Tertil Z., *Maszyny elektryczne*, Skrypt AGH nr 1510, Kraków 1997.

[6] Radzik M., *Algorytm bezpośredniego określania stanów ustalonych w maszynach synchronicznych z uwzględnieniem równania ruchu*, praca doktorska, Politechnika Krakowska, Kraków 2011.

[7] Sobczyk T.J., *Metodyczne aspekty modelowania matematycznego maszyn indukcyjnych*, WNT, Warszawa 2004.

[8] Sobczyk T.J., *Direct determination of two-periodic solution for nonlinear dynamic systems*, Compel, James & James Science Pub. Ltd., Vol. 13, No. 3, 1994.

ELEKTROTECHNIKA
CZASOPISMO TECHNICZNE
TECHNICAL TRANSACTIONS
ELECTRICAL ENGINEERING
WYDAWNICTWO POLITECHNIKI KRAKOWSKIEJ
1-E/2012
ZESZYT 24
ROK 109
ISSUE 24
YEAR 109

BARTOSZ ROZEGNAŁ*

ZASTOSOWANIE TRANSFORMACJI FALKOWEJ DO WYKRYWANIA ZWARĆ W LINII DWUSTRONNIE ZASILANEJ CZ. I – OKREŚLENIE BAZY DANYCH WZORCÓW TRANSFORMACJI FALKOWEJ

SHORT CIRCUITS DETECTION IN DOUBLE SOURCED ELECTRICAL LINES PART I – DWT DATABESE PREPARATION

Streszczenie

W artykule przedstawiono próbę wykorzystania transformacji falkowych do wykrywania zwarcia w elektroenergetycznej linii przesyłowej dwustronnie zasilanej. Część I jest poświęcona utworzeniu bazy danych wzorców dla takich transformacji na podstawie wyników symulacji dynamicznego modelu matematycznego linii dwustronnie zasilanej. W celu wyboru tego modelu dokonano porównania dwóch odwzorowań o różnym stopniu uproszczenia opisu linii przesyłowej. W modelu bardziej rozbudowanym wykorzystano wieloczwórnikową reprezentację linii, a w modelu uproszczonym reprezentację dwuczwórnikową, z podziałem wyznaczonym przez miejsce zwarcia. Wyniki obliczeń różnych rodzajów zwarć w stanie ustalonym wykazały wystarczającą adekwatność modelu dwuczwórnikowego. Wyniki tych symulacji wykorzystano do utworzenia baz danych zawierających informacje niezbędne dla analizy falkowej.

Słowa kluczowe: *zwarcia w linii elektroenergetycznej*, *modele linii dwustronnie zasilanej*, *bazy danych procesów zwarciowych*

Abstract

This paper presents an attempt to detect short circuits in double sourced electrical lines by discrete wavelet transform. First part of this talk describes a database preparation which is created by dynamic simulation base on model of double sourced transmission line. In order to choose the right model a comparison of two different represent of line has been made. In first one, transmission line is represented by two four-poles, and the second one is represented by n-four-poles. Steady state's analyses of different kinds of short-cuts show that two four-poles model line with acceptable precision. Simulation's results for all kinds of short-cuts create a vast database. The database can be used to project detection algorism based on discrete wavelet transformation.

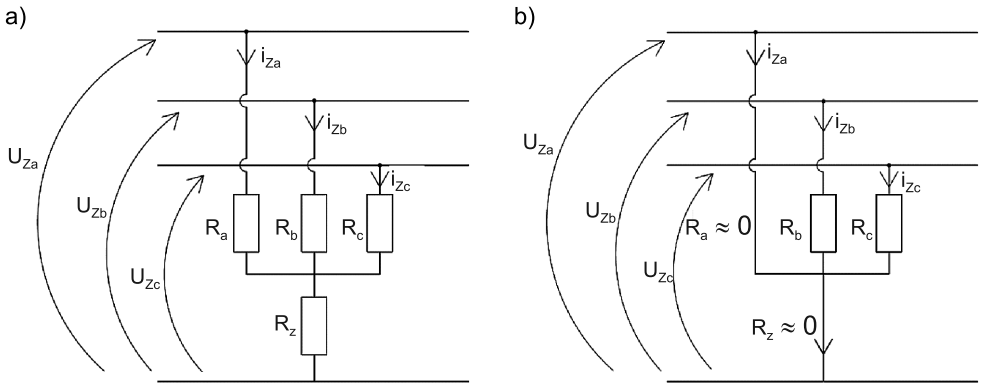
Keywords: *short circuits in transmission line*, *models of double sourced transmission line*, *data bases of short circuit performances*

* Mgr inż. Bartosz Rozegnał Instytut Elektromechanicznych Przemian Energii, Wydział Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej, Politechnika Krakowska.

1. Wstęp

Modelowanie złożonych obiektów, w tym również systemów elektroenergetycznych, wymaga kompromisu między dokładnością odwzorowania ich cech a złożonością obliczeniową przekładającą się na koszty i czas pozyskiwania danych. Jest to szczególnie ważne przy wprowadzaniu do praktyki inżynierskiej nowych technik informatycznych dla monitorowania i diagnostyki układów. Systemy elektroenergetyczne są dobrym przykładem takiego typu obiektu, gdyż mają bardzo złożoną strukturę. Ich analiza nawet w stanach normalnej pracy wymaga uproszczeń i odpowiedniego zbilansowania dokładności wraz ze stopniem skomplikowania opisu matematycznego.

Podjęty w pracy problem wykorzystania transformacji falkowych dla wykrywania zwarć w systemie elektroenergetycznym, sprowadzony do wykrywania zwarć w liniach przesyłowych łączących dwa węzły systemu, wymaga także takiego kompromisu. Efektywność wykrywania zwarć z użyciem transformacji falkowych wiąże się z ciągłym monitorowaniem prądów układu przesyłowego i porównywaniem ich z wzorcami, które praktycznie można uzyskać jedynie w wyniku matematycznego modelowania stanów zwarciowych w linii. Tworzenie tych wzorców na podstawie zdarzeń na rzeczywistym obiekcie jest bowiem nieakceptowalne.



Rys. 1. Model modułu zwarciowego w przypadku: a) bezawaryjnej pracy układu, b) zwarcia fazy L1 z ziemią

Fig. 1. Model of short circuit module: a) failure-free proces, b) single phase short circuit

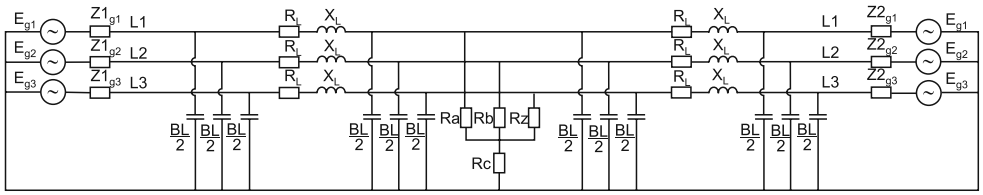
W celu wyboru modelu linii dwustronnie zasilanej dla potrzeb kreowania wzorców dla transformacji falkowych, w pracy porównano dwa modele matematyczne linii o różnym stopniu złożoności. Model bardziej rozbudowany bazuje na reprezentacji odcinka linii o założonej równej długości przez czwórnik typu π, przyjmowany powszechnie dla linii wysokich napięć. Pominięto w nim jedynie konduktancje poprzecze. Linia przesyłowa jest wówczas modelowana jako szeregowe połączenie *n* czwórników. Pozwala to modelować zawarcia w linii w odległościach wynikających z założonej długości odcinka linii reprezentowanego przez elementarny czwórnik. Model uproszczony zakłada, że linia przesyłowa jest odwzorowana przez dwa czwórniki: jeden reprezentujący odcinek linii od jednego z punktów wę-

złowych do miejsca zwarcia oraz drugi reprezentujący odcinek linii od miejsca zwarcia do drugiego punktu węzłowego. Zarówno w jednym, jak i drugim przypadku przez podział linii na określoną liczbę odcinków dokonano dyskretyzacji równań falowych w przypadku, których liczba odcinków *n* dążyłaby do nieskończoności. Zwarcie w linii jest modelowane przez dołączenie tzw. modułu zwarciowego w punkcie zwarcia. Na rys. 1 przedstawiono schemat modułu zwarciowego utworzonego z połączonych w gwiazdę rezystancji o odpowiednio dobranych wartościach.

Zwarcie jest modelowane przez zmianę wartości odpowiednich rezystancji, co przykładowo pokazano na rys. 1b. Jest to tzw. parametryczne modelowanie zwarć [1, 3]. Takie podejście pozwala na modelowanie zwarć metalicznych.

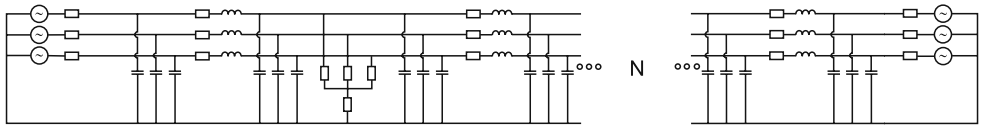
2. Modele linii o różnym stopniu złożoności w stanie ustalonym

Porównania modeli dokonano na podstawie analizy stanu ustalonego dla wszystkich możliwych typów zwarć metalicznych w liniach napowietrznych najwyższych napięć pracujących z uziemionymi punktami gwiazdowymi. Schematy zastępcze obrazujące wybrane modele: model dwuczwórnikowy oraz *n*-czwórnikowy zostały umieszczone odpowiednio na rys. 2 i 3 [1].



Rys. 2. Dwuczwórnikowy model linii trójfazowej dwustronnie zasilanej z modułem zwarciowym

Fig. 2. Scheme of double-sourced electrical line (transmission line) consisted of 2 two-port networks



Rys. 3. Schemat linii dwustronnie zasilanej zbudowanej z *N* łańcuchowo połączonych ze sobą czwórników

Fig. 3. Scheme of double-sourced electrical line (transmission line) consisted of *N* two-port networks

Do analizy zastosowano składowe symetryczne określone przez macierz przejścia **S**:

$$\mathbf{S} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \tag{1}$$

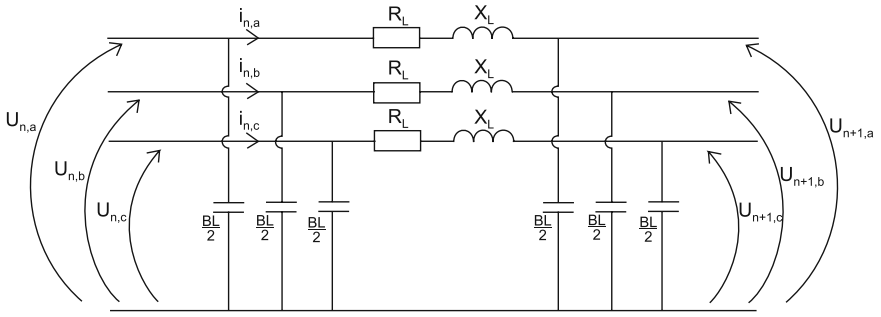
zgodnie z definicjami [3]:

$$\boldsymbol{U}^S = \boldsymbol{S} \cdot \boldsymbol{U}_f, \qquad \boldsymbol{I}^S = \boldsymbol{S} \cdot \boldsymbol{I}_f \tag{2}$$

Umożliwiło to modelowania całej sieci elektroenergetycznej w punktach węzłowych przez symetryczne napięcia źródłowe reprezentowane jedynie przez składową zgodną oraz impedancje wewnętrzne dla składowych zerowej, zgodnej i przeciwnej o różnych wartościach.

$$\begin{bmatrix} 0 \\ E_g^1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_g^0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_g^1 & 0 \\ 0 & 0 & Z_g^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_g^0 \\ I_g^1 \\ I_g^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U^0 \\ U^1 \\ U^2 \end{bmatrix} \tag{3}$$

Czwórnik reprezentujący odcinek linii przedstawiono na rys. 4,



Rys. 4. Schemat trójfazowej linii elektroenergetycznej

Fig. 4. Scheme of three phase electrical line (transmission line)

a jego równania w składowych symetrycznych mają postać:

$$\begin{bmatrix} U_n^0 \\ U_n^1 \\ U_n^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_l^0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_l^0 & 0 \\ 0 & 0 & Z_l^0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{n,l}^0 \\ I_{n,l}^1 \\ I_{n,l}^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{n+1}^0 \\ U_{n+1}^1 \\ U_{n+1}^2 \end{bmatrix} \tag{4}$$

gdzie:

$$Z_l^0 = l(R_0 + jX_0)$$

$$\begin{bmatrix} U_n^0 \\ U_n^1 \\ U_n^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_c^0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_c^0 & 0 \\ 0 & 0 & Z_c^0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{n,c}^0 \\ I_{n,c}^1 \\ I_{n,c}^2 \end{bmatrix} \tag{5}$$

$$\begin{bmatrix} U_{n+1}^0 \\ U_{n+1}^1 \\ U_{n+1}^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_c^0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_c^0 & 0 \\ 0 & 0 & Z_c^0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{n+1,c}^0 \\ I_{n+1,c}^1 \\ I_{n+1,c}^2 \end{bmatrix} \tag{6}$$

gdzie:

$$Z_c^0 = \frac{2}{j(l \cdot B_0)}$$

Moduł zwarciowy pokazany na rys. 1 jest opisywany w składowych symetrycznych macierzą [1, 3]:

$$\begin{bmatrix} U_n^0 \\ U_n^1 \\ U_n^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3R_z + R^0 & R^2 & R^1 \\ R^1 & R^0 & R^2 \\ R^2 & R^1 & R^0 \end{bmatrix} \tag{7}$$

$$\begin{bmatrix} R^0 \\ R^1 \\ R^2 \end{bmatrix} = \boldsymbol{S} \cdot \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \cdot \boldsymbol{S}^{-1} \tag{8}$$

Wykorzystując zależności (1–8), model dwuczwórnikowy przedstawiony na rys. 2 odwzorowano układem równań węzłowych składającym się z opisu matematycznego węzłów generatorowych, dwóch odcinków linii oraz modułu zwarciowego. Efektem czego jest poniższa zależność charakteryzująca trzy napięcia węzłowe występujące w omawianym schemacie:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{G1} + \mathbf{Y}_{C1} + \mathbf{Y}_{L1} & -\mathbf{Y}_{L1} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{Y}_{L1} & \mathbf{Y}_{L1} + \mathbf{Y}_{C1} + \mathbf{Y}_Z + \mathbf{Y}_{C2} + \mathbf{Y}_{L2} & -\mathbf{Y}_{L2} \\ \mathbf{0} & -\mathbf{Y}_{L2} & \mathbf{Y}_{L2} + \mathbf{Y}_{C2} + \mathbf{Y}_{G2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \boldsymbol{U}_1 \\ \boldsymbol{U}_2 \\ \boldsymbol{U}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{G1} \cdot \mathbf{E}_1 \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{Y}_{G2} \cdot \mathbf{E}_2 \end{bmatrix} \tag{9}$$

Natomiast opis matematyczny modelu linii *n*-czwórnikowej powstały w podobny sposób, jak w przypadku modelu dwuczwórnikowego w postaci hypermacierzowej dla *n*+1 napięć węzłowych przedstawiają następujące równania:

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{Y}_{G1}\boldsymbol{E}_1 \\ \mathbf{0} \\ \vdots \\ \mathbf{0} \\ \vdots \\ \mathbf{0} \\ \boldsymbol{Y}_{G2}\boldsymbol{E}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{Y}_{11} + \boldsymbol{Y}_{G1} & \boldsymbol{Y}_{12} & \cdots & \boldsymbol{Y}_{1i} & \cdots & \boldsymbol{Y}_{1,n} & \boldsymbol{Y}_{1,n+1} \\ \boldsymbol{Y}_{21} & \boldsymbol{Y}_{22} & \cdots & \boldsymbol{Y}_{2i} & \cdots & \boldsymbol{Y}_{2,n} & \boldsymbol{Y}_{2,n+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \boldsymbol{Y}_{i,1} & \boldsymbol{Y}_{i,2} & \cdots & \boldsymbol{Y}_{i,i} + \boldsymbol{Y}_Z & \cdots & \boldsymbol{Y}_{i,n} & \boldsymbol{Y}_{i,n+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \boldsymbol{Y}_{n,1} & \boldsymbol{Y}_{n,2} & \cdots & \boldsymbol{Y}_{n,i} & \cdots & \boldsymbol{Y}_{n,n} & \boldsymbol{Y}_{n,n+1} \\ \boldsymbol{Y}_{n+1,1} & \boldsymbol{Y}_{n+1,2} & \cdots & \boldsymbol{Y}_{n+1,i} & \cdots & \boldsymbol{Y}_{n+1,n} & \boldsymbol{Y}_{n+1,n+1} + \boldsymbol{Y}_{G2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \boldsymbol{U}_1 \\ \boldsymbol{U}_2 \\ \vdots \\ \boldsymbol{U}_Z \\ \vdots \\ \boldsymbol{U}_n \\ \boldsymbol{U}_{n+1} \end{bmatrix} \tag{10}$$

gdzie:

– zarówno w zależności (9) jak i (10) wszystkie admitancje są macierzami o rozmiarze 3 × 3,

$\boldsymbol{E}_1, \boldsymbol{E}_2$ – wektory składowych symetrycznych napięć źródłowych w węzłach,

$\boldsymbol{Y}_{G1}$, $\boldsymbol{Y}_{G2}$ – macierze admitancyjne generatorów wynikające z (3),
$\boldsymbol{Y}_{Z}$ – macierz admitancyjna modułu zwarciowego wynikająca z (7–8),
$\boldsymbol{Y}_{L1}$, $\boldsymbol{Y}_{L2}$ oraz $\boldsymbol{Y}_{C1}$, $\boldsymbol{Y}_{C2}$ – macierze admitancyjne linii wynikające odpowiednio z (4) i (5–6), które w przypadku układu równań (10) zostały uogólnione przez zastosowanie $\boldsymbol{Y}_{i,i}$ jako macierzy admitancji własnych oraz $\boldsymbol{Y}_{i,j}$ jako macierzy admitancji wzajemnych.

Wpływ liczby czwórników wchodzących w skład linii na liczbę równań potrzebną do jej matematycznego opisu wyraża się zatem zależnością [1, 2]:

$$\text{Liczba równań} = 3(n + 1)$$

gdzie:

n – liczba czwórników wchodzących w skład linii, stopień dyskretyzacji równań falowych.

3. Porównanie wyników obliczeń obu modeli

Porównania dokonano na podstawie wyników symulacji stanów ustalonych procesu zwarciowego obu modeli: modelu dwuczwórnikowego oraz *n*-czwórnikowego. Wyniki wszystkich symulacji zostały podane w jednostkach względnych. Odniesiono je do:

– napięcia znamionowego linii U_N,
– impedancji znamionowej linii Z_l wynikającej z poniższego wzoru:

$$Z_l = l_C \cdot |Z_{0l}|$$

gdzie:

Z_{0l} – impedancja jednego kilometra linii reprezentowanego przez czwórnik typu π,
l_C – długość całej linii.

Jako prąd odniesienia I_0 przyjęto wartość symetrycznego trójfazowego prądu zwarcia na wyjściu generatora G1, które wystąpiło dokładnie na końcu linii i w przybliżeniu obliczono z zależności:

$$I_0 = \frac{U_N}{\sqrt{3}Z_l}$$

Założone parametry symulacyjne w jednostkach względnych:

Jako źródła zasilania zarówno na początku, jak i na końcu linii zastosowano symetryczne trójfazowe siły elektromotoryczne:

$$E1 = \begin{bmatrix} E1_{g1} \\ E1_{g2} \\ E1_{g3} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j240^\circ} \\ e^{j120^\circ} \end{bmatrix}$$

$$E2 = \begin{bmatrix} E2_{g1} \\ E2_{g2} \\ E2_{g3} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j240^\circ} \\ e^{j120^\circ} \end{bmatrix}$$

Parametry generatorów w składowych symetrycznych:

Dla generatora $G1$:

$$Z_{G1}^1 = (1,8 + j36,5) / l_C$$

$$Z_{G1}^2 = (0,7 + j7,3) / l_C$$

$$Z_{G1}^0 = (0,3 + j2,9) / l_C$$

Dla generatora $G2$:

$$Z_{G2}^1 = (2,7 + j54,8) / l_C$$

$$Z_{G2}^2 = (1,1 + j11,0) / l_C$$

$$Z_{G2}^0 = (0,4 + j4,4) / l_C$$

Parametry jednostkowe linii:

Rezystancja jednostkowa linii $R_0 = 0,1/l_C$ [1/km]
Reaktancja jednostkowa linii $X_0 = 1,0/l_C$ [1/km]
Susceptancja jednostkowa linii $B_0 = 111,1 \cdot 10^{-8} \cdot l_C$ [km]

Przy czym parametry czwórników w modelu dwuczwórnikowym są liczone według następujących zależności:

Parametry pierwszego odcinka linii (l_1):

Rezystancja odcinka l_1 $\quad R_{l1} = R_0 \cdot l_1 = 0,1 \dfrac{l_1}{l_C}$

Reaktancja odcinka l_1 $\quad X_{l1} = X_0 \cdot l_1 = 1,0 \dfrac{l_1}{l_C}$

Susceptancja odcinka l_1 $\quad B_{l1} = B_0 / l_1 = 111,1 \cdot 10^{-8} \dfrac{l_C}{l_1}$

Parametry drugiego odcinka linii (l_2):

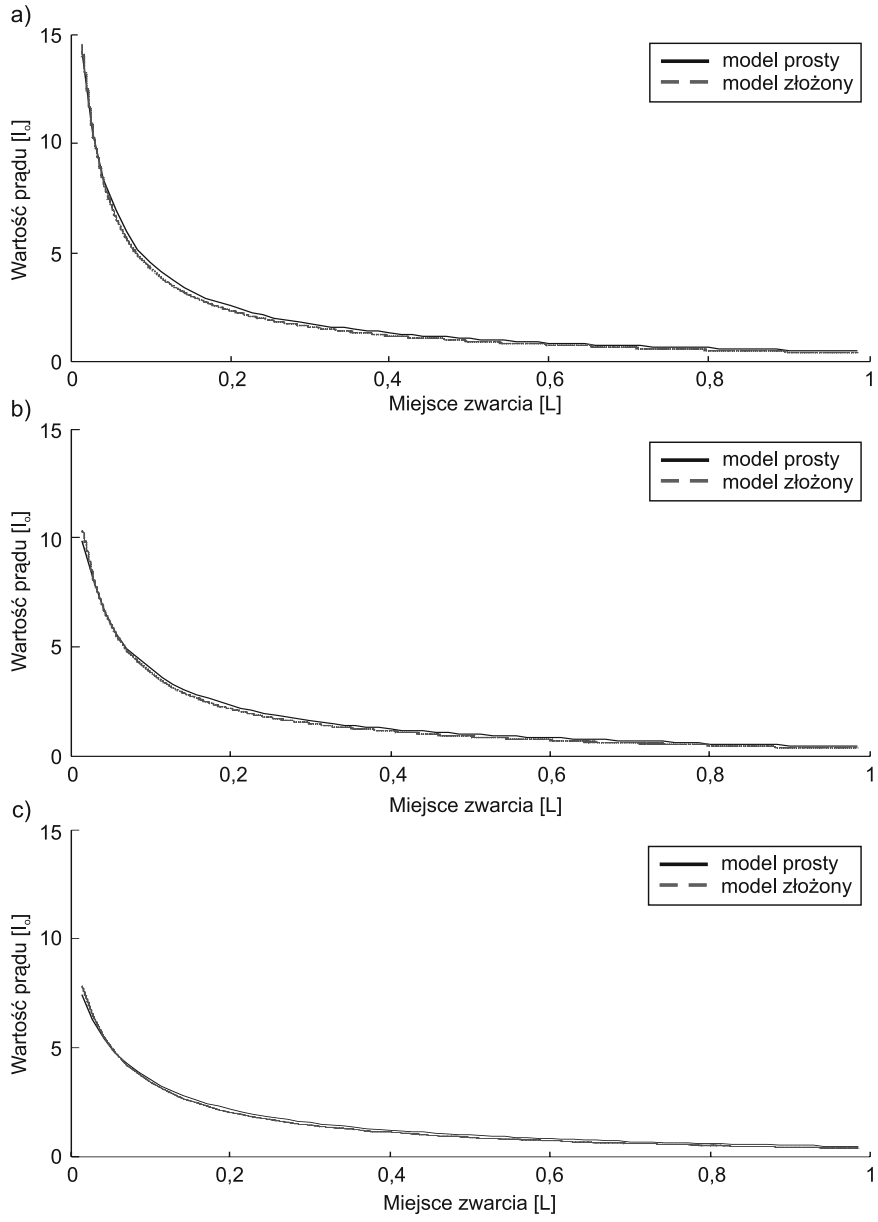
Rezystancja odcinka l_2 $\quad R_{l2} = R_0 \cdot (l_C - l_1) = 0,1 \dfrac{(l_C - l_1)}{l_C}$

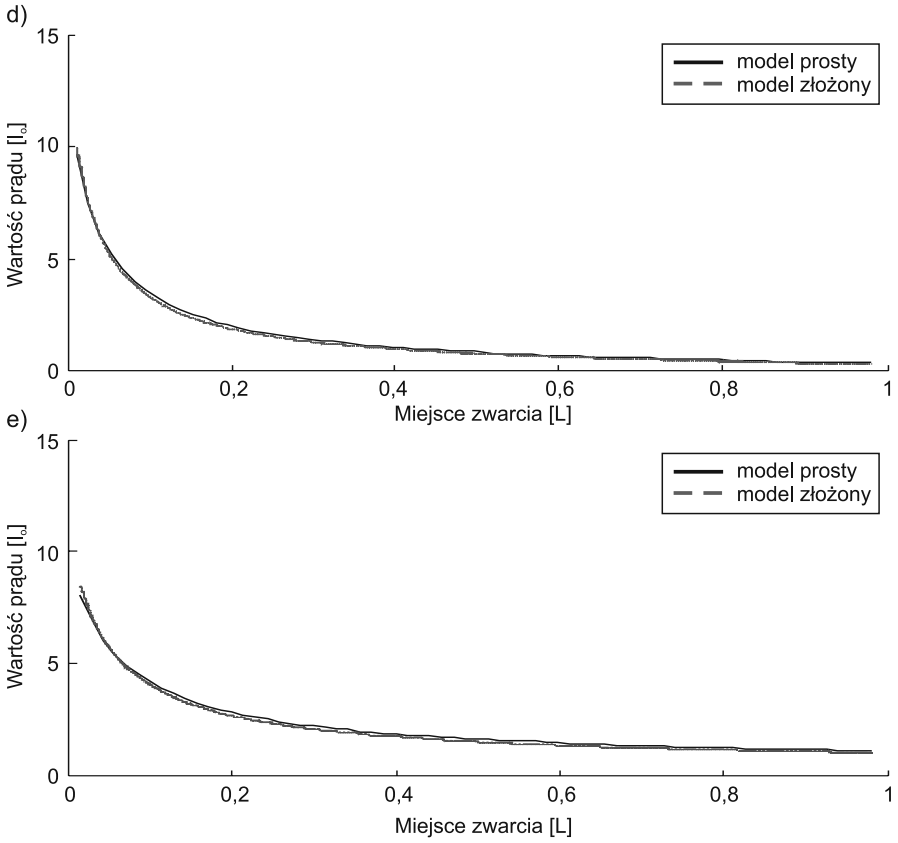
Reaktancja odcinka l_2 $\quad X_{l2} = X_0 \cdot (l_C - l_1) = 1,0 \dfrac{(l_C - l_1)}{l_C}$

Susceptancja odcinka l_2 $\quad B_{l2} = B_0 / (l_C - l_1) = 111{,}1 \cdot 10^{-8} \dfrac{l_C}{(l_C - l_1)}$

gdzie:

l_1 – miejsce wystąpienia zwarcia.





Rys. 5. Wykres porównawczy modeli linii NN przedstawiający wartość skuteczną prądu na wyjściu generatora *G*1 w fazie *L*1 w stanie ustalonym zwarcia: a) jednofazowego z ziemią (*L*1 z Ziemią), b) dwufazowego z ziemia (*L*1-*L*2 z Ziemią), c) trójfazowego z ziemią (*L*1-*L*2-*L*3 z Ziemią), d) dwufazowego bez ziemi(*L*1-*L*2 bez Ziemi), e) trójfazowego bez ziemi (*L*1-*L*2-*L*3 bez Ziemi)

Fig. 5. The comparative diagram of UHV lines' models showing *L*1-phase's current: a) single phase to ground short circuit, b) two phase to ground short circuit, c) three phase to ground short circuit, d) two phase without ground short circuit, e) three phase without ground short circuit

Natomiast parametry czwórników w modelu *n*-czwórnikowym są liczone według następujących zależności:

Parametry pojedynczego czwórnika reprezentującego odcinek linii o długości $\frac{l_C}{n}$:

Rezystancja odcinka l_n $\qquad R_n = R_0 \cdot \frac{l_C}{n} = 0{,}1\frac{1}{n}$

Reaktancja odcinka l_n $\quad X_n = X_0 \cdot \frac{l_C}{n} = 1,0\frac{1}{n}$

Susceptancja odcinka l_n $\quad B_n = B_0 / \frac{l_C}{n} = 111,1 \cdot 10^{-8} \cdot n$

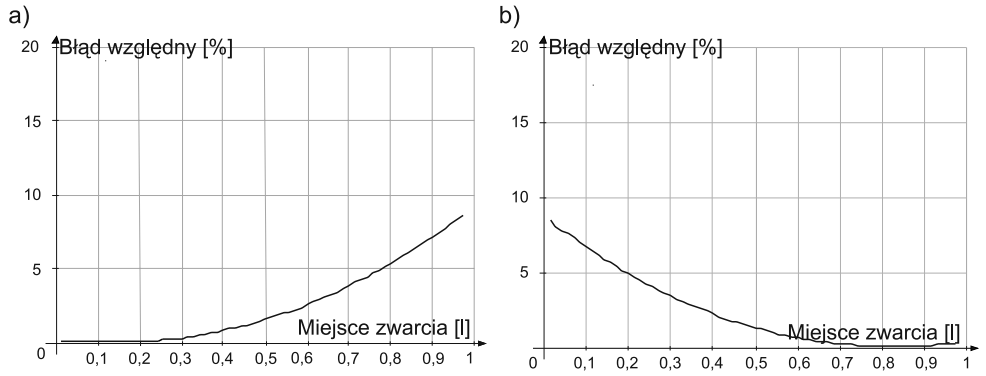
W przypadku rezystancji R_a, R_b, R_c oraz R_z z rys. 1, będących parametrami modułu zwarciowego przyjęto wartości:
– 10^6 w przypadku pracy bezawaryjnej,
– 10^{-6} w przypadku modelowania zwarcia.

Efektem rozwiązania równań (9) oraz (10) w oparciu o tak zestawione parametry są symulacje stanów ustalonych następujących rodzajów zwarć metalicznych:
– zwarcia jednofazowego z ziemią,
– zwarcia dwufazowego z ziemią,
– zwarcia trójfazowego z ziemią,
– zwarcia dwufazowe bez doziemienia,
– zwarcia trójfazowego bez doziemienia.

Za parametr n w równaniu (10) określający liczbę czwórników, na jaką została podzielona linia w modelu wieloczwórnikowym, przyjęto wartość równą 70. Umożliwiło to symulację miejsca wystąpienia zwarcia począwszy od początku linii ku jej końcowi z rozdzielczością równą $\frac{l}{70}$. Równania opisujące układ dla takiej wartości n wciąż w znaczącym stopniu odbiegają od równań falowych, natomiast dyskretyzują je z dużo większą rozdzielczością niż w przypadku modelu dwuczwórnikowego. Aby zachować zbieżność miejsc wystąpienia zwarcia w obu modelach, a tym samym wykluczyć niezgodności wynikające z różnicy tej wartości, w przypadku symulacji opartych na modelu dwuczwórnikowym zwarcie symulowano również z rozdzielczością $\frac{l}{70}$. Wyniki badań dla prądu fazy $L1$ zamieszczono na rys. 5.

Analizując otrzymane wyniki, stwierdzono, że modele są zbieżne. Dużo mniejszym nakładem obliczeniowym otrzymano zadowalające rezultaty. Aby jednak pokazać, że istnieją pewne różnice w otrzymanych wartościach, należy przejść do analizy błędów modelu uproszczonego. Wymaga to jednak założenia, że model złożony to wzorzec, na podstawie którego otrzymane wyniki są zgodne z tymi odczytanymi za pomocą przyrządów pomiarowych na układzie rzeczywistym. Takie podejście pozwala potraktować każdą różnice w wartości wyników uzyskanych na odwzorowaniu uproszczonym jako błąd. Daje to możliwość wyznaczenia wykresu przedstawiającego zmieniający się wraz z miejscem wystąpienia zwarcia uchyb powstały na skutek użycia modelu uproszczonego względem modelu złożonego, co zobrazowano na rys. 6.

Na podstawie przedstawionego porównania stwierdzono, że model dwuczwórnikowy jest wystarczająco dokładny dla obliczeń rozpływu prądów w omawianym fragmencie układu przesyłowego. Symulacje stanów przejściowych zjawiska zwarciowego niezbędne dla utworzenia baz danych dla analiz falkowych będą zatem bazowały na modelu uproszczonym.

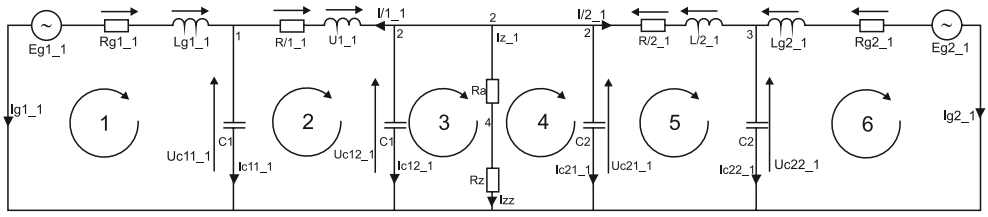


Rys. 6. Wykres wartości procentowej błędu względnego powstałego na skutek użycia uproszczonego modelu symulacyjnego dla zwarcia fazy *L*1 z Ziemią: a) prąd fazy *L*1 na wyjściu generatora *G*1, b) prąd fazy *L*1 na wyjściu generatora *G*2

Fig. 6. Approximation error caused by using two four-poles line's model: a) *G*1 generator's current, b) *G*2 generator's current

4. Model dynamiczny linii dwustronnie zasilanej

Jak pokazano we wcześniejszym rozdziale, dwuczwórnikowy model linii nie wprowadza znaczących błędów, jeśli chodzi o wartość skuteczną prądu zwarcia dla stanu ustalonego. Dlatego może stanowić podstawę do ułożenia równań stanów dynamicznych procesu zwarciowego. Schemat fazy *L*1 wybranego modelu trójfazowego, na podstawie którego można zbudować bazę danych dla dyskretnej transformaty falkowej przedstawiono na rys. 7.



Rys. 7. Schemat fazy *L*1 układu z zaznaczonym rozpływem prądów oraz rozkładem napięć

Fig. 7. Scheme of single phase of model with current and voltage directions

W odróżnieniu do badań w stanach ustalonych model dynamiczny utworzono w składowych naturalnych. Ze względu na uproszczenie obliczeń przyjęto tym razem, że punkty zasilania są reprezentowane przez napięcia źródłowe oraz rezystancje i indukcyjności wynikające ze składowej zgodnej z poprzedniego badania. W tym wypadku zastosowano opis hybrydowy, przyjmując jako poszukiwane funkcje czasu prądy w indukcyjnościach oraz napięcia na kondensatorach. Pozwoliło to na zapisanie następującego układu równań [1, 3, 5]:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \boldsymbol{I}_{G1} \\ \boldsymbol{I}_{L1} \\ \boldsymbol{I}_{L2} \\ \boldsymbol{I}_{G2} \\ \boldsymbol{U}_{C11} \\ \boldsymbol{U}_{C12} \\ \boldsymbol{U}_{C22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{G1}}{L_{G1}}\boldsymbol{E} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \frac{1}{L_{G1}}\boldsymbol{E} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & -\frac{R_{L1}}{L_{L1}}\boldsymbol{E} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & -\frac{1}{L_{L1}}\boldsymbol{E} & \frac{1}{L_{L1}}\boldsymbol{E} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & -\frac{R_{L1}}{L_{L1}}\boldsymbol{E} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \frac{1}{L_{L2}}\boldsymbol{E} & -\frac{1}{L_{L2}}\boldsymbol{E} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & -\frac{R_{G2}}{L_{G2}}\boldsymbol{E} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \frac{1}{L_{G2}}\boldsymbol{E} \\ -\frac{1}{C_1}\boldsymbol{E} & \frac{1}{C_1}\boldsymbol{E} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & -\frac{1}{C_1+C_2}\boldsymbol{E} & -\frac{1}{C_1+C_2}\boldsymbol{E} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{W} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \frac{1}{C_2}\boldsymbol{E} & -\frac{1}{C_2}\boldsymbol{E} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \boldsymbol{I}_{G1} \\ \boldsymbol{I}_{L1} \\ \boldsymbol{I}_{L2} \\ \boldsymbol{I}_{G2} \\ \boldsymbol{U}_{C11} \\ \boldsymbol{U}_{C12} \\ \boldsymbol{U}_{C22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{G1}}\boldsymbol{E}_{G1} \\ \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} \\ -\frac{1}{L_{G2}}\boldsymbol{E}_{G2} \\ \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} \end{bmatrix} \tag{11}$$

gdzie:

$\boldsymbol{E}$ – macierz jednostkowa o wymiarze 3 × 3,

$\boldsymbol{0}$ – macierz zerowa o wymiarze 3 × 3,

$\boldsymbol{W}$ – macierz gęsta wiążąca prądy zwarciowe z aktualnie ustawionymi parametrami modułu zwarciowego.

W celu przetestowania modelu opisanego układem równań (11) pod kątem poprawności odwzorowania procesów przejściowych zjawiska zwarciowego przeprowadzono symulację jego następujących etapów.

<0–0,15) [s] – stan pracy normalnej (stan ustalony),

<0,15> [s] – inicjacja zwarcia fazy *L*2 z fazą *L*3 na 0,1 długości linii,

(0,15–0,18) [s] – stan zwarciowy (procesy zwarciowe) – okres, w którym aparatura zabezpieczająca ma czas na wykrycie zwarcia (program oparty na dyskretnej transformacie falkowej wykrywa zwarcie, zaś sieć neuronowa identyfikuje jego rodzaj oraz miejsce wystąpienia),

<0,18> [s] – zadziałanie aparatury zabezpieczającej – SPZ trójfazowego – odcięcie zwartych faz,

(0,18–0,4) [s] – stan, w którym napięcie zwartych faz jest odcięte – powietrze odzyskuje swoje właściwości izolacyjne,

<0,4> [s] – ponowne załączenie wcześniej odciętych faz,

(0,45–0,6> [s] – stany przejściowe zainicjowane ponownym załączeniem napięcia na wcześniej zwarte fazy – ustalanie się wartości przebiegów.

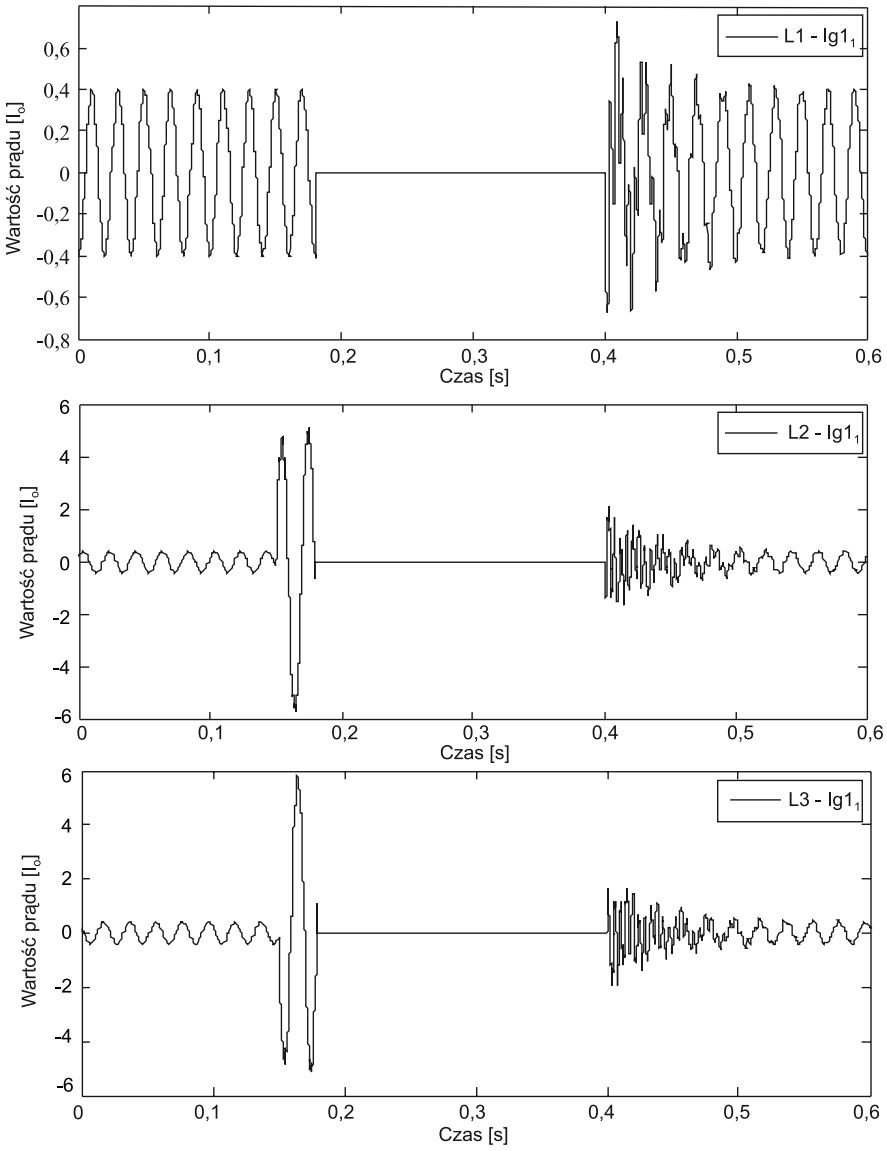
Przykładowe przebiegi symulacyjne prądów fazy *L*1 pokazano na rys. 8.

Charakter zobrazowanych na rys. 8 zmian wartości prądu w stanach awaryjnych wskazuje na to, że zaprezentowane równania różniczkowe oparte na układzie dwuczwórnikowym poprawnie oddają przebieg zjawiska zwarciowego i towarzyszących mu procesów. Sama baza danych będąca wzorcem do budowy algorytmu detekcyjnego dyskretnej transformaty falkowej będzie zawierała standardowe przebiegi złożone z niżej wymienionych faz:

<0–0,15) [s] – stan pracy normalnej,

<0,15> [s] – inicjacja zwarcia,

(0,15–0,6) [s] – stan zwarciowy.



Rys. 8. Przebiegi zwarciowe prądu na wyjściu generatora *G*1 w przypadku zwarcia dwufazowego (*L2*-*L3*)

Fig. 8. *G*1 generator's current in two-phase short circuit process (*L2*-*L3* without ground)

W algorytmie detekcyjnym do wykrycia zwarcia wystarczające są dane pochodzące z pierwszych chwil po pojawieniu się tego zjawiska (maksymalny wykorzystywany przedział czasowy <0,15–0,18) [s]), natomiast pozostała część symulacji jest przeznaczona do pokazania, jak algorytm DWT zachowuje się w dalszych chwilach zwarcia.

Przeprowadzenie dynamicznych symulacji zwarciowych na podstawie powyższego schematu dla wszystkich rodzajów zwarcia zasymulowanych w 10 wybranych miejscach linii zaowocowało stworzeniem obszernej bazy danych zawierającej przebiegi wszystkich prądów oraz napięć, jakie można było określić na podstawie modelu uproszczonego. Przedstawiona baza danych *zwarcia-przebiegi_dynamiczne* została zorganizowana w następujący sposób. Wszystkie zarejestrowane przebiegi podzielono na podgrupy, w których umiejscowiono dane dotyczące tylko jednego rodzaju i miejsca zwarcia, jak pokazano na rys. 9, natomiast informacje dotyczące wybranego zwarcia uszeregowano według schematu przedstawionego na rys. 10.

Miejsce zwarcia [km] / Rodzaj zwarcia	10	50	100	200	300
L1 -z Ziemią	Baza 1	Baza 2	Baza 3	Baza 4	Baza 5
L2 -z Ziemią	Baza 11	Baza 12	Baza 13	Baza 14	Baza 1
L3 -z Ziemią	Baza 21	Baza 22	Baza 23	Baza 24	Baza
L1-L2 z Ziemią	Baza 31	Baza 32	Baza 33	Baza 34	Baza
L1-L3 z Ziemią	Baza 41	Baza 42	Baza 43	Baza 44	Baza
L2-L3 z Ziemią	Baza 51	Baza 52	Baza 53	Baza 54	Baza 5
L1-L2-L3 z Ziemią	Baza 61	Baza 62	Baza 63	Baza 64	Baza 65
L1-L2 bez Ziemi	Baza 71	Baza 72	Baza 73	Baza 74	Baza 75
L1-L3 bez Ziemi	Baza 81	Baza 82	Baza 83	Baza 84	Baza 85
L2-L3 bez Ziemi	Baza 91	92	Baza 93		95

Rys. 9. Wycinek interfejsu bazy danych zwarcia-przebiegi_dynamiczne
Fig. 9. A part of interface of database zwarcia-przebiegi_dynamiczne

Baza1

Czas	Wartość prądu na wyjściu generatora G1			Wartość prądu płynącego przez pierwszy odcinek linii		
[s]	[A]			[A]		
	Faza L1	Faza L2	Faza L3	Faza L1	Faza L2	Faza L3
2,24E-05	-875,08	451,86	435,87	-775,83	394,14	374,
4,49E-05	-874,99	451,86	435,81	-775,82	394,18	374,
6,73E-05	-874,91	451,87	435,75	-775,82	394,22	374,
8,98E-05	-874,83	451,87	435,69	-775,81	394,26	374,
0,000112238	-874,75	451,88	435,63	-775,81	394,30	374,
0,000134685	-874,35	451,91	435,34	-775,78	394,49	37
0,000157133	-873,95	451,94	435,04	-775,76	394,68	
0,00017958	-873,55	451,97	434,75	-775,73	394,88	
0,000202028	-873,16	452,00	434,45	-775,70	395,07	
0,000224475	-871,25	452,14	432,97	-775,57	396,04	
0,000246923	-869,45	452,30	431,50	-775,42	397,01	
0,00026937	-867,76	452,46	430,02	-775,27	397,97	3
0,000291818	-866,18	452,62	428,53	-775,11	398,93	369,
0,000314265	-861,34	453,34	422,88	-774,41	402,57	365,6
0,000336713	-858,55	454,25	417,24	-773,59	406,15	361,9
0,00035916	-857,97	455,40	411,64		409,66	35

Rys. 10. Sposób uszeregowania danych odpowiadających wybranemu rodzajowi zwarcia
Fig. 10. Single cell of database configuration

5. Podsumowanie

W tej części artykułu przeprowadzono analizy umożliwiające utworzenie baz danych dla algorytmów DWT w celu wykrywania zwarć metalicznych występujących w dowolnym miejscu, w obrębie badanej linii przesyłowej. W tym celu wykorzystano uproszczony, dwu-czwórnikowy model dynamiczny linii przesyłowej pomiędzy dwoma węzłami sieci elektroenergetycznej. Model ten wybrano na podstawie analizy porównawczej prądów w węzłach sieci przy zwarciach w wybranych punktach linii przesyłowej w stanie ustalonym. Obliczenia ustalonych prądów zwarciowych przeprowadzono dla dwóch modeli linii: modelu uproszczonego, w którym linia jest reprezentowana przez dwa czwórniki, przed i za miejscem zwarcia, oraz modelu bardziej rozbudowanego, w którym linia jest reprezentowana przez układ wieloczwórnikowy. Wykazano, że uproszczony model dwu-czwórnikowy z wystarczającą dokładnością odwzorowuje prądy zwarcia w punktach węzłowych sieci. Model dynamiczny, oparty na takiej konfiguracji czwórników, pozwolił wygenerować bazy danych, w których znajdują się informacje o wszystkich rodzajach zwarć metalicznych w wybranych punktach linii przesyłowej. Te bazy danych zostaną wykorzystane w drugiej części pracy jako wzorce do budowy algorytmu DWT rozpoznającego pojawienie się i typ zwarcia. Rozbudowa układu o elementy odbiorcze oraz kolejne odcinki linii wraz z wprowadzeniem modeli zwarć łukowych oraz przez rezystancję przejścia umożliwiłaby znaczące poszerzenie otrzymanego wzorca jak również wypróbowanie algorytmu DWT do wykrywania zwarć występujących poza obszarem linii przesyłowej. Dlatego będzie to tematem kolejnych badań.

Model dwuczwórnikowy zastosowany do symulacji stanów przejściowych w linii przesyłowej przy pojawianiu się zwarć pozwolił zmniejszyć pracochłonność, a także koszty wytworzenia omawianego wzorca detekcyjnego. Z modelu złożonego uzyskano by dużo więcej danych, które w analizie falkowej nastawionej na wykrycie pojawienia się zwarcia byłyby nieprzydatne. Analiza wyników symulacji przebiegów przy pojawianiu się zwarć linii pozwala stwierdzić, że stany przejściowe nie odgrywają znaczącej roli. Istnieje zatem możliwość odtworzenia przebiegów dynamicznych z informacji otrzymanych w wyniku analizy zwarciowych stanów ustalonych. Można to osiągnąć, tworząc fragment przebiegu prądów zwarciowych z wartości skutecznej prądu otrzymanego z symulacji stanu ustalonego, odpowiadającej pracy bezawaryjnej oraz kolejny fragment, tym razem zwarciowy, z wartości otrzymanej z symulacji stanu ustalonego odpowiadającej zwarciu. W celu wygenerowania baz danych wystarczająca może się okazać analiza stanu ustalonego w okresie przed zwarciem i w trakcie jego trwania, przy założeniu, że analiza ta dotyczy zwarcia metalicznego przy przyjętych w treści artykułu założeniach.

Literatura

[1] Kacejko P., Machowski J., *Zwarcia w systemach elektroenergetycznych*, Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, Warszawa 2002.

[2] Strojny J., Strzałka J., *Zbiór zadań z sieci elektrycznych, Część I, Część II*, Skrypty Uczelniane nr 999, Kraków 1986.

[3] Yoshihide Hase, *Handbook of Power System Engineering*, WILEY 2007.

[4] Chul-Hwan Kim, Hyun Kim, *A Novel Fault-Detection Technique of High-Impedance Arcing Faults in Transmission Lines Using the Wavelet Transform*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 17, no. 4, October 2002.
[5] Mrozek B., Mrozek Z., *MATLAB i Simulink, Poradnik Użytkownika*, Wydanie III, Helion, 2010.

ELEKTROTECHNIKA
CZASOPISMO TECHNICZNE
TECHNICAL TRANSACTIONS
ELECTRICAL ENGINEERING
WYDAWNICTWO POLITECHNIKI KRAKOWSKIEJ
1-E/2012
ZESZYT 24
ROK 109
ISSUE 24
YEAR 109

BARTOSZ ROZEGNAŁ*

ZASTOSOWANIE TRANSFORMACJI FALKOWEJ DO WYKRYWANIA ZWARĆ W LINII DWUSTRONNIE ZASILANEJ CZ. II – ANALIZA FALKOWA SYGNAŁÓW

SHORT CIRCUITS DETECTION IN DOUBLE SOURCED ELECTRICAL LINES PART II – DISCRETE WAVELET TRANSFORM

Streszczenie

W niniejszym artykule przedstawiono analizę falkową DWT sygnałów zwarciowych otrzymanych na podstawie symulacji na dwuczwórnikowym modelu linii dwustronnie zasilanej. Omówiono ją pod kątem skuteczności wykrywania zwarć oraz wrażliwości na przypadkowe zakłócenia występujące w sieci. Ważnym elementem artykułu jest zwrócenie uwagi na to, jak duży wpływ na poprawność oraz szybkość wykrywania wystąpienia awarii, w tym przypadku zwarcia, ma odpowiednio założone jądro falkowe oraz stopień dekompozycji przetwarzanej informacji. Dobór parametrów do algorytmu detekcyjnego na podstawie bazy danych *zwarcia-przebiegi_dynamiczne* zawierającej próbki sygnału badanego ma pokazać możliwości praktycznego wykorzystania tego typu informacji w przypadku przebiegów zarejestrowanych w rzeczywistych sieciach elektroenergetycznych

Słowa kluczowe: *dyskretna transformata falkowa*, *dyskretna transformata Fouriera*, *jądro falkowe*, *zwarcie*

Abstract

This paper presents an analysis of short circuit signals by discrete wavelet transform. The signals are obtained by simulation on two four-pole UHV transmission line's model. Both efficacy of short circuit detection and sensibility to other system's faults are discussed. An important part of the article is to consider the great influence of well adjusted wavelet function and decomposition level on correctness and speed of short circuit detection. The adequate selection of detection algorism's parameters based on database including the signal's samples shows a possibility of practical use of this kind of information in real transmission lines.

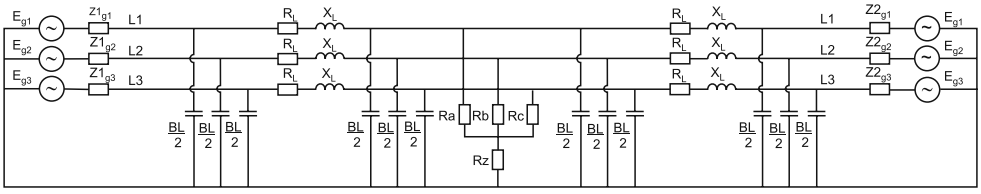
Keywords: *DWT, DFT, wavelet function, short circuit*

* Mgr inż. Bartosz Rozegnał Instytut Elektromechanicznych Przemian Energii, Wydział Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej, Politechnika Krakowska.

1. Wstęp

Współcześnie, w dobie komputeryzacji, kiedy zabezpieczenia systemów elektroenergetycznych coraz częściej działają na podstawie technik komputerowych istnieje potrzeba dalszego rozwoju tego typu współpracy. Jedną z takich metod dających duże możliwości, a nie do końca wyczerpanych, jest algorytm oparty o dyskretną transformatę falkową. Pomimo olbrzymiego postępu, pojawianie się zwarć w systemach elektroenergetycznych wciąż jest nieuniknione i pociąga za sobą wiele niebezpieczeństw, nie tylko tych mogących uszkodzić bardzo drogi osprzęt, ale również stanowiących zagrożenie dla zdrowia i życia ludzkiego. Szybkość detekcji zwarć jest więc bardzo istotnym parametrem determinującym klasę aparatury zabezpieczeniowej. Obecny rynek sprawia, że przy projektowaniu różnego rodzaju urządzeń, w tym aparatury zabezpieczeniowej, niezbędne jest zwrócenie uwagi na aspekt ekonomiczny. Ceny mikroprocesorowych urządzeń w porównaniu z jakimkolwiek osprzętem elektroenergetycznym są pomijalnie małe. Zatem w tej materii należy szukać metod tanich, a przede wszystkim szybkich i niezawodnych.

W przedstawionym artykule zaprezentowano jedną z tego typu technik spełniających powyższe wymagania, nie tylko ze względu na sprawność działania, ale również na ewentualne koszty produkcji. Procedura ta pozwala wykrywać zwarcia właśnie na podstawie wcześniej wspomnianego algorytmu DWT. Działanie algorytmu docelowo opiera się na bezpośrednim porównywaniu badanego sygnału próbkowanego w czasie rzeczywistym z odpowiednio dopasowaną funkcją falkową. Głównym problemem, z jakim trzeba się zmierzyć jest dobór takiego przekształcenia falkowego i takich jego parametrów, które spowodują, że w wyniku porównania zostanie otrzymane duże podobieństwo porównywanych-badanych przebiegów w przypadku stanu awaryjnego – zwarcia, natomiast małe w przypadku próbek odpowiadających pracy bezawaryjnej. W artykule w szczegółowy sposób przedstawiono proces tworzenia oraz doboru parametrów tego typu algorytmu. Poprawność działania uzyskanego programu wykrywającego zwarcia jest uzależniona od dokładności modelu symulacyjnego, na podstawie którego otrzymano sygnały prądowe będące przedmiotem analizy. Program może zostać wykorzystany w celu detekcji stanów awaryjnych – zwarć metalicznych pojawiających się w obrębie linii przesyłowych w rzeczywistych systemach elektroenergetycznych, jak również być przedmiotem dalszego rozwoju. Słuszność wykorzystania omawianego rozwiązania w praktyce jest podyktowana stopniem podobieństwa modelu systemu, na podstawie którego ono powstało, do rzeczywistego systemu, w którym miałoby działać.



Rys. 1. Schemat linii dwustronnie zasilanej zbudowanej z dwóch łańcuchowo połączonych czwórników

Fig. 1. Scheme of double-sourced electrical line (transmission line) consisted of 2 two-port networks

Algorytm przeznaczony do detekcji zwarć, jak i jego parametry opracowano na podstawie bazy danych – *zwarcia-przebiegi_dynamiczne* [1], przygotowanej w pierwszej części artykułu. Baza powstała w oparciu o symulacje różnych rodzajów zwarć metalicznych na modelu systemu elektroenergetycznego pokazanym na rys. 1.

Jak pokazano w pierwszej części artykułu schemat z rys. 1, w którym linia przesyłowa zbudowana jest z dwóch połączonych kaskadowo czwórników dyskretyzuje model linii długiej, a jako zaletę przedstawiono niewielką złożoność obliczeniową związaną z takim odwzorowaniem. Układ równań typu:

$$\frac{dx}{dt} = A \cdot x + B \tag{1}$$

dla danego modelu, jak również strukturę powstałej w wyniku jego rozwiązania bazy danych *zwarcia-przebiegi_dynamiczne* również można znaleźć w części pracy poświęconej opracowaniu wzorca dla transformaty falkowej. W skład otrzymanego zbioru informacji wchodzą między innymi wartości napięć i prądów w przypadku symulacji wszystkich rodzajów zwarć metalicznych w 10 wybranych miejscach zwarcia w obrębie badanej linii. Zarejestrowane wartości składają się na przebieg, w którym można wyróżnić 2 fazy. Pierwsza trwająca do 0,15 sekundy symulacji to przypadek pracy bezawaryjnej modelowanej sieci elektroenergetycznej, natomiast kolejna zaczynająca się po 0,15 sekundy to stan awaryjny [1]. W ten sposób, przeprowadzając analizę zapisanych danych, można np. za pomocą sieci neuronowej lub dyskretnej transformaty falkowej wykryć moment zwarcia lub dobrać parametry do układu zabezpieczającego, który przerwie zwarcie, które wystąpiło w obrębie systemu elektroenergetycznego o podobnych parametrach do modelu symulacyjnego. Przykład takiego działania oparty na algorytmie DWT jest głównym tematem tego artykułu.

2. Analiza działania algorytmu DWT

Jedną z najszybszych metod wykrywania zwarć opartych na technikach komputerowych jest algorytm detekcyjny wykorzystujący ciągłą lub dyskretną transformatę falkową. Pomimo wielu zalet związanych z używaniem CWT zdecydowanie rzadziej wykorzystuje się ją w celu detekcji zwarć niż w przypadku DWT. Dzieje się tak z tego względu, iż algorytm CWT jest bardziej skomplikowany, a ponadto praca komputera czy programu komputerowego przeprowadzającego analizę sygnałów jest oparta na sygnale zdyskretyzowanym, czyli takim, na którym sprawdza się transformata przedstawiona za pomocą poniższego wzoru:

$$\mathrm{DWT}(m,n) = \frac{1}{\sqrt{a^m}} \sum_n s(k)\Psi(a^{-m}n - bk) \tag{2}$$

gdzie:

- $S(k)$ – sygnał wejściowy dyskretny,
- Ψ – funkcja falkowa (falka matka),
- a – parametr skali,
- b – parametr przesunięcia.

CWT natomiast, jak sama nazwa mówi, jest przeznaczona do sygnałów ciągłych. Ponadto wzorzec, na podstawie którego ma powstać algorytm detekcyjny nie uwzględnia zwarć

powstających poza obrębem badanej linii oraz nagłych zmian jej obciążenia, czyli sytuacji, w przypadku których dobre rezultaty daję użycie ciągłej transformaty falkowej. Dlatego po rozbudowie wzorca o przedstawione przypadki istotne będą również wyniki otrzymane za pomocą CWT [4].

Najważniejszą własnością, która przemawia za dyskretną transformatą falkową w odróżnieniu od znanej i często stosowanej dyskretnej transformaty Fouriera (DFT) jest fakt, że DWT przenosi dokładną, niezakłóconą informację czasową, a w przypadku zwarć jest to bardzo ważna zaleta. Algorytm ten działa na zasadzie porównania odcinków zdyskretyzowanego sygnału badanego przebiegu dla stanów przejściowych z jądrem falkowym. Im większe jest podobieństwo, tym większy otrzymujemy współczynnik wynikowy. Głównym problemem jest znalezienie takiego jądra falkowego, które będzie dawało niskie wartości podobieństwa w przypadku pracy bezawaryjnej, natomiast wysokie podczas zwarcia. Należy zatem przeanalizować budowę falki i sposób, w jaki za jej pomocą otrzymuje się współczynnik podobieństwa, o którym mowa.

Działanie falki i funkcji skalującej przypomina działanie filtru pasmowo-przepustowego, gdzie tzw. falka matka jest ściśle skorelowana z filtrem górnoprzepustowym, natomiast funkcja skalująca z filtrem dolnoprzepustowym. Odpowiednio pierwsza, tworząc splot z sygnałem badanym, kreuje detale tego sygnału (tak zwane współczynniki podobieństwa, od których zależy ocena trafności zastosowania danego jądra falkowego), natomiast druga aproksymacje. Ze względu na istnienie ścisłej zależności między filtrem dolno- i górnoprzepustowym, a mianowicie:

$$h_G(n) = (-1)^n h_D(N-n) \tag{3}$$

gdzie:

$h_D(-n)$ – filtr dolnoprzepustowy,
$h_G(-n)$ – filtr górnoprzepustowy.

zaprojektowanie własnej rodziny falek, odpowiedniej do potrzeb danej analizy, sprowadza się głównie do wyznaczenia współczynników filtru $h_D(n)$, który musi spełniać następujące warunki:

I) liczba współczynników filtru musi być liczbą parzystą (4)

II) $$\sum_n h(n) = \sqrt{2} \tag{5}$$

III) $$\sum_n h(n)h(n-2k) = \begin{cases} 1 & \text{dla } k = 0 \\ 0 & \text{dla pozostalych wartosci } k \end{cases} \tag{6}$$

gdzie:

k – liczba stopni swobody danego filtru,

oraz w przypadku filtrów wyższych rzędów przy liczbie stopni swobody większej bądź równej 1 dobrania właściwych parametrów. Następnie za pomocą prostych operacji matematycznych przeprowadzonych na wektorze współczynników filtru $h_D(n)$ otrzymuje się funkcję falkową oraz funkcję skalującą [4]. O ile samo ułożenie i rozwiązanie powstałego układu równań nieliniowych nie jest skomplikowane, to odpowiedni dobór parametrów, które są odpowiedzialne za działanie danej falki nie jest już łatwy. Próba podjęcia takiego problemu została zaprezentowana w kolejnym rozdziale.

3. Wybór przekształcenia falkowego oraz stopnia dekompozycji opartego na nim sygnału

Najprostszym sposobem sprawdzenia tego, jaka falka i który stopień dekompozycji sygnału daje najlepsze efekty dla rozważanego zjawiska jest zestawienie funkcji DWT dla różnych jąder falkowych w środowisku Matlab.

W porównaniu uwzględniono cztery najbardziej znane funkcje falkowe dostępne w programie Matlab oraz jedną własną funkcję falkowa zaprojektowaną dla potrzeb tego przypadku. Proces tworzenia własnego przekształcenia oparty na pokazanym w rozdziale 2 algorytmie przebiegał według następujących punktów:

1. Dobór rzędu filtru dolnoprzepustowego skorelowanego z falką $N = 6$.
2. Określenie liczby stopni swobody $k = 2$.
3. Ułożenie równań na podstawie warunków opisanych zależnościami (4)–(6):

$$\begin{cases} h(1)+h(2)+h(3)+h(4)+h(5)+h(6)=\sqrt{2} \\ h(1)^2+h(2)^2+h(3)^2+h(4)^2+h(5)^2+h(6)^2=1 \\ h(1)\times h(3)+h(2)\times h(4)+h(3)\times h(5)+h(4)\times h(6)=0 \\ h(1)\times h(5)+h(2)\times h(6)=0 \end{cases}$$

4. Rozwiązanie układu czterech równań z sześcioma niewiadomymi. W wyniku mniejszej liczby równań niż niewiadomych, każdy otrzymany współczynnik filtru $h(n)$ jest zależny od dwóch parametrów (c, d):

$$\begin{cases} h(1)=f_1(c,d) \\ h(2)=f_2(c,d) \\ h(3)=f_3(c,d) \\ h(4)=f_4(c,d) \\ h(5)=f_5(c,d) \\ h(6)=f_6(c,d) \end{cases}$$

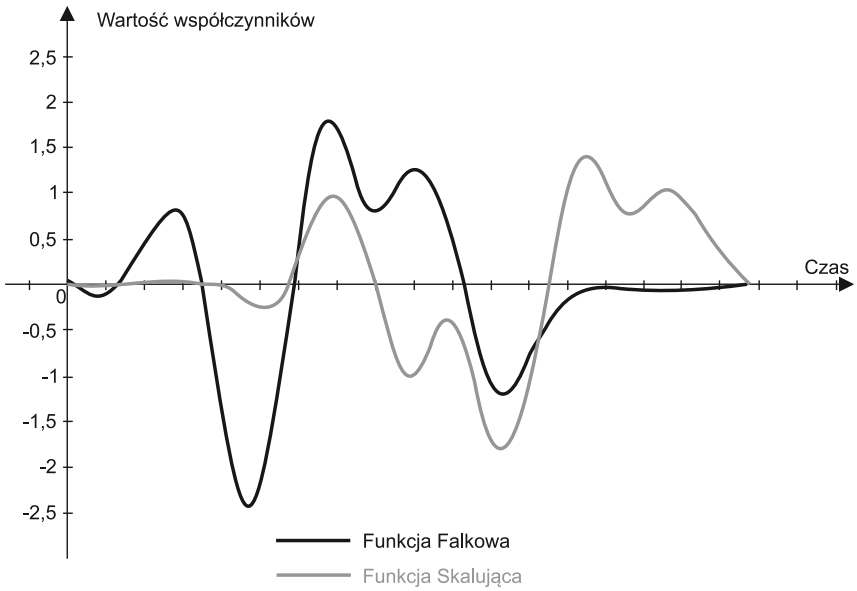
5. Odpowiedni dobór parametrów zapewniający otrzymanie współczynników filtru, który działając na próbkach sygnału zwarciowego pobranych z bazy danych *zwarcia-przebiegi_dynamiczne* spowoduje otrzymanie małych wartości detali dla sygnału odpowiadającego pracy bezawaryjnej układu, natomiast bardzo dużych dla sygnału zwarciowego. Wybrane stałe:

$$c=\frac{\pi}{2}$$
$$d=\pi$$

6. Na podstawie otrzymanych współczynników $h(n)$ oraz przedstawionego wcześniej wzoru (3) zbudowano filtry:

$h_D(-n)$ – filtr dolnoprzepustowy
$h_G(-n)$ – filtr górnoprzepustowy

7. Po prostych operacjach matematycznych na wektorze współczynników filtru $h(n)$, określono główną funkcję falkową, której kształt został przedstawiony na rys. 2.



Rys. 2. Wykres przedstawiający kształt zaprojektowanej falki oraz jej funkcji skalującej opartej o filtr szóstego rzędu z parametrami: $c = \frac{\pi}{2},\ d = \pi$

Fig. 2. The graph shows shape of designed wavelet function and its scaling function based on sixth level filter with arguments: $c = \frac{\pi}{2},\ d = \pi$

Porównanie jąder falkowych oraz stopni dekompozycji sygnału pod katem skuteczności wykrywania zaburzeń sygnałów spowodowanych zwarciami (stosunku wartości detali w dwóch stanach pracy: stan pracy normalnej oraz stan zwarciowy) przeprowadzono na podstawie wartości symulacyjnych dla zwarcia fazy $L1$ z ziemią na $\frac{1}{10}l$ długości linii pochodzących z bazy danych *zwarcia-przebiegi_dynamiczne*. Przebieg badanego sygnału został zamieszczony na rys. 3. Obserwując wykres prądu na wyjściu generatora, można dokładnie odczytać czas, w którym nastąpiło zwarcie. Chwila ta dzieli przebieg na dwie fazy. Pierwsza to stan pracy normalnej – do 0,15 s, natomiast druga to przebieg zwarciowy – po 0,15 s. W algorytmie detekcyjnym do wykrycia zwarcia wystarczające są dane pochodzące z pierwszych chwil po pojawieniu się tego zjawiska (maksymalny wykorzystywany przedział czasowy <0,15–0,18) [s]), natomiast pozostała część symulacji jest przeznaczona do pokazania, jak proponowany algorytm DWT zachowuje się w dalszych chwilach zwarcia.

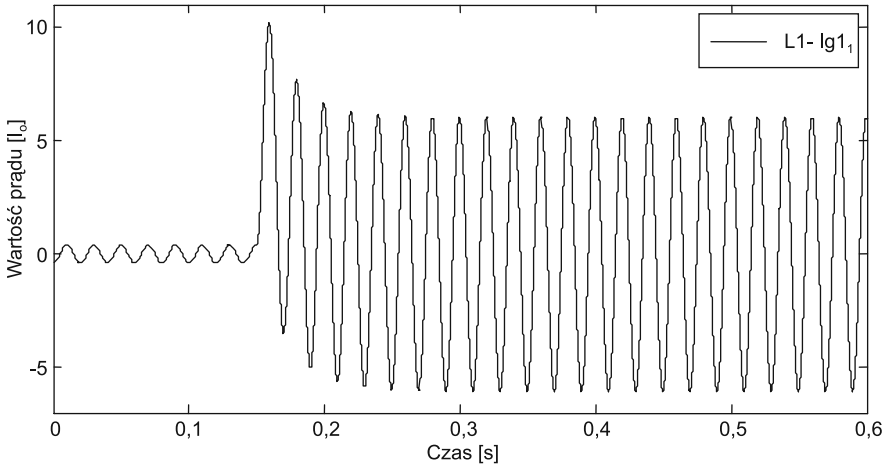
Dzięki takiej strukturze sygnału łatwo można ocenić skuteczność porównywanych falek. Pierwsze porównanie dotyczy wartości detali, jakie otrzymano po splocie sygnału prądowe-

go z falką, a dokładnie z filtrem górnoprzepustowym skorelowanym z tą falką. Realizująca ten krok operacja w Matlabie wygląda w następująco:

[*A1,D1*]=*dwt('sygnał badany','nazwa funkcji falkowej')*

gdzie:

A1 – to wektor aproksymacji sygnału badanego po pierwszym stopniu dekompozycji,
D1 – to wektor detali sygnału badanego po pierwszym stopniu dekompozycji.



Rys. 3. Zdyskretyzowany sygnał prądu fazy *L*1 (zwarcie *L*1 – Ziemią na $\frac{1}{10}l$ długości linii) pochodzący z bazy danych zwarcia-przebiegi_dynamiczne

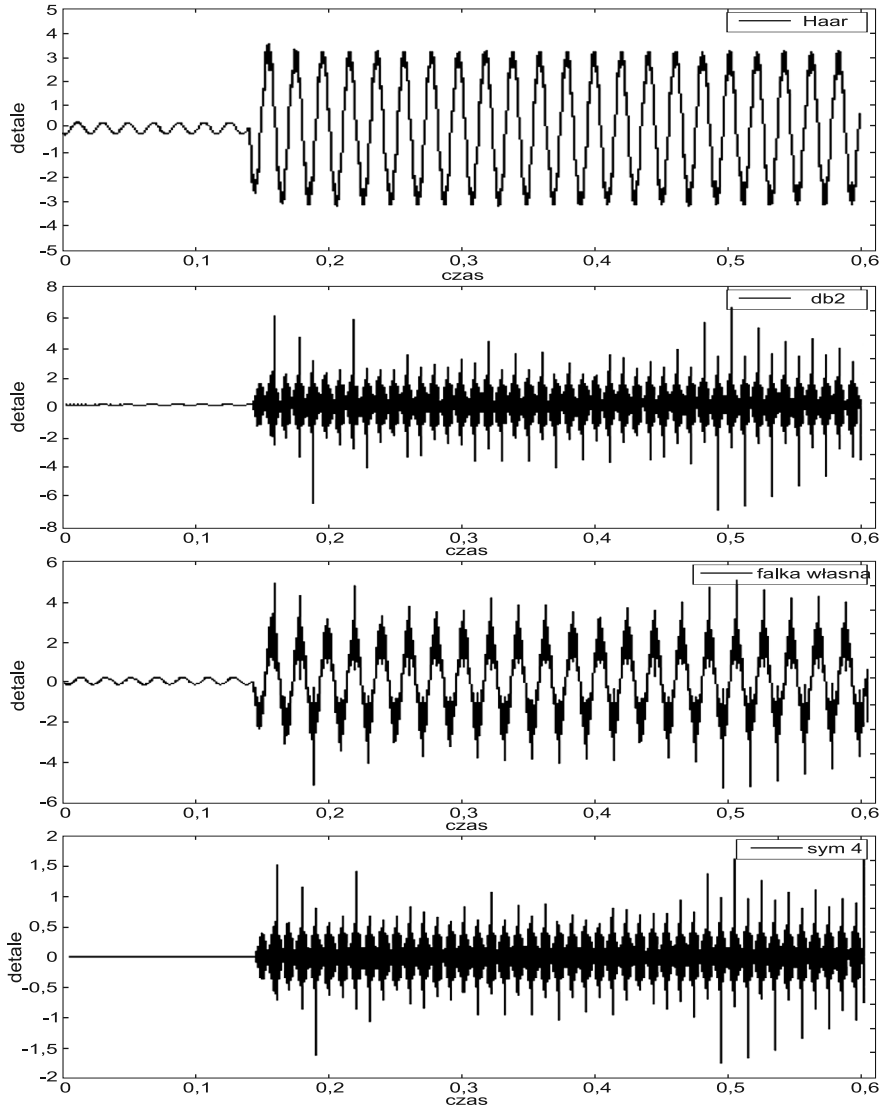
Fig. 3. The discrete current signal (*L*1 to grand short circuit on $\frac{1}{10}l$ of a line) taken from zwarcia-przebiegi_dynamiczne database

Każde z porównywanych przekształceń falkowych było skorelowane z filtrem innego rzędu w celu doboru optymalnego rozwiązania. W tabeli 1 zestawiono dane testowanych jąder falkowych [3].

Tabela 1

Dane testowanych jąder falkowych

Nazwa skrótu	Pełna nazwa rodziny falkowej	Rząd przekształcenia falkowego
haar	Falka Hara	2
db2	Falka Daubechies	4
falka_własna	Zaprojektowana falka	6
sym4	Symlets	8



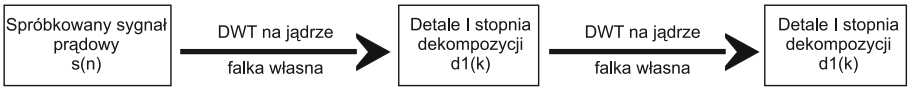
Rys. 4. Detale pierwszego stopnia dekompozycji sygnału zwarciowego dla czterech różnych przekształceń falkowych

Fig. 4. The details of the first level decomposition of short circuit signal for four wavelet function

Taki wybór przekształceń był podyktowany różnorodnym kształtem ich funkcji falkowych, a co jest z tym związane różnym stopniem podobieństwa do badanych sygnałów zwarciowych. Pozwoli to na sprawdzenie szerokiego zakresu odpowiedzi algorytmu detekcyjnego. Sam rząd przekształcenia falkowego również wpływa na stopień podobieństwa do sygnału zwarciowego,

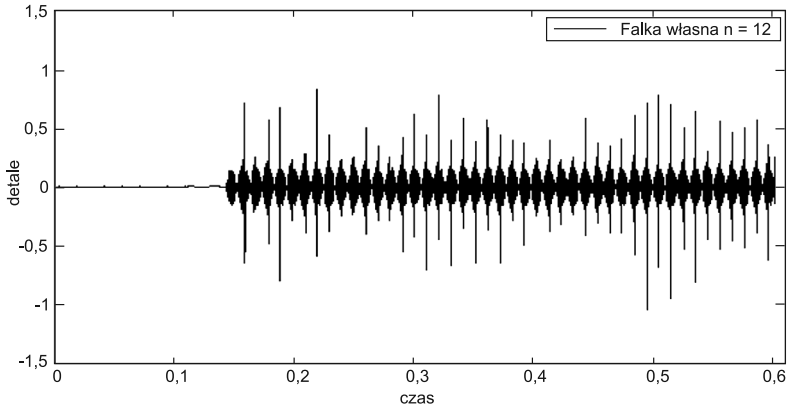
przy czym im wyższa jest jego wartość tym dłuższy jest czas realizacji algorytmu opartego na takiej falce. Efekty działania funkcji *dwt* dla powyższych jąder przedstawiono na rys. 4.

Wszystkie przekształcenia falkowe zastosowane w analizie DWT przenoszą bardzo dokładną informację o czasie wystąpienia zwarcia. Dla pierwszej 1,5 sekundy próbek sygnału pobranego z bazy danych, odpowiadającego pracy bezawaryjnej systemu elektroenergetycznego wartości detali we wszystkich przekształceniach falkowych, są małe lub praktycznie niezauważalne natomiast dla próbek sygnału występującego po 1,5 sekundy, odpowiadającego zwarciu jednofazowemu, wartości detali gwałtownie rosną. W przypadku falki Hara opartej na filtrze drugiego rzędu sygnał prądowy został przeniesiony w niewiele zmienionej formie. Dużo lepiej sprawdziła się flaka własna, mimo iż wartości detali dla sygnału przedzwarciowego są znaczące, to jednak w stosunku do sygnału oryginalnego zostały w znacznym stopniu stłumione. Stosunek wartości współczynników otrzymanych z przekształcenia DWT dla czasu od 0–1,5 do tych, które pojawiły się dla sygnału po 1,5 s jest znacznie mniejszy niż w przypadku falki Hara, co jest bardzo istotną własnością przemawiającą na korzyść falki własnej. Najlepsze rezultaty otrzymano natomiast dla przekształceń *db2* oraz *sym4*, gdzie sygnały prądowe do chwili 1,5 s zostały całkowicie stłumione, wycięte przez filtry skorelowane z tymi falkami. W celu poprawienia działania falki własnej, uzyskania dużo lepszych własności tłumiących dla sygnału niezakłóconego, zdublowano rząd filtru skorelowanego z tą falką przez jego podwójne zastosowanie na sygnale badanym. Procedurę tę przedstawia poniższy schemat [4]:



Rys. 5. Schemat podwójnej dekompozycji sygnału prądowego opartej na jądrze falki własnej
Fig. 5. The scheme of second level signal's decomposition based on wavelet function

Wynik operacji prezentuje rys. 6:



Rys. 6. Wartości detali sygnału prądowego otrzymane po DWT opartej o falkę własną, skorelowaną z filtrem 12 rzędu
Fig. 6. The details of DWT of current signal based on własna wavelet function correlated to 12 level filter

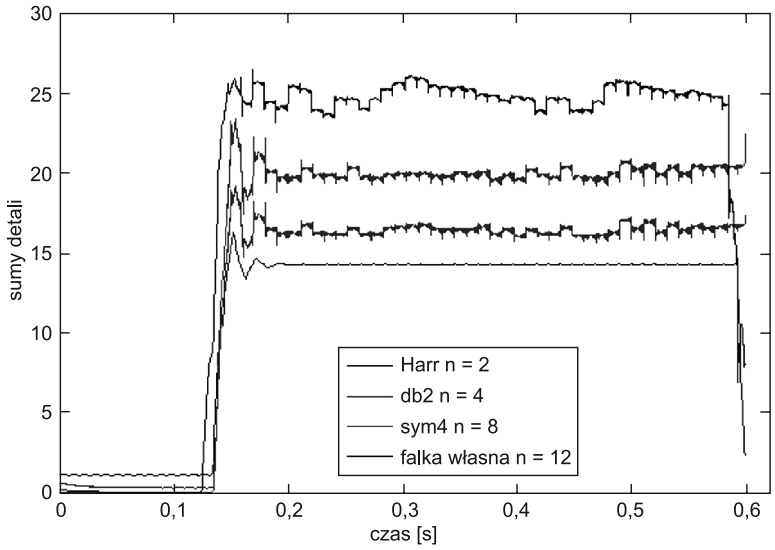
W efekcie przedstawionego powyżej działania otrzymano przekształcenie falkowe oparte na filtrze 12 rzędu. Co prawda taka procedura powoduje dwukrotne pomniejszenie liczby detali otrzymanych po transformacji, ale również znacząco ogranicza ich wartości dla przebiegu niezakłóconego.

Kolejnym etapem porównania przedstawionych jąder falkowych jest zsumowanie pewnej liczby następujących po sobie detali pierwszego stopnia dekompozycji. Operacja ta pokaże, jaki jest stosunek odpowiedzi danej funkcji falkowej na sygnał przed zwarciem do sygnału po zwarciu. Realizacja w programie Matlab:

```
[D1]=  abs(D1);
for i=1:n
   fc(i)=sum(D1(i:pp+i));
end
```

gdzie:

n – liczba próbek sygnału wyjściowego po pierwszym stopniu dekompozycji,
pp – liczba sumowanych, następujących po sobie próbek.

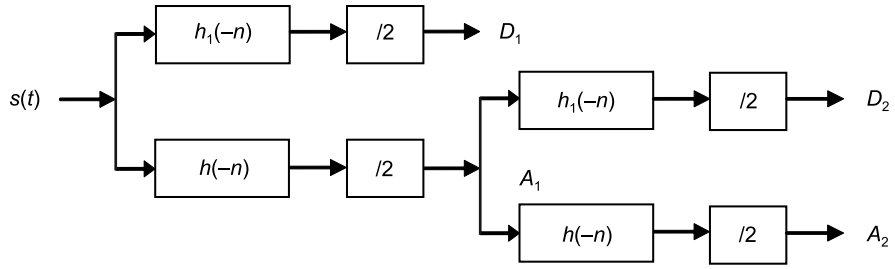


Rys. 7. Sumy detali badanych przekształceń falkowych dla *pp* = 300
Fig. 7. Sum of details of examined wavelet functions for *pp* = 300

Przebiegi przedstawiające sumy detali pierwszego stopnia dekompozycji sygnału prądowego dla porównywanych funkcji falkowych po wykonaniu powyższych operacji zostały zamieszczone na rys. 7. Liczba sumowanych próbek *pp* jest w tym przypadku istotna, ponieważ im większa jej wartość zostanie zastosowana, tym większa będzie różnica między sygnałem zwarciowym a sygnałem niezakłóconym oraz bardziej regularny przebieg sygnału wyjściowego. Wysoka wartość tego parametru może spowodować, że w przypadku próby zastosowania algorytmu do wykrywania zwarć poza obszarem badanej linii przebieg wyj-

ściowy mający w takiej sytuacji mniejsze wartości detali zostanie znacząco wygładzony. W konsekwencji algorytm nie wykryje takiego zwarcia. Dlatego po rozbudowie modelu symulacyjnego o zwarcia zewnętrzne może okazać się koniecznie zmniejszenie wartości *pp* lub zastosowanie dwóch różnych wariantów tej wielkości. Stała *pp* wpływa również na rozmycie czasu wykrycia zwarcia ze względu na sumowanie znajdujących się obok siebie próbek jeszcze niezakłóconych i tych występujących już po zwarciu. Efekt taki można również zaobserwować na rys. 7. Analiza zamieszczonych na nim wykresów wykazała, że im wyższy jest 'rząd' falki, tym bardziej stłumiony jest sygnał prądowy występujący przed 0,15 *s* symulacji. Najlepszymi przekształceniami falkowymi są zatem falka własna oraz *sym4*, przy czym z racji na podwójne zastosowanie tej pierwszej na sygnale badanym liczba próbek wyjściowych takiej transformacji jest dwukrotnie mniejsza przez co czas ramki zawierającej sumy detali wydłuża się dwukrotnie, co wpływa niekorzystnie na precyzje (szybkość) wykrycia ewentualnego zwarcia. Na podstawie przedstawionej analizy do opracowania algorytmu DWT wykrywającego zwarcie zostało wybrane jądro falkowe *sym4* opierające swoje działanie o filtr rzędu ósmego.

Kolejnym krokiem jest sprawdzenie wpływu stopnia dekompozycji sygnału na wybrane przekształcenie *sym4*. Schemat przemian sygnału i liczby jego próbek po kolejnych stopniach dekompozycji został zamieszony poniżej [4]:



Rys. 8. Proces kolejnych stopni dekompozycji badanego sygnału
Fig. 8. Decomposition process of examined signal

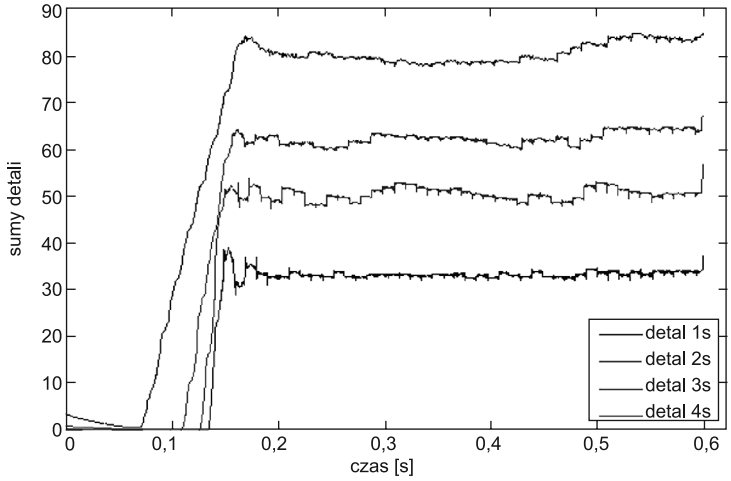
Kod realizujący powyższy schemat w programie Matlab:

```
[A1,D1]=dwt('sygnał badany','sym4')
[A2,D2]=dwt(A1,'sym4')
   ...
[A(N),D(N)]=dwt(A(N-1),'sym4')
for i=1:n
   fc(i)=sum(D(N)(i:pp+i));
end
```

gdzie:

A(N) – aproksymacje sygnału badanego po *N* stopniu dekompozycji,
D(N) – detale sygnału badanego po *N* stopniu dekompozycji.

Przebiegi otrzymane dla czterech kolejnych stopni dekompozycji:



Rys. 9. Sumy detali czterech stopni dekompozycji sygnału badanego powstałego w oparciu o przekształcenie falkowe *sym4*

Fig. 9. Sum of details of four following levels of signal decomposition based on *sym4* wavelet function

Mimo dużych wartości odpowiedzi, jakie uzyskano przy wykorzystaniu detali wyższych rzędów, ich stosunek odpowiadających pracy zwarciowej do pracy w stanie bezawaryjnym jest mniejszy niż w przypadku detali pierwszego stopnia dekompozycji. Poza tym każda kolejna transformacja spowodowała dwukrotne zmniejszenie liczby próbek wyjściowych, przez co czas trwania 'ramki czasowej' zawierająca sumy detali ulegał dwukrotnemu wydłużeniu dla każdej kolejnej odpowiedzi DWT. Doprowadziło to do rozmycia zauważalnej granicy charakterystycznej dla chwili wystąpienia zwarcia, co można zaobserwować na rys. 9. Ze względu na to, że szybkie wykrycie zwarcia i oszacowanie jego czasu wystąpienia jest bardzo istotne w omawianym algorytmie detekcyjnym, do jego budowy został wybrany sygnał pochodzący z pierwszego stopnia dekompozycji DWT działającej w oparciu o jądro falkowe *sym4*.

4. Algorytm detekcyjny oparty na analizie DWT

Algorytm detekcyjny działa na zasadzie dyskretnej transformaty falkowej przeprowadzonej na spróbkowanym sygnale prądowym (w tym przypadku pochodzącym z symulacji stanu awaryjnego przeprowadzonej na modelu pokazanym w pierwszej części artykułu), opartej o jądro falkowe *sym4*. Jest ono ważnym parametrem dobranym na podstawie informacji zgromadzonych w bazie danych *zwarcia-przebiegi_dynamiczne*. Zasada działania algorytmu została przedstawiona w następujących krokach:

1. Próbkowanie sygnału prądowego pochodzącego z urządzenia pomiarowego, działającego w czasie rzeczywistym →

$$s(t) \rightarrow s(n) \rightarrow$$

2. Pierwszo-poziomowa dekompozycja spróbkowanego sygnału →

$$\rightarrow s(n) \rightarrow DTF(sym4) \rightarrow d1(k) \rightarrow$$

3. Sumowanie liczby *pp* następujących po sobie wartości detali →

$$\rightarrow d1(k) \rightarrow sum(pp) = \sum_{n-pp}^{n} abs\,(d1(n)) \rightarrow$$

4. Porównanie otrzymanej sumy z parametrem *z* – warunek na wartość awaryjną →

$$\rightarrow sum(pp) > z \rightarrow$$

5. Sumowanie kolejnych próbek spełniających powyższy warunek (w przypadku niespełnienia warunku wyzerowanie parametru *k*) →

$$\rightarrow if \;\; sum(pp) > zz \quad k=k+1 \;\; else \; k=0 \rightarrow$$

6. Sprawdzenie kolejnego warunku – warunek zwarciowy→

$$\rightarrow k >= zwr \rightarrow$$

7. Wysłanie informacji o wystąpieniu zwarcia do aparatury zabezpieczającej w przypadku spełnienia powyższego warunku. W innym wypadku, przejście do punku 3 →

$$\rightarrow informacja \text{ - } zwarcie \rightarrow$$

8. Zadziałanie aparatury zabezpieczającej – przerwanie zwarcia →

$$\rightarrow wyłącznie\ zasilania \rightarrow$$

gdzie:

z – parametr odpowiadający wartość sumy detali charakterystycznej dla stanu awaryjnego,

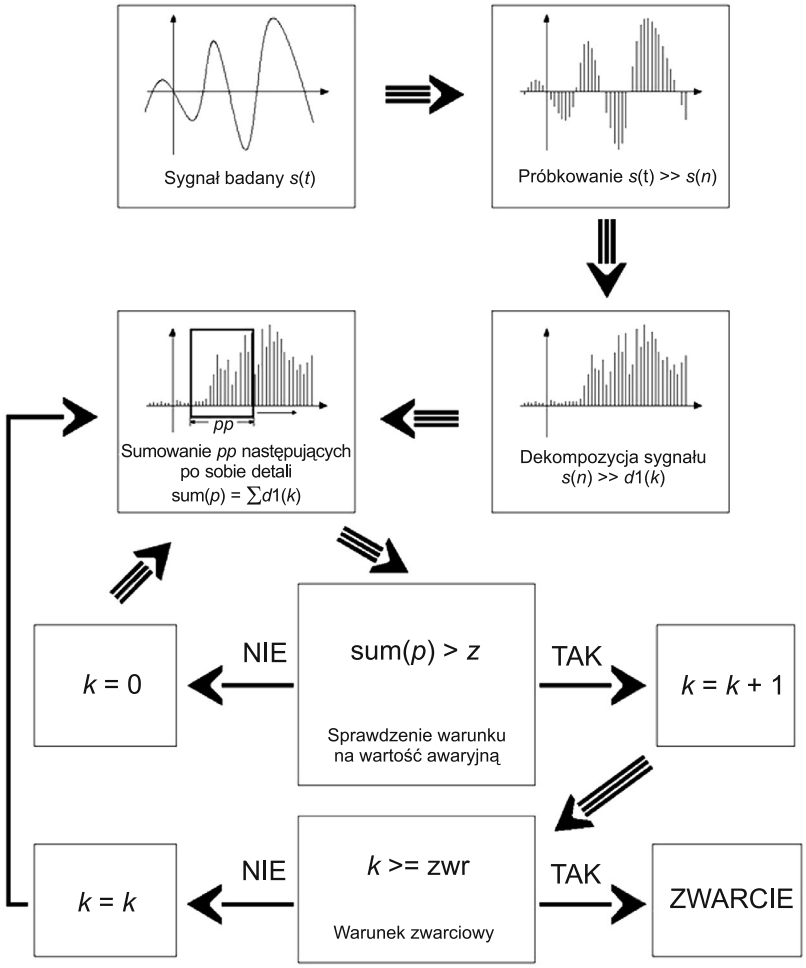
zwr – parametr odpowiadający liczbie kolejnych próbek uznawanych za sygnał zwarciowy, po osiągnięciu którego algorytm wysyła informację o wystąpieniu zwarcia [5].

Schematycznie proces działania algorytmu detekcyjnego zobrazowano na rys. 10.

Próbkowany w czasie rzeczywistym sygnał prądowy jest poddawany za pomocą mikroprocesora dyskretnej transformacie falkowej działającej w oparciu o jądro przekształcenia *sym4*. Po dokonaniu pierwszo-poziomowej dekompozycji algorytm sumuje odpowiednią liczbę *pp* następujących po sobie wartości otrzymanych detali, przy czym ustalono, że najlepsze rezultaty otrzymuje się dla wartości *pp* = 300 (suma kolejnych detali oznaczona jako *sum(pp)*). Wartość ta jest kolejnym parametrem algorytmu określonym za pomocą sygnałów zapisanych w bazie danych powstałej na podstawie modelu linii dwustronnie zasilanej. Istotną informacją jest to, iż sygnały zapisane w wykorzystywanej bazie danych odpowiadają częstotliwości próbkowania równej 60 kHz, a ma ona duży wpływ na parametr *pp*, ponieważ pośrednio określa gęstość otrzymywanych detali na jednostkę czasu. W przypadku braku urządzenia pomiarowego działających z tak wysoką częstotliwością, na podstawie wyników którego w czasie rzeczywistym miałaby działać omawiana operacja detekcyjna, parametr *pp* powinien zostać obniżony proporcjonalnie do częstotliwości próbkowania zastosowanego

urządzenia. Należy pamiętać, że im większa wartość *pp* zostanie zastosowana, tym większa będzie poprawność wykrycia wystąpienia zwarcia, natomiast spadnie szybkość jego detekcji oraz precyzja określenia chwili jego wystąpienia. Dla przykładu przy częstotliwości próbkowania 60 kHz rozmycie czasowe spowodowane 'ramką czasową' składającą się z 300 próbek wyniesie maksymalnie 0,01 s, co dalej jest dobrym wynikiem potwierdzającym słuszność wybranego parametru. Zastosowanie urządzenia pomiarowego próbkującego z częstotliwością 6 kHz wymagało by obniżenia parametru *pp* do wartości 30 dla zachowania przedstawionego wyżej rozmycia czasowego. Następnym etapem jest porównywanie uzyskanych sum detali z kolejnym parametrem algorytmu – *zz*:

$$sum(pp) > zz \tag{7}$$



Rys. 10. Schemat pracy algorytmu detekcyjnego DWT

Fig. 10. The scheme shows phases of DWT algorithm's process

Parametr ten określa wartość, od której suma kolejnych 300 następujących po sobie detali zostanie zakwalifikowana jako próbka odpowiadająca zwarciu. Na podstawnie przeprowadzenia analizy (której elektem były wykresy sum detali dla prądów różnych faz i przy różnych typach zwarcia) wszystkich sygnałów zawartych w bazie danych, stwierdzono, że dla systemu elektroenergetycznego mającego parametry zbliżone do modelu symulacyjnego wartość zmiennej *zz* gwarantująca niezawodne działanie powinna wynosić 5. Jest to parametr ponad 100-krotnie przekraczający wartości odpowiadające pracy bezawaryjnej. Zatem jeśli zostanie spełniony warunek (7) zmienna iteracyjna kryjąca się np. pod symbolem *k,* mająca wartość początkową 0, zostanie powiększona o 1. W celu eliminacji wykrycia jako zwarcia chwilowych przepięć lub zakłóceń, a są one bardzo widoczne w przypadku transformaty falkowej zamieniającej układ naturalny czas–wartość na układ typu czas–częstotliwość, należy założyć, że odpowiednio duża liczba następujących po sobie sum detali musi być większa od *zz*, czyli spełniać kolejny warunek:

$$k > zwr \tag{8}$$

przy czym, jeżeli którakolwiek z następujących po sobie sum nie spełni nierówności (7) zmienna *k* jest natychmiast zerowana i proces naliczania zaczyna się od początku. Liczba *zwr* jest więc kolejnym parametrem algorytmu detekcyjnego. Przyjęcie dużej wartości *zwr* powoduje, że procedura jest nieczuła na pojedyncze zakłócenia (zapobiega przed detekcją chwilowego przepięcia jako zwarcia), natomiast wydłuża czas wykrycia zwarcia. Każda kolejna suma *sum(pp)*, która musi spełniać warunek określony zależnością (7) powoduje wydłużenie czasu wykrycia zwarcia dla przyjętego próbkowania o kolejne $3{,}33 \times 10^{-5}$ s, dlatego należy rozsądnie dobrać omawianą stałą. Wprowadzenie zakłóceń do modelu symulacyjnego przedstawionego na pierwszych stronach artykułu pozwoliło wzbogacić bazę danych *zwarcia-przebiegi_dynamiczne* o kolejne próbki. Na ich podstawie oraz na podstawie pozostałych danych określono wartość parametru *zwr* na poziomie 300. Etapem końcowym pracy algorytmu po wystąpieniu liczby *zwr* kolejnych sum spełniających warunek (7) jest wysłanie informacji o wystąpieniu zwarcia do aparatury zabezpieczającej, która w odpowiedni sposób zareaguje na awarię i spowoduje przerwanie niepożądanego zjawiska. Wykorzystując powyższy schemat w oparciu o dobrane parametry:

Tabela 2

Parametry algorytmu detekcyjnego

przekształcenia falkowe	*sym4*
poziom dekompozycji sygnału	*I*
pp	300
zz	5
zwr	300

uzyskano algorytm detekcyjny nieczuły na zakłócenia niezwiązane ze zwarciami, wykrywający zwarcia z opóźnieniem czasowym na poziomie nie przekraczającym 0,02 s. Do przedstawionej wartości czasu należy jeszcze doliczyć czas zadziałania aparatury zabezpieczającej, natomiast czasy wykonania algorytmu oraz przesłania informacji o wystąpieniu zwarcia przy dzisiejszej technice komputerowej można uznać za nieistotne.

Realizacja algorytmu w programie Matlab:

```
[A1,D1] = dwt(Ig1_1,'sym4');
[detal]=abs(D1);
g=size(detal);
h=g(1,1);
n=h-pp;
for i=1:n
    fc(i,1)=sum(detal(i:pp+i));
    czas_wykrycia_zwarcia(i,1)=(0.6/h)*i;
    if fc(i,1)>=zz
      fl=fl+1;
      if fl>=zwr
        disp('zwarcie')
        disp([,czas wystąpienia zwarcia = ,, num2str(czas_wykrycia_zwarcia(i,1)),'[s]'])
        break
      end
    else fl=0;
    end
end
if i>=n
    disp('brak awarii')
end
```

gdzie:

Ig1_1 – to spróbkowany sygnał prądowy przedstawiony na rys. 3.

Otrzymany po uruchomieniu przedstawionego programu wynik:

zwarcie
czas wystąpienia zwarcia = 0,15703 [s]

świadczy o tym, że zwarcie z zastosowaniem parametrów algorytmu dobranych na podstawie omawianej bazy danych zostało zidentyfikowane poprawnie. Natomiast czas, po którym program wysłał sygnał o zaistnieniu awarii jest stosunkowo krótki i wynosi około 0,007 s. Zaprezentowany efekt działania programu pozwala zatem stwierdzić, iż parametry algorytmu zostały dobrane bezbłędnie, a sam algorytm detekcyjny przynosi zadowalające wyniki. W celu pokazania wpływu zmiany częstotliwości próbkowania na otrzymany czas detekcji zwarcia przetestowano algorytm na sygnale wzorcowym próbkowanym z częstotliwością 6 kHz (poziom częstotliwości pracy szerzej dostępnych urządzeń pomiarowych). Sumy detali uzyskane na takim sygnale przeskalowano do poziomu wartości odpowiadających wzorcowi pierwotnemu. Wartość sumy detali *pp* zmniejszono proporcjonalnie do zmiany częstotliwości – *pp* = 30. Natomiast wartość *zwr* ze względu na dziesięciokrotnie mniejszą liczbę próbek wyjściowych obniżono do wartości – *zwr* = 60 (wartość *zwr* = 30 jest również wystarczająca). Otrzymano następujący wynik:

zwarcie
czas wystąpienia zwarcia = 0,1632 [s]

Czas, po którym tym razem zostało wykryte zwarcie wynosi 0,013 s. Jest to również dobry rezultat, a różnica pomiędzy oboma symulacjami wynika z tego, iż wartość parametru *zwr* (dla symulacji 6 kHz) w stosunku do liczby próbek wyjściowych jest dwukrotnie większa, niż miało to miejsce w przypadku próbkowania na poziomie 60 kHz.

5. Podsumowanie

Przedstawiona w artykule procedura wykrywania zwarć opartych na analizie DWT dowodzi, że warto rozważyć stosowanie alternatywnych metod zabezpieczeń opierających swoje działanie na technikach komputerowych. Nierzadko dobrze opracowany algorytm detekcyjny daje lepsze rezultaty niż konwencjonalne zabezpieczenia i powoduje obniżenie ich kosztów, a obecnie jest to jedno z najważniejszych kryteriów. Poza tym jest źródłem informacji o chwili wystąpienia i czasie trwania zwarcia. Program detekcyjny może również współdziałać z typowymi zabezpieczeniami jako element wspomagający. Możliwość zaprojektowania przekształcenia falkowego dla potrzeb indywidualnego przypadku, jak również rozwinięcia algorytmu o funkcję lokalizacji miejsca zwarcia na podstawie przyporządkowania otrzymanych wartości detali odpowiadającym im odległością, w których wystąpiło zwarcie jest dodatkowym atutem tej metody. Wykorzystanie własności falek oraz technik mikroprocesorowych pozwala zatem na zbudowanie zabezpieczeń zoptymalizowanych pod kątem dowolnie wybranego fragmentu systemu elektroenergetycznego. Mnogość parametrów, jaka w wyniku takiego zestawienia jest dostępna, umożliwia nawet skrócenie czasu detekcji zwarcia przez powiększenie częstotliwości próbkowania lub zmianę odpowiednich stałych, gdy zaistnieje taka potrzeba.

Ze względu na fakt, iż przedstawiony w artykule algorytm został opracowany na wzorcu symulacyjnym pozwalającym jedynie na symulacje zwarć metalicznych w obrębie modelowanego systemu – linii przesyłowej, nie został on wyczulony na detekcję innych rodzajów zwarć, również często występujących w systemach elektroenergetycznych. Dlatego rozbudowa wzorca o inne typy zwarć wewnętrznych oraz zewnętrznych jest konieczna do uzyskania uniwersalnego oraz precyzyjnego algorytmu detekcyjnego i będzie podstawą dalszych badań.

Tworzenie modeli symulacyjnych rzeczywistych systemów elektroenergetycznych owocuje zbudowaniem szerokiej bazy danych zawierającej różnego rodzaju informacje o sygnałach prądowych oraz napięciowych pojawiających się w nietypowych stanach pracy. Otrzymane zbiory danych można następnie wykorzystać w celach badawczych, jak również praktycznie zastosować, choćby w taki sposób, jaki został zaprezentowany w artykule. Z powodu wielu zalet tego typu przedsięwzięć obecnie trudno jest sobie wyobrazić, aby jakakolwiek rozbudowa czy modernizacja systemu elektroenergetycznego nie została poprzedzona odpowiednimi symulacjami.

Literatura

[1] Rozegnał B., *Zastosowanie transformacji falkowej do wykrywania zwarć w linii dwustronnie zasilanej. Cz. I – Określenie bazy danych wzorców transformacji falkowej*, Czasopismo Techniczne, Wydawnictwo PK, Kraków 2012.

[2] K a c e j k o P., M a c h o w s k i J., *Zwarcia w systemach elektroenergetycznych*, Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, Warszawa 2002.
[3] M r o z e k B., M r o z e k Z., *MATLAB i Simulink, Poradnik Użytkownika*, Wydanie III, Helion, 2010.
[4] B i a ł a s i e w i c z J.T., *Falki i aproksymacje*, Wyd. 2., Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, Warszawa 2004.
[5] C h u l - H w a n K i m, H y u n K i m, *A Novel Fault-Detection Technique of High-Impedance Arcing Faults in Transmission Lines Using the Wavelet Transform*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 17, no. 4, October 2002, 921-929.
[6] S a ł a t R., O s o w s k i S., *Accurate fault location in the power transmission line using Support Vector Machine approach*, IEEE Transactions on Power Systems, vol. 2; 2004, 979-986 2006.
[7] M u s i e r o w i c z K., *Niekonwencjonalne metody detekcji zwarć w systemach elektroenergetycznych*, Przegląd Elektrotechniczny, 06/2004.
[8] H a l i n k a A., N i e d o p y t a l s k i M., *Metody wykrywania zwarć wielkoprądowych w liniach elektroenergetycznych z wykorzystaniem transformaty falkowej*, Prace Naukowe Politechniki Śląskiej Seria Elektryka, zeszyt 1 (201), Gliwice 2007, 106-118.
[9] Y o s h i h i d e H a s e, *Handbook of Power System Engineering*, WILEY 2007.
[10] R u c k a M., W i l d e K., *Application of wavelet analysis in damage detection and localization*, Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej, Gdańsk 2007.
[11] T a r i o v A., Ţ a r i o v a G., M a j o r k o w s k a - M e c h D., *Algorytmy wielopoziomowej dekompozycji oraz rekonstrukcji sygnałów cyfrowych*, Polska Akademia Nauk, Oddział w Gdańsku, Gdańsk 2012.
[12] N i e d o p y t a l s k i M., *Koncepcja zabezpieczenia odległościowego linii 110 kV wykorzystującego transformatę falkową,* Międzynarodowa Konferencja Naukowo-Techniczna „Invention – Innowacyjność w Elektroenergetyce", „Energetyka", Zeszyt tematyczny nr XII, Ustroń, 25–26 października 2007, 44-48.

ELEKTROTECHNIKA
CZASOPISMO TECHNICZNE
TECHNICAL TRANSACTIONS
ELECTRICAL ENGINEERING
WYDAWNICTWO POLITECHNIKI KRAKOWSKIEJ
1-E/2012
ZESZYT 24
ROK 109
ISSUE 24
YEAR 109

VOLODYMYR SAMOTYY*

OPTYMALIZACJA GENETYCZNA PRZETWORNIKA LICZBY FAZ

GENETIC OPTIMIZATION PHASE CONVERTERS NUMBER

Streszczenie

Zaproponowano metodę optymalizacji parametrycznej przetwornika liczby faz za pomocą *RLC*-łańcucha oraz algorytmu genetycznego. Umożliwia on najbardziej przybliżony kształt sygnału wyjściowego przetwornika do idealnego napięcia trójfazowego.

Słowa kluczowe: *algorytm genetyczny, model wrażliwości na warunki początkowe*

Abstract

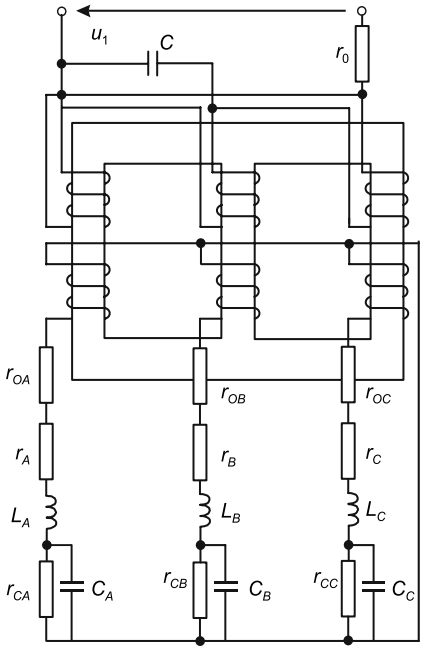
Proposed a method of optimizing the number of phases of the parametric transducer using *RLC*-chain and a genetic algorithm that allows the most approximate shape of the transducer output signal to an ideal three-phase voltage.

Keywords: *genetic algorithm, model of sensitivities to the initial state*

* Prof. dr hab. inż. Volodymyr Samotyy, Katedra Automatyki i Technik Informacyjnych, Wydział Elektrotechniki i Inżynierii Komputerowej, Politechnika Krakowska; Katedra Komputerowych Systemów Automatyki, Instytut Technologii Komputerowych, Automatyki i Metrologii, Uniwersytet Narodowy „Lvivska Politechnika".

1. Wstęp

W wielu przypadkach użytkownicy nie mają dostępu do napięcia trójfazowego. Jeżeli jednak istnieje taka potrzeba, możemy otrzymać je z napięcia jednofazowego. Pierwszym sposobem jest przetwarzanie napięcia jednofazowego na napięcie stałe, a następnie, za pomocą falownika, do przemiennego napięcia trójfazowego. Ścieżka ta nie znajduje uzasadnienia technologicznego, ponieważ wymagany jest schemat sterowania tyrystorami falowników. Druga wada takiego podejścia polega na tym, że sygnał wyjściowy falownika nie jest sinusoidalny. Istnieje jeszcze inny sposób rozwiązania tego problemu – zastosowanie przetwornika liczby faz. Jego podstawowy element to transformator trójfazowy zasilany napięciem jednofazowym przez kondensator C (rys. 1). Prądy obciążenia przetwarzacza mają kształt niezgodny z zależnością trójfazową, tj. amplitudy prądów poszczególnych faz są różne, a przesunięcie fazowe pomiędzy nimi nie równa się $T/3$.



Rys. 1. Schemat przetwornika liczby faz

Fig. 1. Converter circuit among phases

W artykule zaproponowano regulowanie amplitud i faz prądów, korzystając z *RLC*-łańcuchów. Zmieniając wartości ich parametrów, możemy wpływać na prądy fazowe. Ze względu na nieliniowość badanego obiektu, analityczne obliczanie parametrów jest niemożliwe. Do ich inicjalizacji zaproponowano zastosowanie algorytmów genetycznych jako najbardziej odpowiednich dla takiego problemu. W ten sposób można rozwiązać problem globalnej optymalizacji parametrycznej przetwornika liczby faz, która zapewni równość wszystkich amplitud prądów fazowych i wymagane przesunięcie fazowe między nimi.

2. Przegląd literatury

Analiza przebiegów nieustalonych sprowadza się do rozwiązania problemu Cauchy'ego równań różniczkowych, przy podanych warunkach początkowych zmiennych stanu. Całkowanie takich równań metodami numerycznymi na znacznym odcinku czasu może doprowadzić do przebiegów okresowych. Jednak podobne podejście nie jest uzasadnione, biorąc pod uwagę liczbę obliczeń i akumulacje błędów całkowania numerycznego. Dlatego ciągle były poszukiwane metody analizy przebiegów okresowych, pomijając przebiegi nieokresowe. Problem analizy przebiegów okresowych został rozpatrzony w wielu pracach naukowych. W [4] zaproponowano metodę analizy rezonansu nieliniowych obwodów elektromagnetycznych, opartych na szeregach Voltaire. Jej wadą jest jednak brak kryteriów wyboru liczby harmonicznych, branych pod uwagę, co dla przebiegów rezonansowych ma bardzo duże znaczenie. Wskazana wada jest wspólna dla wszystkich metod opartych na szeregach, w szczególności szeregach funkcjonalnych [2] oraz szeregach Fouriera [3]. Pozbawiona tych wad jest metoda Gaussa-Seidla korekty wtórnej [1], ale wymaga dużej liczby iteracji.

Znana jest idea wykorzystania metody ekstrapolacyjnej, [7, 13] opartej o ε-algorytm. Jego zastosowanie do analizy przebiegów okresowych opisano w pracach [9–11]. Za główną wadę tej metody [7, 13] uważa się konieczność całkowania równań różniczkowych na znacznym odcinku czasu (nT). Zastosowanie metody Newtona do analizy przebiegów okresowych opisane zostało w [6]. Za główny problem uznać tu należy obliczanie macierzy monodromii, części macierzy Jacobiego, która [6] obliczana jest przez całkowanie numeryczne równania wariacji. Niestety metoda [6] nie nadaje się do analizy nieliniowych obwodów elektromagnetycznych, a problem udało się rozwiązać w [5, 8, 9, 12].

3. Równania stanu przetwornika liczby faz

Równania przetwornika liczby faz z obciążeniem aktywnym przedstawiono w pracy [12]. W naszym przypadku wskazany przetwornik ma na wyjściu włączone dodatkowe układy *RLC* dla amplitudowo-fazowej korekty prądu obciążenia do wzorcowej zależności trójfazowej. W układzie zachowany został warunek, że amplitudy prądów obciążenia faz mają jednakowe wartości i są przesunięte w czasie o 1/3 okresu. Zapiszemy równania stanu przetwornika liczby faz w postaci macierzowej:

$$\frac{d\boldsymbol{X}}{dt} = \boldsymbol{B}\boldsymbol{Z}(t), \quad \boldsymbol{Z}(t) = \frac{d\boldsymbol{Y}}{dt} \tag{1}$$

gdzie:

$\boldsymbol{X} = (\psi, \boldsymbol{I}_2, \boldsymbol{u}_{C1}, \boldsymbol{U}_{C2})^T$ – wektor zmiennych stanu;

$\boldsymbol{B} = \mathrm{diag}((\boldsymbol{D}, \boldsymbol{A}_2)^T, C_1^{-1}, \boldsymbol{C}_2^{-1})$ – macierz diagonalna współczynników;

$\boldsymbol{Z}(t) = (\boldsymbol{U} - \boldsymbol{R}\boldsymbol{I}, -\boldsymbol{H}_C^T\boldsymbol{I}_1, \boldsymbol{I}_2 - \boldsymbol{R}_C^{-1}\boldsymbol{U}_{C2})^T$ – wektor funkcji czasowej;

C_1 – pojemność kondensatora na wejściu;

$C_2 = \mathrm{diag}\,(\boldsymbol{C}_A, \boldsymbol{C}_B, \boldsymbol{C}_C)$ – macierz diagonalna pojemności kondensatorów na wyjściu;

$\boldsymbol{\psi} = (\boldsymbol{\psi}_A, \boldsymbol{\psi}_B, \boldsymbol{\psi}_C)$ – wektor strumieni głównych;
$\boldsymbol{I}_1 = (i_{1A}, i_{1B}, i_{1C})^T$, $\boldsymbol{I}_2 = (i_{2A}, i_{2B}, i_{2C},)^T$ – wektory prądów;
$\boldsymbol{I} = (\boldsymbol{I}_1, \boldsymbol{I}_2)^T$ – pełny wektor prądów obwodów elektrycznych;
$\boldsymbol{R} = \text{diag}\,(\boldsymbol{R}_1, \boldsymbol{R}_2)$ – macierz diagonalna rezystancji;
$\boldsymbol{U} = (\boldsymbol{H}_1 u_1 + \boldsymbol{H}_C u_{C1}, -\boldsymbol{U}_{C2})^T$ – wektor napięć;
u_1 – napięcie zasilania;
u_{C1} – napięcie kondensatora na wejściu;
$\boldsymbol{U}_{C2} = (u_{CA}, u_{CB}, u_{CC})^T$ – wektor napięć kondensatorów na wyjściu;
$\boldsymbol{H}_1 = (1, 0, -1)^T$, $\boldsymbol{H}_C = (0, 1, -1)^T$ – macierzy strukturalne;
$\boldsymbol{R}_1$ – macierz rezystancji strony pierwotnej

$$\boldsymbol{R}_1 = \begin{bmatrix} r_{1A} + r_0 & 0 & -r \\ 0 & r_{1B} & 0 \\ -r_0 & 0 & r_{1C} + r_0 \end{bmatrix}; \tag{2}$$

r_0 – rezystancja wewnętrzna źródła zasilania;
r_{1A}, r_{1B}, r_{1C} – rezystancje uzwojeń pierwotnych;
$\boldsymbol{R}_2 = \text{diag}\,(r_{2A} + r_{OA} + r_A, r_{2B} + r_{OB} + r_B, r_{2C} + r_{OC} + r_C)$ – przekątna rezystancji strony wtórnej;
$\boldsymbol{R}_C = \text{diag}\,(r_{CA}, r_{CB}, r_{CC})$ – macierz diagonalna rezystancji układów *RLC*;
$\boldsymbol{D} = (\boldsymbol{D}_1, \boldsymbol{D}_2)$, $\boldsymbol{A}_2 = (\boldsymbol{A}_{21}, \boldsymbol{A}_{22})$, $\boldsymbol{D}_1 = \boldsymbol{G}\alpha_1$, $\boldsymbol{D}_2 = \boldsymbol{G}\alpha_2$;
$\boldsymbol{G} = (\alpha'' + \alpha_0 \boldsymbol{E}_1 + \alpha_1 + \alpha_2)^{-1}$, $\boldsymbol{A}_{21} = -\alpha_2 \boldsymbol{D}_1$, $\boldsymbol{A}_{22} = \alpha_2(\boldsymbol{E} - \boldsymbol{D}_2)$ – macierze współczynników;
$\boldsymbol{E} = \text{diag}\,(1, 1, 1)$ – macierz jednostkowa;
$\boldsymbol{E}_1$ – macierz o wymiarze 3 × 3 której wszystkie elementy równe są jedności;
$\alpha_1 = \text{diag}\,(\alpha_{1A}, \alpha_{1B}, \alpha_{1C})$, $\alpha_2 = \text{diag}\,(\alpha'_{2A}, \alpha'_{2B}, \alpha'_{2C})$ – przekątne odwrotności indukcyjności rozpraszania pierwotnego i wtórnego uzwojeń;
$\alpha'_{2k} = \alpha_{2k} / (1 + \alpha_{2k} L_k),\ k = A, B, C;$
$\alpha'' = \text{diag}\,(\alpha''_A, \alpha''_B, \alpha''_C)$ – macierz diagonalna odwrotności indukcyjności dynamicznych obliczanych przez charakterystyki magnesowania

$$\alpha''_j = \frac{\partial \varphi_j(\psi_j)}{\partial \psi_j} = \alpha''_j(\psi_j), \quad j = A, B, C \tag{3}$$

Prądy uzwojeń pierwotnych można obliczyć analitycznie

$$\boldsymbol{I}_1 = \alpha' \boldsymbol{\psi} + \alpha_0 \boldsymbol{E}_1 \boldsymbol{\psi} - \boldsymbol{I}_2 \tag{4}$$

Analiza przebiegów nieustalonych jest zredukowana do całkowania numerycznego równań (1), przy zadanych warunkach początkowych $\boldsymbol{X}(0)$. Przebiegi ustalone można obliczyć,

podając warunki początkowe $\boldsymbol{X}(0)$ spełniające warunek okresowości. Takie warunki otrzymujemy, korzystając z modelu wrażliwości na warunki początkowe.

4. Model wrażliwości na warunki początkowe

Jedna z metod, która umożliwia analizę przebiegów ustalonych oparta na cyklach iteracyjnych Newtona, znana jest pod nazwą modelu wrażliwości na warunki początkowe. To oznacza, że można obliczyć warunki początkowe $\boldsymbol{X}(0)$, które przy całkowaniu równania (1) podają przebiegi ustalone. Jej głównym problemem jest określenie macierzy monodromii.

Wiadomo, że każdy przebieg ustalony jest przebiegiem okresowym i powinien spełniać warunki okresowe, które można zapisać w postaci układu nieliniowych równań algebraicznych:

$$\boldsymbol{F}\,(\boldsymbol{X}(0)) = \boldsymbol{X}(0) - \boldsymbol{X}\,(\boldsymbol{X}(0),\, T) = 0 \tag{5}$$

gdzie:

T – okres sygnału wejściowego.

Równania nieliniowe (5) rozwiązujemy iteracyjną metodą Newtona:

$$\boldsymbol{X}(0)^{(K+1)} = \boldsymbol{X}(0)^{(K)} - (\boldsymbol{F}'\,(\boldsymbol{X}(0)^{(K)}))^{-1}\,\boldsymbol{F}\,(\boldsymbol{X}(0)^{(K)}) \tag{6}$$

gdzie:

$\boldsymbol{F}'\,(\boldsymbol{X}(0))$ – macierz Jacobiego równania okresowości (5).

Zapiszemy pochodną po $\boldsymbol{X}(0)$ równania (5), wówczas otrzymamy:

$$\boldsymbol{F}'(\boldsymbol{X}(0)) = \boldsymbol{E} - \Sigma(T), \quad \Sigma(T) = \boldsymbol{B}(T)\boldsymbol{S}(T) \tag{7}$$

gdzie:

$\Sigma(T)$ – macierz monodromii.

Macierz $\boldsymbol{S}(T)$ obliczamy przez całkowanie równań wariacyjnych:

$$\frac{d\boldsymbol{S}}{dt} = \boldsymbol{Q}\boldsymbol{S} \tag{8}$$

gdzie:

$$\boldsymbol{Q} = \begin{bmatrix} -\boldsymbol{R}_1\boldsymbol{A}_1 & \boldsymbol{H}_C C_1^{-1} \\ -\boldsymbol{R}_2\boldsymbol{A}_2 & -\boldsymbol{C}_2^{-1} \\ -\boldsymbol{H}_C^T\boldsymbol{A}_1 & 0 \\ \boldsymbol{A}_2 & -\boldsymbol{R}_C^{-1}\boldsymbol{C}_2^{-1} \end{bmatrix} \tag{9}$$

gdzie:

$\boldsymbol{A} = (\boldsymbol{A}_1, \boldsymbol{A}_2)^T$ – macierz współczynników równań różniczkowych prądów;

$\boldsymbol{A}_1 = (\boldsymbol{A}_{11}, \boldsymbol{A}_{12})$, $\boldsymbol{A}_{11} = -\alpha_1(\boldsymbol{E} - \boldsymbol{D}_2)$, $\boldsymbol{A}_{12} = -\alpha_1\boldsymbol{D}_2$.

Warunki początkowe $\boldsymbol{S}(0)^{(K)}$ obliczamy zgodnie z wzorem

$$\boldsymbol{S}(0)^{(K)} = (\boldsymbol{B}(0)^{(K)})^{-1} \tag{10}$$

Proces iteracyjny kończymy po spełnieniu warunku stopu:

$$\text{mod}\,(1 - X(0)^{(K)}/X(0)^{(K+1)}) < \varepsilon \tag{11}$$

gdzie:

ε – błąd konwergencji.

5. Optymalizacja genetyczna parametrów przetwornika liczby faz

Badany układ jest obiektem nieliniowym, w którym zmiana wartości parametrów układu *RLC* prowadzi do zmian amplitud prądów obciążenia i do zmian przesunięcia fazowego między nimi. Manipulacja tymi parametrami może przybliżać albo oddalać kształt prądów obciążenia od zależności trójfazowej. Naszym celem jest dobranie takich parametrów, które doprowadzą do zależności trójfazowej. W takiej zależności amplitudy wszystkich faz są jednakowe, a przesunięcie fazowe jest równe 1/3 okresu. Za pomocą algorytmu genetycznego były dobierane następujące parametry: r_A, r_B, r_C, L_A, L_B, L_C, r_{CA}, r_{CB}, r_{CC}, C_A, C_B, C_C, C.

Do optymalizacji parametrycznej został wykorzystany algorytm genetyczny, zmodyfikowany odpowiednio do rozpatrywanego modelu. Wartości parametrów były dobierane w taki sposób, aby zminimalizować funkcję celu:

$$f = \left|\varphi_{AB} - \varphi_0\right| + \left|\varphi_{BC} - \varphi_0\right| + \left|\varphi_{CA} - \varphi_0\right| + \sum_{i,\,j}\left| u_{ij} - 1\right| \tag{12}$$

gdzie

$\varphi_{ij} = \left|\,\varphi_i - \varphi_j\,\right|$, $(i, j = A, B, C)$; $\varphi_0 = 2\pi/3$;

φ_A, φ_B, φ_C – wartości początkowe faz napięć obciążenia;

$u_{ij} = U_{mi}/U_{mj}$, $(i, j = A, B, C, i \neq j)$;

U_{mA}, U_{mB}, U_{mC} – wartości amplitud napięć obciążenia.

Funkcja celu powinna spełniać warunek $f = 0$. Algorytmy genetyczne z natury są metodami stochastycznymi, opartymi na analogii procesu ewolucyjnego. Nie nakładają dodatkowych warunków dla funkcji celu na każdej iteracji i przewidują sposoby wyjścia z lokalnych ekstremów.

Klasyczny algorytm genetyczny tworzy populacje początkową losowo. Rozmiar populacji N (liczba wszystkich chromosomów) jest stała. Każdy osobnik jest generowany jako ciąg K bitów, gdzie K – długość kodu osobnika.

Każdy osobnik to rozwiązanie bieżącego problemu. Lepszy osobnik – lepsze rozwiązanie. Dane cechy algorytmu genetycznego pozwalają stwierdzić, że jest on bardziej efektywny dla optymalizacji parametrycznej niż inne algorytmy. Algorytm składa się z trzech etapów: tworzenie bieżącej populacji z aktualnego pokolenia; powtórne tworzenie bieżącego pokolenia z wykorzystaniem krosyngowera. Dalej, stosując mutacje, powstaje nowa generacja.

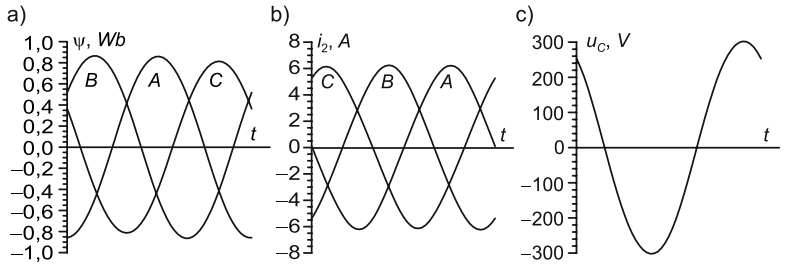
Skuteczność algorytmu genetycznego do rozwiązania danego problemu zależy od wielu czynników, w szczególności takich, jak operatory genetyczne, doboru odpowiednich wartości parametrów i również od sposobów przedstawiania problemu w chromosomie. Optymalizacja tych czynników prowadzi do zwiększenia szybkości i stabilności wyszukiwania, co ma istotny wpływ na stosowanie algorytmów genetycznych.

Moc algorytmu genetycznego jest zawarta w jego zdolności do manipulowania wielu parametrami jednocześnie. Zazwyczaj algorytmy genetyczne „popełniają błąd" nie więcej niż (3–5)%.

6. Wyniki obliczeń

Na rysunku 2 przedstawiono wyniki obliczeń przebiegów ustalonych przetwornika liczby faz, stosując model wrażliwości na warunki początkowe. Optymalizacja parametryczna wykonana została za pomocą algorytmu genetycznego. Układ równań różniczkowych całkowano metodą Rungego-Kutty ze stałym krokiem całkowania $\Delta t = 0{,}00002$ s.

Obliczenia przeprowadzono dla parametrów: $r_{1A} = r_{1B} = r_{1C} = 1{,}3\ \Omega$; $r_0 = 0{,}5\ \Omega$; $r_{2A} = r_{2B} = r_{2C} = 2{,}2\ \Omega$; $r_{HA} = r_{HB} = r_{HC} = 40{,}0\ \Omega$; $\alpha_1 = \alpha_{1B} = \alpha_1 = 175{,}0\ \mathrm{H}^{-1}$; $\alpha_{2A} = \alpha_{2B} = \alpha_{2C} = 202{,}0\ \mathrm{H}^{-1}$; $\alpha_0 = 120{,}0\ \mathrm{H}^{-1}$; $u_1 = 311 \sin(314{,}1593t)$ V. Parametry algorytmu genetycznego: wielkość populacji 130 osobników, liczba pokoleń 40, odsetek nowych osobników 58.



Rys. 2. Wyniki obliczeń przebiegów ustalonych faz *A*, *B*, *C*: a) strumieni głównych, b) prądów obciążenia, c) napięcia kondensatora na odcinku jednego okresu ($T = 0{,}02$ s)

Fig. 2. The result of computation was established of phases *A*, *B*, *C*: the main streams a), load currents b), capacitor voltage c) over one period ($T = 0.02$ s)

Krzywa magnesowania aproksymowana wzorem:

$$\varphi(\psi) = \begin{cases} a_1\psi, & |\psi| > \psi \\ S_3(\psi), & \psi_1 \le |\psi| \le \psi_2 \\ a_2\psi - a_0, & |\psi| > \psi_2 \end{cases} \tag{13}$$

gdzie:

$a_1 = 1{,}0\ \mathrm{H}^{-1}$; $a_2 = 247\ \mathrm{H}^{-1}$; $a_0 = 73{,}8$ A; $\psi_1 = 0{,}1$ Wb; $\psi_2 = 0{,}4$ Wb; $\varphi(\psi_1) = 0{,}1$ A; $\varphi(\psi_2) = 25$ A; $S_3(\psi)$ – splajn trzeciego rzędu.

Parametry układów *RLC* i kondensatora na wejściu zostały dobrane algorytmem genetycznym. W rezultacie ustalono następujące wartości: $r_A = 1{,}59666\ \Omega$; $r_B = 1{,}8703\ \Omega$; $r_C = 0{,}623\ \Omega$; $L_A = 0{,}0057$ H; $L_B = 0{,}01178$ H; $L_C = 0{,}0037497$ H; $r_{CA} = 1{,}307\ \Omega$; $r_{CB} = 0{,}36967\ \Omega$; $r_{CC} = 0{,}22\ \Omega$; $C_A = 0{,}0014155$ F; $C_B = 0{,}00333475$ F; $C_C = 0{,}00082$ F; $C = 0.000242$ F. Wartość funkcji celu obliczana zgodnie z (12) wyniosła 0,08018.

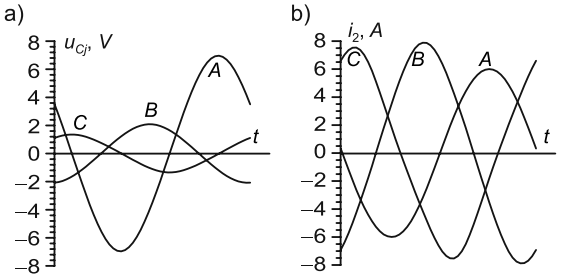
Analizując otrzymane wyniki, można dojść do następujących wniosków:

Na rysunku 2a przedstawiono wyniki obliczeń przebiegów ustalonych strumieni głównych faz *A*, *B*, *C* na odcinku jednego okresu (0,02 s). Widać, że przesunięcie fazowe pomiędzy nimi zbliża się do 1/3 okresu, natomiast amplitudy różnią się o 10%. Zauważmy, że zmianie uległa kolejność faz w czasie, a mianowicie: nie *A*, *B*, *C*, jak powinno być, a *A*, *C*, *B*. Zmiana ta nie jest jednak istotna, ponieważ zawsze można zamienić ich kolejność.

Na rysunku 2b przedstawiono obliczone krzywe przebiegów ustalonych prądów obciążenia faz *A*, *B*, *C*. Amplitudy poszczególnych faz różnią się mniej niż o 2%. Kolejność faz jest taka sama, jak i dla strumieni głównych *A*, *C*, *B*. Mnożąc amplitudy prądów (≈6,2 A) przez rezystancje obciążenia (40 Ω) otrzymujemy amplitudę napięcia obciążenia 248 V. Wartość ta może być regulowana. Przykładowo: można zadać w funkcji celu amplitudę wynoszącą 230 V. Algorytm genetyczny dobierze parametry układów *RLC* w taki sposób, aby warunek ten został spełniony. Dlatego do funkcji celu (12) wystarczy dodać wzór:

$$\sum_j \left| U_{mj} / 230 - 1 \right| + \sum_j \left| 230 / U_{mj} - 1 \right|, \quad j = A, B, C$$

Krzywa napięcia kondensatora na wejściu (rys. 2c) zbliża się do zależności sinusoidalnej z amplitudą (≈302 V) bliską do amplitudy napięcia zasilania. Natomiast napięcia kondensatorów na wyjściu (rys. 3a) mają różne amplitudy, ze względu na znaczne różnice między wartościami pojemności kondensatorów.



Rys. 3. Wyniki obliczeń przebiegów ustalonych: napięć kondensatorów faz *A*, *B*, *C* a) i prądów obciążenia faz *A*, *B*, *C* b) na odcinku jednego okresu (T = 0,02 s)

Fig. 3. The results of computation was established: condenser voltages phase *A*, *B*, *C* a) load currents phase *A*, *B*, *C* b) over one period (T = 0.02 s)

Jeżeli podamy losowe wartości parametrów układów *RLC* i wartość pojemności kondensatora na wejściu, na przykład

$$r_A = r_B = r_C = 1\ \Omega;$$

$$L_A = L_B = L_C = 0{,}01\ \text{H};$$

$$r_{CA} = r_{CB} = r_{CC} = 1\Omega;$$

$$C_A = C_B = C_C = 0{,}001\ \text{F};$$

$$C = 0{,}00035\ \text{F},$$

wtedy amplitudy prądów obciążenia poszczególnych faz będą różne, a przesunięcie fazowe między nimi nie równe $T/3$ (rys. 3b). Metoda genetyczna jest jedynym sposobem dobierania wartości parametrów układu *RLC* dla spełnienia warunku $f = 0$ dla wzoru (12).

7. Wnioski

Zastosowanie algorytmu genetycznego dla wyboru parametrów układów *RLC* i pojemności kondensatora na wejściu pozwoliło uzyskać na wyjściu przetwornika liczby faz trójfazowe napięcie, dla którego amplitudy poszczególnych faz są równe, a przesunięcie fazowe pomiędzy nimi równa się 1/3 okresu. Proponowaną metodę można realizować w praktyce. Program generuje wartości parametrów układów *RLC* i wartości pojemności kondensatora na wejściu, a pomiary funkcji celu są przekazywane do programu, dla kolejnej optymalizacji parametrycznej.

Literatura

[1] Баламетов А.Б., Мамедяров О.С., *Расчет установившегося режима сложных электрических сетей методом Гаусса-Зейделя с вторичной коррекцией*, Электричество, 1985, N 10, 7-11.

[2] Калугин Е.И., *Определение установившегося режима в нелинейной электрической цепи с помощью функциональных рядов*, Изв. АН СССР, Энергетика и транспорт, N 1, 1990.

[3] Ланцов В.Н., Меркулов А.С., *Алгоритм расчета квазипериодических процессов в нелинейных радиотехнических устройствах*, Изв. вузов, Радиоэлектроника, N 6, 1990.

[4] Осетров А.В., *Нелинейные искажения в резонансных цепях при сложном входном воздействии*, Изв. вузов, Радиоэлектроника, N 9, 1989.

[5] Самотый В.В., *Математичне моделювання стаціонарних процесів електромагнетних перетворювачів систем керування*, Львів: Фенікс, 1997.

[6] Aprille T.I., Trick T.N., *A computer algorithm to determine the steady-state response of non-linear oscillator*, IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-19, 1972.

[7] McLeod, *A note on the e-algorithm*, Computing (Arch. Elektron. Rechnen), V. 7, 1971.

[8] Minkina W., Samotyj W., *Metoda analizy zjawiska ferrorezonansu we wzmacniaczu magnetycznym*, Jakość i Użytkowanie Energii Elektrycznej, Tom VIII, Zeszyt 1/2, 2002.

[9] Minkina W., Samotyj W., *Modelowanie matematyczne zjawiska ferrorezonansu w trójfazowym przemienniku częstotliwości*, I Krajowa konferencja Modelowanie i Symulacja, 2000 (MiS-1), Kościelisko 2000.

[10] Samotyj W., Dzelendziak U., Chomulak M., *Optymalizacja kształtu sygnału wyjściowego falownika tyrystorowego*, V Ogólnopolska konferencja naukowo-techniczna Postępy w Elektrotechnice Stosowanej (PES-5), Kościelisko 2005.

[11] Samotyy V., Kobylyansky A., *Transient Analysis of Cycloconvertor Operating under Static Load*, Engineering Simulation, Vol. 14, 1997.

[12] Samotyy V., *Analiza procesów okresowych nieliniowych urządzeń elektromagnetycznych systemów automatyki*, Czasopismo Techniczne, 1-E/2010, Wydawnictwo PK, Kraków 2010.

[13] Skelboe S., *Computing of the periodic steady-state response of non-linear networks by extrapolation methods*, IEEE Trans. Circuits Syst., V. CAS-27, 1980.

ELEKTROTECHNIKA
CZASOPISMO TECHNICZNE
TECHNICAL TRANSACTIONS
ELECTRICAL ENGINEERING
WYDAWNICTWO POLITECHNIKI KRAKOWSKIEJ
1-E/2012
ZESZYT 24
ROK 109
ISSUE 24
YEAR 109

TOMASZ SIEŃKO*

SCHEMAT ZASTĘPCZY PRZEKSZTAŁTNIKA MACIERZOWEGO DLA STANÓW DYNAMICZNYCH PRZY STEROWANIU JEDNOOKRESOWYM

EQUIVALENT SCHEME OF MATRIX CONVERTER FOR DYNAMIC STATES UNDER SINGLE-PERIODIC CONTROL

Streszczenie

W artykule przedstawiono nowy sposób opisu przekształtnika macierzowego dla stanów dynamicznych przy reprezentacji kluczy energoelektronicznych umożliwiającej rozdzielenie stanu zaporowego oraz przewodzenia. Wykorzystano ideę sterowania jednookresowego dla stanów ustalonych i w wyniku wprowadzenia zmiennej dyskretnej rozszerzono ją na stany dynamiczne. Przedstawiono równania przekształtnika macierzowego we współrzędnych naturalnych oraz wykorzystano specyficzne właściwości sterowania jednookresowego dla hybrydowego opisu przekształtnika jako wielowrotnika. Zastosowanie do takiego opisu wielofazowych składowych symetrycznych pozwoliło za rozdzielenie równań dla poszczególnych składowych. Pozwoliło to wprowadzić relatywnie prosty schemat zastępczy przekształtnika macierzowego dla składowej 1, reprezentującej przekształtnik w warunkach symetrii.

Słowa kluczowe: *przekształtnik macierzowy*, *składowe symetryczne*, *schemat zastępczy*

Abstract

The article presents new idea of matrix converter modeling suitable for dynamic states. The representation of converter bi-directional switches allows to separate their conduction and blocking states. The application of the additional discrete variable to the area based single periodical matrix control method made it suitable for application for modeling dynamic processes. The equations describing converter using natural coordinates were formed and specific properties of single periodical control method were used to create hybrid description of the matrix converter as multiport element. The implementation of the symmetrical components method to such description allowed to separate the equations describing the converter into an individual equations for each component. The equation for first order component can be represented by relatively simple equivalent circuit characterizing converter during symmetrical conditions of work.

Keywords: *matrix converters*, *symmetrical components*, *equivalent circuit*

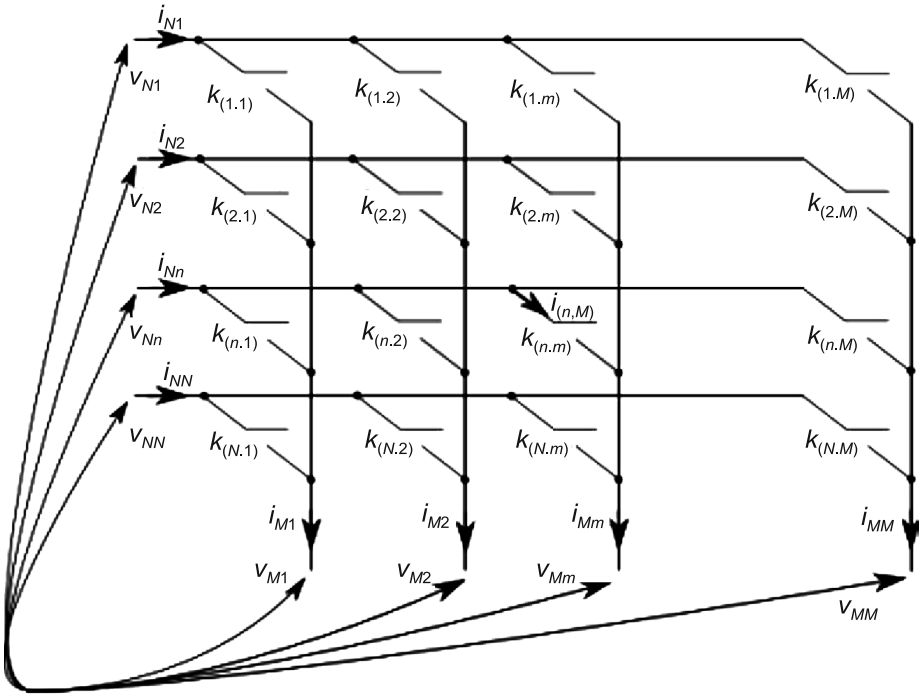
* Mgr inż. Tomasz Sieńko, Instytut Elektromechanicznych Przemian Energii, Wydział Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej, Politechnika Krakowska.

1. Wstęp

Obecnie gwałtownie zwiększa się liczba urzadzeń energoelektronicznych w systemie elektroenergetycznym. Występują one nie tylko u odbiorców energii, lecz coraz częściej są wykorzystywane w układach wytwarzania energii, a szczególnie w elektrowniach wiatrowych. Istotne również staje się wykorzystywanie urządzeń energoelektronicznych typu FACTS do poprawy stabilności systemu elektroenergetycznego i jakości energii [7, 8].

W związku z coraz szerszą aplikacją przekształtników pojawia się zapotrzebowanie na sposób modelowania tej klasy urządzeń umożliwiający swobodny wybór odwzorowywanych cech przekształtnika

Jednym z bardziej perspektywicznych przekształtników energoelektronicznych jest przekształtnik macierzowy (PM), przedstawiony na rys. 1. Układ zbudowany jest z w pełni sterowalnych kluczy, elementarnych układów energoelektronicznych posiadających takie same właściwości niezależnie od polaryzacji napięcia. Klucze zgrupowane są w kolumny (m) i wiersze (n), tworząc strukturę przypominającą macierz, skąd pochodzi nazwa tego układu.



Rys. 1. Struktura przekształtnika macierzowego

Fig. 1. Topology of the matrix converter

Do opisu stanu pojedynczego klucza użyto funkcji $k_{(n,m)}$, która przypisuje stanowi przewodzenia klucza wartość 1, a stanowi odcięcia wartość 0. Indeks (n, m) określa pozycję klucza w macierzy. Stan kluczy PM wygodnie jest opisać macierzą **K** w postaci:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_{(1,1)} & \cdots & k_{(1,m)} & \cdots & k_{(1,M)} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \iddots & \vdots \\ k_{(n,1)} & \cdots & k_{(n,m)} & \cdots & k_{(n,M)} \\ \vdots & \iddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ k_{(N,1)} & \cdots & k_{(N,m)} & \cdots & k_{(N,M)} \end{bmatrix} \tag{1}$$

Elementami macierzy **K** są funkcje $k_{(n,m)}$ uporządkowane zgodnie z pozycjami kluczy w PM na rys. 1. Stan kluczy przekształtnika dla każdej chwili opisuje macierz **K** zawierająca jedynie zera i jedynki.

W artykule użyto następującego sposobu indeksowania. Wielkościom związanym z kluczem, tj. jego prądowi, napięciu oraz stanowi przypisano indeksy w nawiasach określające pozycję klucza w PM; przykładowo $i_{(n,m)}$ oznacza prąd klucza (n, m). Potencjały i prądy zewnętrzne mają indeksy wskazujące jedną ze stron PM, N lub M fazową oraz kolejny numer fazy po danej stronie, przykładowo v_{N3} oznacza potencjał fazy 3 po stronie N fazowej.

2. Sterowanie jednookresowe przekształtnika macierzowego

Sterowanie jednookresowe PM jest przedmiotem patentu [1]. Właściwości PM sterowanego jednookresowo dla stanu ustalonego przedstawiono pracach [2, 3]. Zaletami sterowania jednookresowego są: kształt uzyskiwanego napięcia, niska częstotliwość przełączania kluczy, możliwość uzyskania prądów ciągłych po obu stronach przekształtnika. Formułę sterowania jednookresowego w stanie ustalonym można wyrazić:

$$k_{(n,m)}(t) = k_{(1,1)}\left(t - r\cdot(n-1)\cdot\frac{T}{N} - s\cdot(m-1)\frac{T}{M}\right) \tag{2}$$

gdzie:

- $k_{(n,m)}(t)$ – funkcja stanu klucza na pozycji (n, m),
- $k_{(1,1)}(t)$ – funkcja stanu klucza referencyjnego w pierwszym wierszu oraz pierwszej kolumnie (1,1),
- t – czas,
- n – numer kolumny,
- m – numer wiersza, określające pozycję klucza dla n = 1, 2, …, N oraz m = 1, 2, …, M,
- N – liczba faz po jednej stronie PM, określająca ilość wierszy macierzy **K**,
- M – liczba faz po drugiej stronie, określająca ilość kolumn macierzy **K**,
- T – okres zmienności funkcji stanu PM, wynikający z częstotliwości przełączania kluczy,
- r – współczynnik określający kolejność przełączania kluczy w wierszu, $r = 0, 1, \ldots, N-1$,
- s – współczynnik określający kolejność przełączania kluczy w kolumnie, $s = 0, 1, \ldots, M-1$.

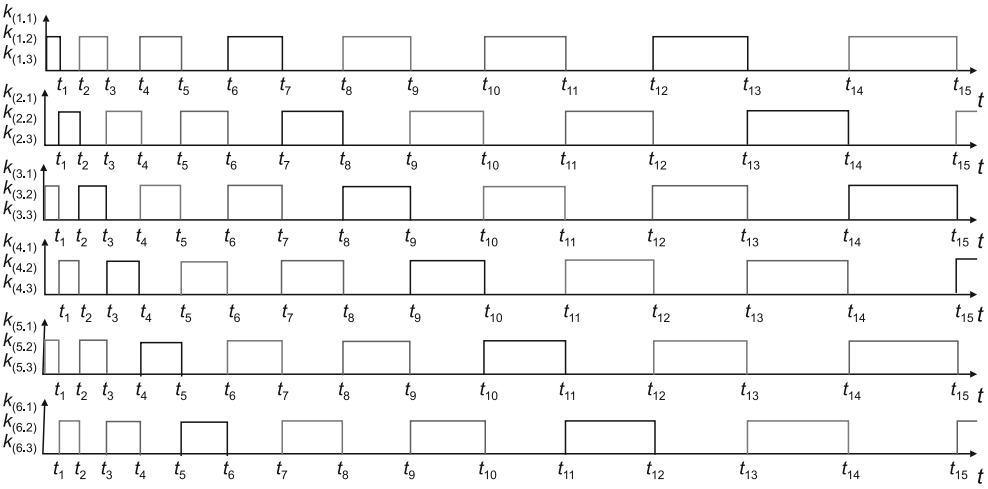
Częstotliwość przełączania kluczy: $f_k = 1/T$ dobiera się jako sumę lub różnicę częstotliwości podstawowych harmonicznych napięć oraz prądów po obu stronach przekształtnika.

Formuła (2) opisuje elementy macierzy **K** dla stanu ustalonego. Cechą charakterystyczną sterowania jednookresowego jest stała kolejność następujących po sobie stanów przekształtnika. Każdy stan przekształtnika trwa określony przedział czasu. Każdemu kolejnemu przedziałowi czasu, w którym stan kluczy PM nie ulega zmianom, można przypisać dyskretną zmienną z. Każdej wartości tej zmiennej dyskretnej z jest przyporządkowana macierz $\mathbf{K}(z)$. Z racji okresowości sterowania kluczami w czasie macierz $\mathbf{K}(z)$ jest okresowa i istnieje okres Z, dla którego jest spełniona równość $\mathbf{K}(z) = \mathbf{K}(c \cdot Z + z)$, gdzie c jest dowolną liczbą całkowitą.

W pracach [4, 5] wykazano, że PM, dla którego $p = N/M$ nie jest liczbą naturalną ma niezbyt korzystne właściwości. W praktyce dominują układy trójfazowe, więc liczby faz N oraz M po obydwóch stronach PM, powinny być wybierane jako wielokrotności 3. Założenie, że p jest liczbą całkowitą ogranicza również liczbę stanów przekształtnika, czyli liczbę macierzy $\mathbf{K}(z)$ w powtarzalnym cyklu jej zmian. Elementy macierzy $\mathbf{K}(z)$ są określone zmodyfikowanymi funkcjami (2) dla zmiennej dyskretnej z i przyjmują postaci (przy wyborze $N > M$)

$$k_{(n,m)}(z) = k_{(1,1)}((z - r \cdot (n-1) - s \cdot (m-1) \cdot p) \bmod N) \tag{3}$$

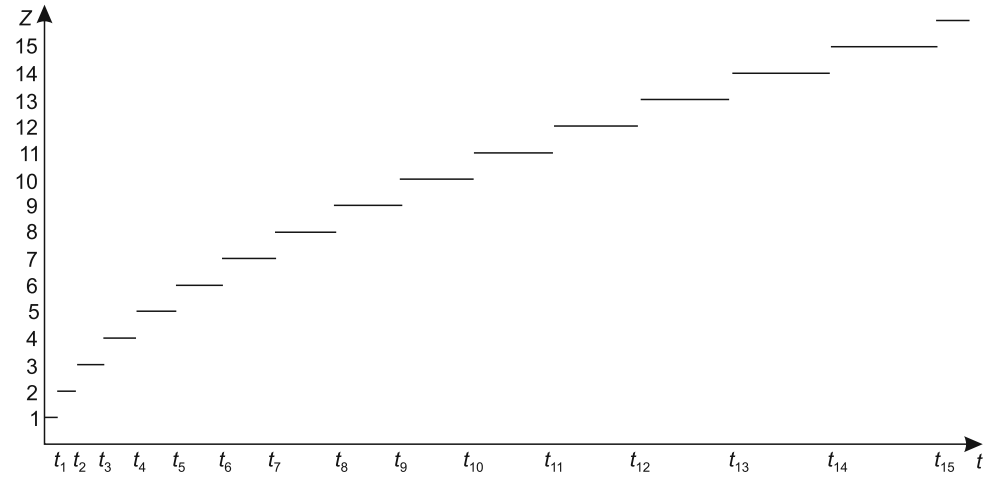
Zmianę sposobu opisu funkcji stanu kluczy w czasie na funkcje zmiennej dyskretnej przedstawiono bardziej szczegółowo na przykładzie PM o $N = 6$, $M = 3$ dla przypadku dynamicznej zmiany częstotliwości wyjściowej po stronie $M = 3$, co jest to związane ze zmianą częstotliwości przełączeń kluczy PM. Na rys. 2 przedstawiono funkcje stanu kluczy tworzące macierz $\mathbf{K}(t)$, przy założeniu $r = 1$ oraz $s = 1$. Na tym rysunku funkcje stanu kluczy należących do jednego wiersza przekształtnika mają jeden kolor, natomiast funkcje stanu kluczy należących do jednej kolumny narysowano w jednym układzie współrzędnych.



Rys. 2. Ilustracja zmiany stanów kluczy przekształtnika w stanie dynamicznym przy ciągłej zmianie częstotliwości przełączeń kluczy

Fig. 2. Example of successive values of the function K for dynamic matrix converter operations

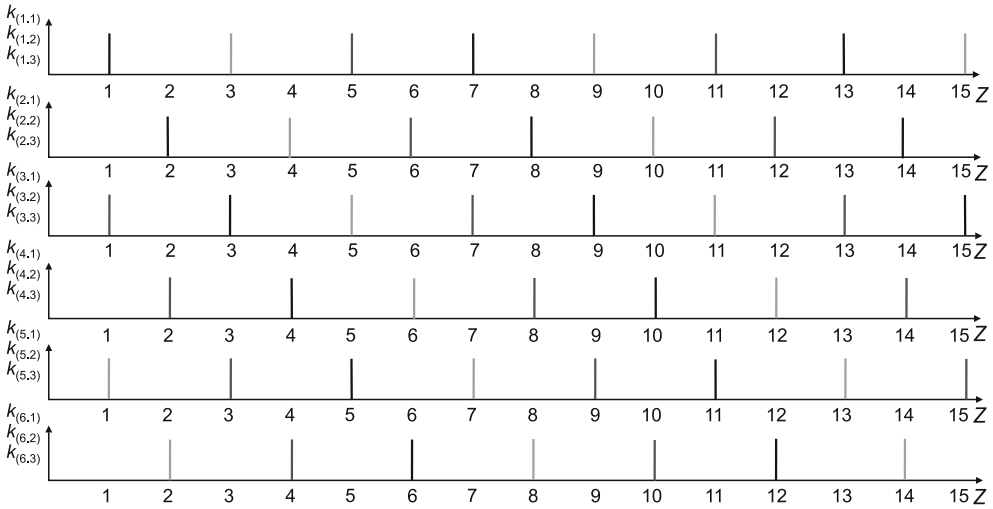
Na rysunku 3 pokazano sposób przyporządkowania zmiennej dyskretnej *z* dla poszczególnych przedziałów czasu, w których stan kluczy PM nie ulega zmianom.



Rys. 3. Ilustracja sposobu przypisywania poszczególnym przedziałom czasu zmiennej dyskretnej *z*

Fig. 2. Figure show how to assign individual compartments discrete variable *z*

Na rysunku 4 przedstawiono funkcje stanu kluczy dla zmiennej dyskretnej *z* odpowiadające funkcjom stanu kluczy w czasie z rys. 2.



Rys. 4. Funkcje określające macierz **K**(*z*) dla przedziału czasu podobnego jak na rys. 2

Fig. 4. Matrix **K**(*z*) for this same time period as show in Fig. 2

W rozpatrywanym przedziale czasu przekształtnik macierzowy 6 × 3 przyjmuje jedynie 6 różnych stanów. Macierz **K**(*z*) można zapisać w postaci cyklicznie powtarzających się

macierzy dla kolejnych wartości zmiennej dyskretnej z. Dla przykładowo rozpatrywanego PM 6 × 3 mają one postać (4) i powtarzają się co $Z = 6$.

$$\begin{matrix} & z=1 & & & z=2 & & & z=3 & & & z=4 & & & z=5 & \\ \rightarrow & \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & \rightarrow & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} & \rightarrow & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & \rightarrow & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} & \rightarrow & \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & \rightarrow \end{matrix}$$

$$\begin{matrix} & z=6 & & & z=7 & \\ \rightarrow & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} & \rightarrow & \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & \rightarrow \end{matrix} \tag{4}$$

Uzależnienie stanu przekształtnika od zmiennej dyskretnej z ułatwia opis PM w stanach dynamicznych.

3. Opis przekształtnika macierzowego we współrzędnych naturalnych

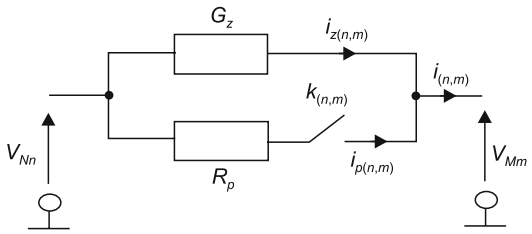
W związku z coraz szerszą aplikacją PM istnieje potrzeba możliwie prostego opisu tej klasy przekształtników. W niniejszym artykule przedstawiono propozycję względnie prostego opisu PM. W celu uproszczenia i uporządkowania opisu PM z rys. 1 wykorzystano zapis macierzowy. Zdefiniowano wektory napięć i prądów zewnętrznych:

- $\mathbf{v_N}(t) = [v_{N1}(t), v_{N2}(t), \ldots, v_{NN}(t)]^T$ – wektor potencjałów strony N,
- $\mathbf{v_M}(t) = [v_{M1}(t), v_{M2}(t), \ldots, v_{MM}(t)]^T$ – wektor potencjałów strony M,
- $\mathbf{i_N}(t) = [i_{N1}(t), i_{N2}(t), \ldots, i_{NN}(t)]^T$ – wektor prądów strony N,
- $\mathbf{i_M}(t) = [i_{M1}(t), i_{M1}(t), \ldots, i_{MM}(t)]^T$ – wektor prądów strony M.

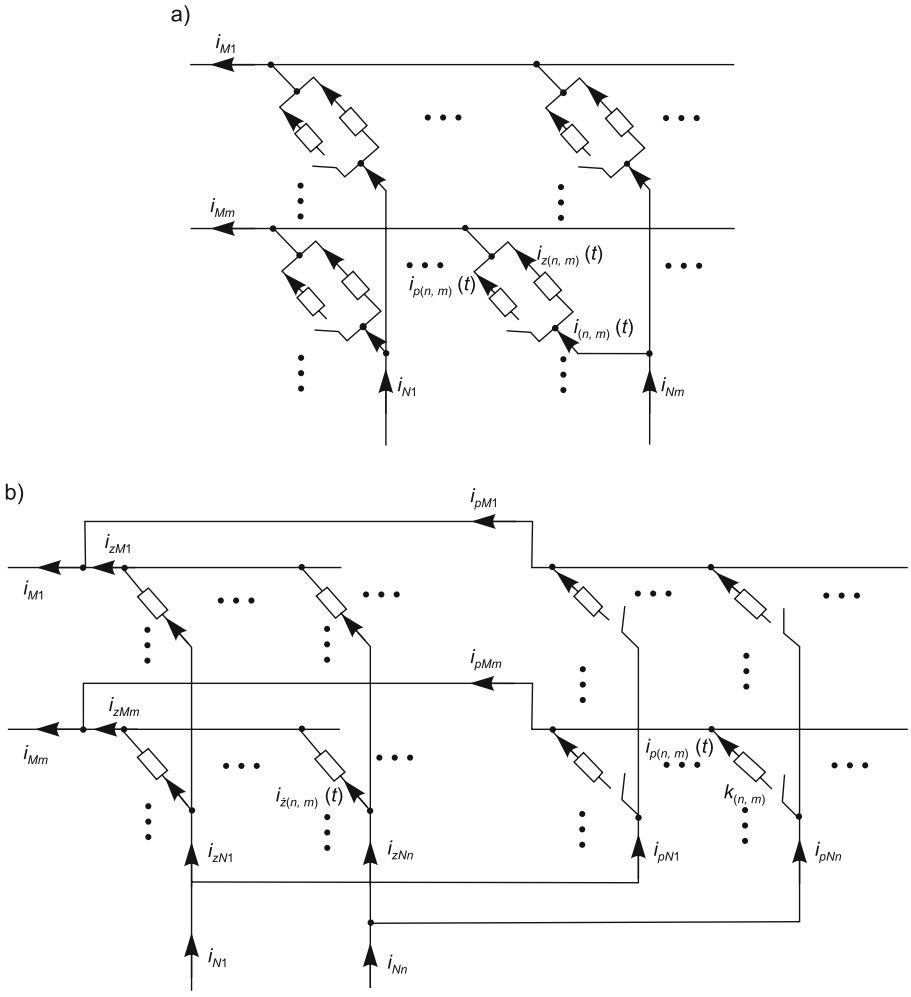
Prądy zewnętrze stron N oraz M wiążą z prądami kluczy związki:

$$i_{Nn}(t) = \sum_{m=1}^{M} i_{(n,m)}(t); \quad i_{Mm}(t) = \sum_{n=1}^{N} i_{(n,m)}(t) \tag{5}$$

Dla kluczy energoelektronicznych PM przyjęto schemat zastępczy przedstawiony na rys. 5. Przyjęto, że rezystancja R_p jest równa rezystancji klucza w stanie przewodzenia, przewodność G_z równa się przewodności klucza w stanie zaporowym, a $k_{(n,m)}$ jest funkcją opisującą stan klucza idealnego.



Rys. 5. Schemat zastępczy klucza energoelektronicznego
Fig. 5. Equivalent circuit of power electronic switch



Rys. 6. Wirtualny podział PM na dwa układy
Fig. 6. Matrix converter virtual division into two parts

Model klucza z rys. 5 pozwala na dokonanie wirtualnego rozkładu przekształtnika na dwa układy. Sposób rozkładu pokazano na rys. 6. Warto zauważyć, że po dokonaniu rozkładu przekształtnika otrzymuje się dwa połączone równolegle układy (rys. 6b): układ zawierający G_z odpowiedzialny za prądy zaporowe kluczy, układ zawierający klucze idealne $k_{(n,m)}$ oraz rezystancję kluczy w stanie przewodzenia R_p – odpowiedzialny za prądy przewodzenia. Układy te można rozpatrywać oddzielnie. W tym celu zdefiniowano nowe wektory:

$\mathbf{i_{pN}} = [i_{pN1}, i_{pN2}, \ldots, i_{pNN}]^T$ – wektor prądów przewodzenia strony N,
$\mathbf{i_{pM}} = [i_{pM1}, i_{pM2}, \ldots, i_{pMM}]^T$ – wektor prądów przewodzenia strony M,
$\mathbf{i_{zN}} = [i_{zN1}, i_{zN2}, \ldots, i_{zNN}]^T$ – wektor prądów zaporowych strony N,
$\mathbf{i_{zM}} = [i_{zM1}, i_{zM2}, \ldots, i_{zMM}]^T$ – wektor prądów zaporowych strony M.

Dla tak zdefiniowanych zmiennych są spełnione związki (rys. 6b):

$$\mathbf{i_N} = \mathbf{i_{pN}} + \mathbf{i_{zN}} \qquad \mathbf{i_M} = \mathbf{i_{pM}} + \mathbf{i_{zM}} \tag{6}$$

W każdym z układów prądy zewnętrze są powiązane z prądami odpowiednich gałęzi schematu zastępczego klucza następującymi zależnościami:

$$i_{pNn} = \sum_{m=1}^{M} i_{p(n,m)} \qquad i_{pMm} = \sum_{n=1}^{N} i_{p(n,m)} \tag{7}$$

$$i_{zNn} = \sum_{m=1}^{M} i_{z(n,m)} \qquad i_{zMm} = \sum_{n=1}^{N} i_z(n,m) \tag{8}$$

3.1. Opis układu zawierającego G_z

Równania układu zawierającego elementy G_z zapisano, wykorzystując metodę potencjałów węzłowych:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i_{zN}} \\ \mathbf{i_{zM}} \end{bmatrix} = G_z \begin{bmatrix} M \cdot \mathbf{E_N} & -\mathrm{O}_{\mathbf{NM}}^T \\ -\mathbf{O_{NM}} & N \cdot \mathbf{E_M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v_N} \\ \mathbf{v_M} \end{bmatrix} \tag{9}$$

w których $\mathbf{E_N}$ i $\mathbf{E_M}$ są macierzami jednostkowymi o odpowiednich rozmiarach, a macierz $\mathbf{O_{NM}}$ o N kolumnach i M wierszach zawierająca same jedynki.

3.2. Opis hybrydowy układu zawierającego klucze

Jeśli każda kolumna i każdy wiersz macierzy K zawiera najwyżej jedną 1, tzn. jeżeli w każdej chwili przewodzi najwyżej jeden klucz z przyłączonych do dowolnej fazy strony N i najwyżej jeden z przyłączonych do dowolnej fazy strony M, to macierz $\mathbf{K}$ jest macierzą więzów nakładanych przez PM. Oznacza to, że przy przyjętym założeniu $N \geq M$, w przekształtniku może przewodzić maksymalnie M kluczy. Prądy strony M są wystarczające do opisu PM, a prądy strony N można jednoznacznie wyznaczyć przez prądy strony M z zależności:

$$\mathbf{i_{pN}} = \mathbf{K} \cdot \mathbf{i_{pM}} \tag{10}$$

Napięcie na kluczu (n, m) w stanie przewodzenia można wyrazić na podstawie schematu zastępczego z rys. 5:

$$v_{Nn} - v_{Mm} = R_p \cdot i_{pMm} \tag{11}$$

Związki (11) i (12) oraz macierz $\mathbf{K}(z)$ pozwalają zapisać równania drugiej części układu zawierającego klucze idealne w postaci:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i_{pN}} \\ \mathbf{v_M} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{K}(z) \\ (\mathbf{K}(z))^T & -R_p \cdot \mathbf{E_M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v_N} \\ \mathbf{i_{pM}} \end{bmatrix} \tag{12}$$

gdzie:

$\mathbf{0}$ – macierz zerowa,

$\mathbf{E_M}$ – macierz jednostkowa o wymiarze ($M \times M$).

4. Transformacja równań przekształtnika macierzowego sterowanego jednookresowo do składowych symetrycznych

Sterowanie jednookresowe charakteryzuje się uporządkowaniem kolejności następowania po sobie stanów przekształtnika. Macierze $\mathbf{K}(z)$ określające stan kluczy PM, zmieniają strukturę cyklicznie, zachowując pewną symetrię zmian. Transformacja równań PM do składowych symetrycznych pozwala tę symetrię wykorzystać dla uproszczenia struktury równań. Układy potencjałów i prądów po stronach N oraz M tworzą układy wielofazowe i do opisu zostaną wykorzystane ich składowe symetryczne. Macierze transformacji dla składowych symetrycznych N- oraz M-fazowych mają odpowiednio postaci:

$$\mathbf{S_N} = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & b_N & (b_N)^2 & \cdots & (b_N)^{N-1} \\ 1 & (b_N)^2 & (b_N)^4 & \cdots & (b_N)^{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & (b_N)^{N-1} & (b_N)^{2(N-1)} & \cdots & (b_N)^{(N-1)(N-1)} \end{bmatrix} \quad \text{gdzie} \quad b_N = e^{j\frac{2\pi}{N}} \tag{13}$$

$$\mathbf{S_M} = \frac{1}{\sqrt{M}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & b_M & (b_M)^2 & \cdots & (b_M)^{M-1} \\ 1 & (b_M)^2 & (b_M)^4 & \cdots & (b_M)^{2(M-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & (b_M)^{M-1} & (b_M)^{2(M-1)} & \cdots & (b_M)^{(M-1)(M-1)} \end{bmatrix} \quad \text{gdzie} \quad b_M = e^{j\frac{2\pi}{M}} \tag{14}$$

Wektory składowych symetrycznych potencjałów oraz prądów po stronach N oraz M przyjęto w standardowej postaci:

$$\begin{gathered} v_N^S = \left[v_N^0, v_N^1, \ldots, v_N^{N-1} \right], \quad \mathbf{i_N^S} = \left[i_N^0, i_N^1, \ldots, i_N^{N-1} \right], \quad \mathbf{i_{pN}^S} = \left[i_{Np}^0, i_{Np}^1, \ldots, i_{Np}^{N-1} \right]^T, \\ \mathbf{i_M^S} = \left[v_M^0, v_M^1, \ldots, v_M^{M-1} \right]^T \end{gathered} \tag{15}$$

$$v_M^S = \left[v_M^0, v_M^1, \ldots, v_M^{M-1} \right]^T, \quad \mathbf{i_M^S} = \left[i_M^0, i_M^1, \ldots, i_M^{M-1} \right]^T, \quad \mathbf{i_{pM}^S} = \left[i_{Mp}^0, i_{Mp}^1, \ldots, i_{Mp}^{M-1} \right]^T, \quad \mathbf{i_{zM}^S} = \left[i_{Mz}^0, i_{Mz}^1, \ldots, i_{Mz}^{M-1} \right]^T \tag{16}$$

Składowe symetryczne dla każdego z wymienionych wektorów po stronie N są zdefiniowane przez macierz $\mathbf{S_N}$:

$$\mathbf{X_N^s} = \mathbf{S_N} \cdot \mathbf{x_N} \tag{17}$$

a dla każdego z wektorów po stronie M są zdefiniowane przez macierz $\boldsymbol{S}_M$:

$$\mathbf{X_M^s} = \mathbf{S_M} \cdot \mathbf{x_M} \tag{18}$$

Transformacji należy dokonać dla obydwóch układów: zawierającego elementy G_z oraz układu z kluczami idealnymi. Składowe symetryczne prądów tych dwóch układów spełniają związki:

$$\mathbf{i_N^S} = \mathbf{i_{pN}^S} + \mathbf{i_{zN}^S} \qquad \mathbf{i_M^S} = \mathbf{i_{pM}^S} + \mathbf{i_{zM}^S} \tag{19}$$

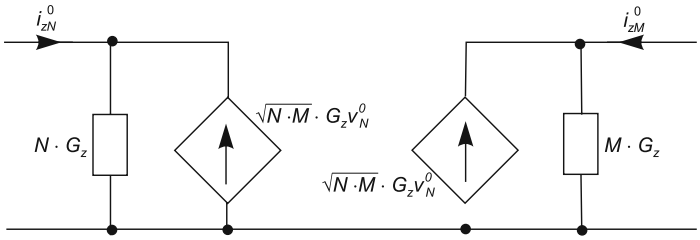
4.1. Transformacja równań układu zawierającego G_z

Równania (9) układu zawierającego G_z przyjmują po transformacji postać:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i_{zN}^S}(t) \\ \mathbf{i_{zM}^S}(t) \end{bmatrix} = G_z \begin{bmatrix} M \cdot \mathbf{E_N} & -(\mathbf{O_{NM}^S})^T \\ -\mathbf{O_{NM}^S} & N \cdot \mathbf{E_N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v_N^S}(t) \\ \mathbf{v_M^S}(t) \end{bmatrix} \tag{20}$$

Macierz $\mathbf{O_{NM}^S}$ w wyniku transformacji ma postać:

$$\mathbf{O_{NM}^S} = \mathbf{S_M} \cdot \mathbf{O_{NM}} \cdot \mathbf{S_N^{*T}} = \sqrt{N \cdot M} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \\ 0 & 0 & & 0 \end{bmatrix} \tag{21}$$



Rys. 7. Interpretacja obwodowa równań dla składowych zerowych
Fig. 7. Interpretation as a scheme equation (23)

W konsekwencji otrzymuje się niezależne równania dla każdej ze składowych 1, 2, ..., $N-1$ dla układu N fazowego oraz dla składowych 1, 2, ..., $M-1$ dla układu M-fazowego

$$i_{zN}^{n} = M \cdot G_z \cdot v_N^n \qquad i_{zM}^{m} = N \cdot G_z \cdot v_M^m \tag{22}$$

Równania te mogą być interpretowane jako dwójniki konduktancyjne. Dla składowych zerowych otrzymuje się układ dwóch równań, wzajemnie zależnych:

$$i_{zN}^{0} = M \cdot G_z \cdot v_N^0 - \sqrt{N \cdot M} \cdot G_z \cdot v_M^0 \qquad i_{zM}^{0} = N \cdot G_z \cdot v_M^0 - \sqrt{N \cdot M} \cdot G_z \cdot v_N^0 \tag{23}$$

które mogą być interpretowane jak równania obwodu z rys. 7.

4.2. Transformacja równań hybrydowych przekształtnika

Równania układu zawierającego klucze (12) po transformacji przyjmują postać

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_{\mathbf{pN}}^{\mathbf{S}} \\ \mathbf{v}_{\mathbf{M}}^{\mathbf{S}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{K}^{S} \\ (\mathbf{K}^{\mathbf{S}})^{*T} & R_p \cdot \mathbf{E}_{\mathbf{M}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{\mathbf{N}}^{\mathbf{S}} \\ \mathbf{i}_{\mathbf{pM}}^{\mathbf{S}} \end{bmatrix} \tag{24}$$

Macierz $\mathbf{K}^{\mathbf{S}}$ opisująca w tym równaniu stan kluczy PM jest określona następująco:

$$\mathbf{K}^{\mathbf{S}} = \mathbf{S}_{\mathbf{N}} \cdot \mathbf{K} \cdot \mathbf{S}_{\mathbf{M}}^{*T} \tag{25}$$

Wiersze i kolumny tej macierzy są numerowane zgodnie z oznaczeniami składowych symetrycznych: kolumny (0, 1, 2, …, $N-1$), wiersze (0,1,2,…, $M-1$). Przy takiej numeracji, elementy macierzy $\mathbf{K}^{\mathbf{S}}$ są określone dla sterowania jednookresowego przez wyrażenia:

$$\mathbf{K}_{(ln,lm)}^{\mathbf{S}}(z) = \left[(b_N)^{r \cdot lx(z-1)} \sum_{m=1}^{M} (b_M)^{(m-1)[s \cdot lx+ly]} \right] \tag{26}$$

gdzie:

lx – numer wiersza,

ly – numer kolumny.

Należy zauważyć, że sumy w wyrażeniach są różne od zera jedynie dla ściśle określonych elementów tej macierzy, gdyż:

$$\sum_{m=1}^{M} (b_M)^{(m-1)[s \cdot lx+ly]} = \begin{cases} M \Leftrightarrow [s \cdot lx + ly] = \ldots -2M, -M, 0, M, 2M \ldots \\ 0 \Leftrightarrow [s \cdot lx + ly] \neq \ldots -2M, -M, 0, M, 2M \ldots \end{cases} \tag{27}$$

Przykładowemu ciągowi (4) macierzy $\mathbf{K}$ dla PM 6 × 3 odpowiada poniższy ciąg macierzy $\mathbf{K}^{\mathbf{S}}$.

$$\begin{matrix} & z=1 & & & z=2 & & & z=3 & \\ \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & & \\ & 1 & \\ & & 1 \\ 1 & & \\ & 1 & \\ & & 1 \end{bmatrix} & \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & & \\ & b_N & \\ & & (b_N)^2 \\ (b_N)^3 & & \\ & (b_N)^4 & \\ & & (b_N)^5 \end{bmatrix} & \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & & \\ & (b_N)^2 & \\ & & (b_N)^4 \\ (b_N)^6 & & \\ & (b_N)^8 & \\ & & (b_N)^{10} \end{bmatrix} \rightarrow \end{matrix}$$

$$
\begin{array}{cccc}
 & z=4 & & z=5 \\
\rightarrow \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 1 & & & \\ & (b_N)^3 & & \\ & & (b_N)^6 & \\ (b_N)^9 & & & \\ & (b_N)^{12} & & \\ & & & (b_N)^{15} \end{bmatrix} & \rightarrow & \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 1 & & & \\ & (b_N)^4 & & \\ & & (b_N)^8 & \\ (b_N)^{12} & & & \\ & (b_N)^{16} & & \\ & & & (b_N)^{20} \end{bmatrix} & \rightarrow \\
 & z=6 & & z=7 \\
\rightarrow \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 1 & & & \\ & (b_N)^5 & & \\ & & (b_N)^{10} & \\ (b_N)_N^{15} & & & \\ & (b_N)^{20} & & \\ & & & (b_N)^{25} \end{bmatrix} & \rightarrow & \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 1 & & & \\ & 1 & & \\ & & 1 & \\ 1 & & & \\ & 1 & & \\ & & & 1 \end{bmatrix} & \rightarrow
\end{array} \tag{28}
$$

W tych macierzach wartości niezerowe znajdują się w pozycjach stałych na głównej przekątnej hipermacierzy 3x3, których liczba zależy od stosunku *N/M*. Taka struktura macierzy $\mathbf{K}^{\mathrm{S}}(z)$ pozwala zdekomponować układ równań (24) dla składowych symetrycznych na *M* podukładów, w których występuje tylko jedna ze składowych symetrycznych układu *M*-fazowego oraz *N/M* składowych po stronie *N*.

Równania układu zawierającego klucze dla rozpatrywanego przykładowo PM 6 × 3, dla którego macierze $\mathbf{K}$ oraz $\mathbf{K}^{\mathrm{S}}$ mają postaci odpowiednio (4) i (28), dekomponują się na trzy niezależne układy równań:

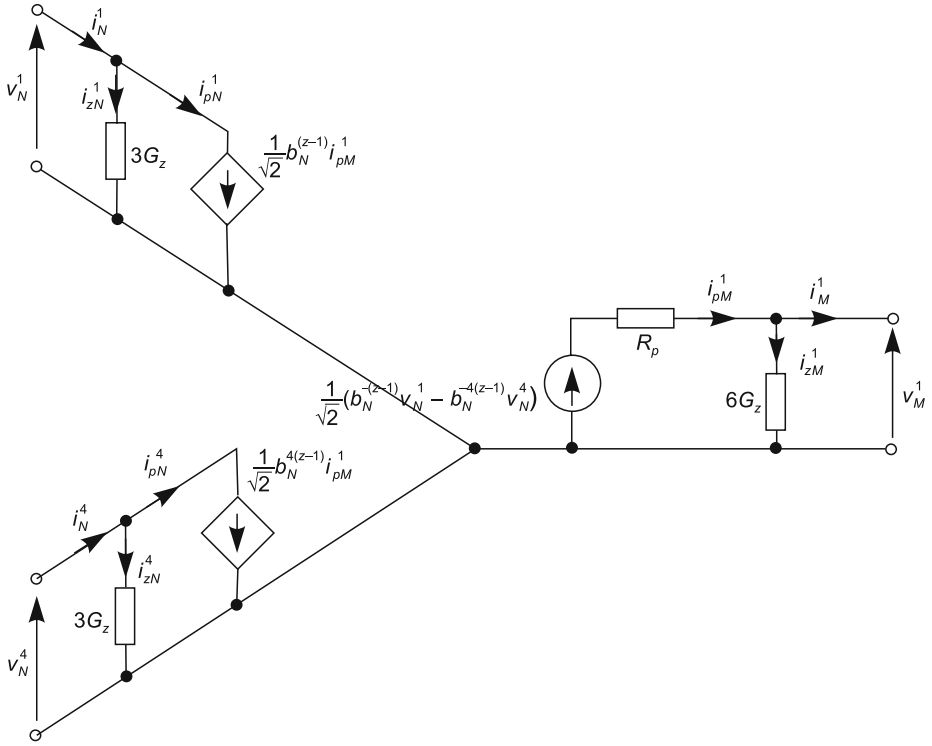
$$
\begin{bmatrix} i_{pN}^0 \\ i_{pN}^3 \\ v_M^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & (b_N)^{3(z-1)} \\ 1 & (b_N)^{-3(z-1)} & -\sqrt{2}R_p \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_N^0 \\ v_N^3 \\ i_{Mp}^0 \end{bmatrix} \tag{29}
$$

$$
\begin{bmatrix} i_{pN}^1 \\ i_{pN}^4 \\ v_M^1 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 0 & 0 & (b_N)^{z-1} \\ 0 & 0 & (b_N)^{4(z-1)} \\ (b_N)^{-(z-1)} & (b_N)^{-4(z-1)} & -\sqrt{2}R_p \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_N^1 \\ v_N^4 \\ i_{pM}^1 \end{bmatrix} \tag{30}
$$

$$
\begin{bmatrix} i_{pN}^2 \\ i_{pN}^5 \\ v_M^2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 0 & 0 & (b_N)^{2(z-1)} \\ 0 & 0 & (b_N)^{5(z-1)} \\ (b_N)^{-2(z-1)} & (b_N)^{-5(z-1)} & -\sqrt{2}R_p \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_N^2 \\ v_N^5 \\ i_{pM}^2 \end{bmatrix} \tag{31}
$$

Z tych trzech układów równań najważniejszy jest układ (30) zawierający składowe kolejności 1 po obydwóch stronach przekształtnika. Pierwsze i drugie równanie tego układu można interpretować jako równania źródeł prądowych i_{pN}^{1} oraz i_{pN}^{4} sterowanych prądem i_{pM}^{1}. Równanie trzecie można interpretować jako równanie źródła napięciowego v_{M}^{1} sterowanego napięciami v_{N}^{1} oraz v_{N}^{4} o rezystancji wewnętrznej R_p. Na rys. 8 przedstawiono pełny schemat zastępczy PM 6 × 3 sterowanego jednookresowo łączący równania (22), dla wirtualnego układu z G_z, z układem równań (30) dla drugiej wirtualnej części PM z idealnymi kluczami.

Nietrudno jest przewidzieć postaci takich równań dla innych liczb faz N oraz M, spełniających związek $N = pM$. Każdy z M układów będzie składał się z $p + 1$ równań, z których p-równań będzie wiązało ściśle określone składowe symetryczne prądów strony N z odpowiednią składową prądów strony M. Ostatnie z równań będzie określało odpowiednią składową symetryczną potencjałów strony M w zależności od ściśle określonych składowych symetrycznych prądów strony N. Schemat zastępczy dla każdego z M układów będzie nawiązywał do przedstawionego powyżej schematu zastępczego PM 6 × 3.



Rys. 8. Schemat zastępczy PM 6 × 3 wynikający z opisu hybrydowego dla składowych 1 i 4 strony N oraz 1 strony M

Fig. 8. Equivalent circuit 6 × 3 MC due to the description of the hybrid for the components of 1 and 4 the N and 1 the M

5. Podsumowanie

W artykule przedstawiono nową metodę sterowania PM w stanach dynamicznych nawiązującą do sterowania jednookresowego dla ustalonych stanów pracy. W wyniku wprowadzenia zmiennej dyskretnej do opisu funkcji sterujących kluczami PM uzyskano możliwość łatwego opisu PM w stanach dynamicznych. Specyfika sterowania jedno-okresowego pozwoliła zastosować zapis hybrydowy do opisu PM o dowolnej liczbie faz N oraz M spełniających związek $N = pM$ (dla $p = 1, 2, \ldots$). Do opisu takich PM wykorzystano macierz więzów określoną przez funkcje sterowania jego kluczami. W efekcie zastosowania do opisu składowych symetrycznych uzyskano dekompozycję równań opisujących PM o wielofazowych wejściach i wyjściach, zmniejszając w sposób istotny liczbę równań wzajemnie powiązanych. Rozważania ogólne ilustrowano analizami dla PM 6 × 3. Na podstawie tych analiz opracowano schemat zastępczy PM 6 × 3, który można modyfikować dla dowolnych liczb faz N oraz M spełniających związek $N = pM$. Zarówno równania, jak i schemat zastępczy mogą być bardzo przydatne dla modelowania PM w stanach dynamicznych i ustalonych za pomocą programów dedykowanych dla analizy obwodów elektrycznych.

Literatura

[1] Sieńko T., Sobczyk T., *Sposób sterowania przekształtnikiem macierzowym*, Patent RP No WYN: (11) 204643, WUP 29-01-2010.

[2] Sieńko T., Sobczyk T., *Matrix converter control for applications to multi-phase high-speed generators*, Archives of Electrical Engineering, PWN, vol. 53, No. 2, Warsaw 2004, 217-228.

[3] Sieńko T., Sobczyk T., *Matrix converter for high-speed generators*, Proc. of IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC 2005), San Antonio, CD - IEEE Catalog 05EX1023C, 1975-1980.

[4] Sobczyk T.J., Sieńko T., Danilevicz J.B., *A study of asymmetrical regimes in matrix converters for multi-phase high speed generators*, Proc. of IEEE Power Tech 2005, St. Petersburg, CD - Paper No. 12.

[5] Sieńko T., Sobczyk T., *Application of Matrix Converter as a Voltage Phase Controller in Power System*, IEEE SPEEDAM 2006, Italy, 13-17.

[6] Sobczyk T., *Analiza transferu napięcia przez przekształtnik macierzowy 9×3*, Czasopismo Techniczne z. 1-E/2008, Wyd. Politechniki Krakowskiej, Kraków 2008.

[7] Eslami M., Shareef H., Mohamed A., Khajehzadeh M., *A Survey on Flexible AC Transmission Systems*, Przegląd Elektrotechniczny, Wyd. 1a'12, Vol. 88, Nr 1a, Warsaw 2012, 1-11.

[8] Hingorani N.G., Gyugyi L., *Understending Facts: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems*, IEEE Computer Society Press, December 24th 1999.

ELEKTROTECHNIKA
CZASOPISMO TECHNICZNE
TECHNICAL TRANSACTIONS
ELECTRICAL ENGINEERING
WYDAWNICTWO POLITECHNIKI KRAKOWSKIEJ
1-E/2012
ZESZYT 24
ROK 109
ISSUE 24
YEAR 109

TOMASZ WĘGIEL, DARIUSZ BORKOWSKI*

PROTOTYPOWY UKŁAD PRZETWARZANIA ENERGII DLA EFEKTYWNIEJSZEGO WYKORZYSTYWANIA POTENCJAŁU ENERGETYCZNEGO MEW

PROTOTYPE SET FOR HIGHER EFFICIENCY OF ENERGETIC POTENTIAL EXPLOITATION IN SHP

Streszczenie

Pełniejsze wykorzystać potencjału energetycznego wody jest możliwe przez zastosowanie technologii przetwarzania energii przy zmiennej prędkości obrotowej. W artykule przedstawiono koncepcję takiego systemu przetwarzania energii pod kątem zastosowania w prototypowej małej elektrowni wodnej (MEW), bazującego na generatorze z magnesami trwałymi zintegrowanym z turbiną śmigłową. Taki generator może pracować przy zmiennej prędkości obrotowej, jednak wymaga zastosowania energoelektronicznego układu przekształtnikowego w celu dopasowania parametrów produkowanej energii elektrycznej do wymagań sieci elektroenergetycznej. W artykule przedstawiono szczegółowy opis elementów prototypowych koncepcyjnej MEW, takich jak generator oraz przekształtnikowy układ generacyjny.

Słowa kluczowe: małe elektrownie wodne, turbina śmigłowa, generator z magnesami trwałymi

Abstract

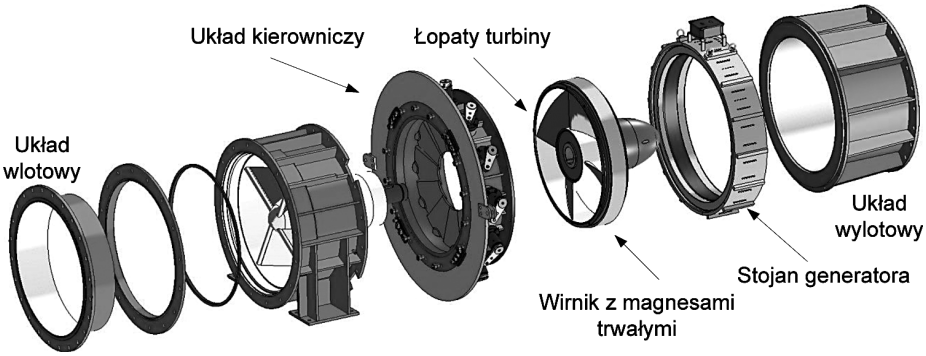
Full efficiency of energy conversion in small hydropower plants (SHP) can be achieved for power technology with generators working at a variable speed. This paper presents a concept of a energy conversion system dedicated for application in a prototype SHP which is based on a permanent magnet (PM) generators with a propeller turbine integrated with the generator rotors. These PM generators can work at a variable speed and therefore energy produced by the PM generators have to be converted by means of a power electronic unit to fit to the three-phase power grid parameters. The elements of such SHP like PM generator and power electronic unit are described in details.

Keywords: small hydropower plants, propeller turbine, PM generator

* Dr inż. Tomasz Węgiel, dr inż. Dariusz Borkowski, Instytut Elektromechanicznych Przemian Energii, Wydział Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej, Politechnika Krakowska.

1. Wstęp

Praca turbin wodnych o tradycyjnych konstrukcjach przy maksymalnych wartościach sprawności i jednoczesnym utrzymaniu stałej prędkości obrotowej dla zmieniających się warunków hydrologicznych rzeki jest możliwa dzięki specjalnym układom sterowania układem kierowniczym oraz kątem ustawienia łopat. Taki system podwójnej regulacji jest układem mechanicznym stosunkowo złożonym i kosztownym zarówno w budowie, jak i w eksploatacji. Uproszczenia mechanicznego systemu regulacji turbin przez zastosowanie jedynie pojedynczej regulacji w układzie otwarcia kierownicy, jak w turbinach śmigłowych, prowadzą do znacznego obniżenia kosztów budowy i eksploatacji, lecz nie zapewniają uzyskiwania optymalnych wartości sprawności przy fluktuacjach przepływu, jak również spadu. Rozwiązaniem tego problemu jest odejście od, przyjmowanej powszechnie w MEW, zasady utrzymywania stałej prędkości obrotowej generatora. Generacja energii elektrycznej przy zmiennej prędkości obrotowej generatorów wymaga zastosowania odpowiedniego układu energoelektronicznego dopasowującego parametry wytwarzanej energii do wymagań sieci elektroenergetycznej. Dobrym rozwiązaniem jest zastosowanie w układach generacji przy zmiennej prędkości obrotowej, coraz popularniejszego i niewymagającego przekładni, wolnoobrotowego generatora z magnesami trwałymi (PMSG). Z kolei nowym korzystnym układem całego systemu przetwarzania energii jest hydrozespół, w których turbina śmigłowa o ustawionych na stałe łopatach jest zintegrowana z wirnikiem generatora o umieszczonych powierzchniowo magnesach trwałych. Tego typu aplikacje obecnie mają charakter eksperymentalny [1].

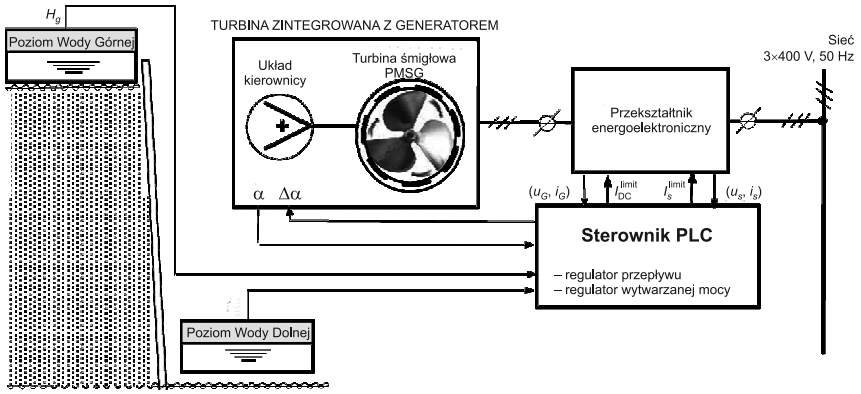


Rys. 1. Główne elementy zintegrowanego hydrozespołu
Fig. 1. Main elements of integrated hydro-set

Zintegrowany hydrozespół (rys. 1) składa się z dwóch zasadniczych elementów, tj. turbiny śmigłowej oraz generatora synchronicznego z magnesami trwałymi. W rozwiązaniach tego typu wirnik generatora z magnesami trwałymi jest nabudowany bezpośrednio na zewnętrznym pierścieniu turbiny i pracuje w całkowitym zanurzeniu w wodzie. Magnesy trwałe chronione są przed wodą za pomocą tulei niemagnetycznej, natomiast wodoszczelny od wewnątrz stojan generatora ma klasyczną budowę i umieszczony jest w obudowie całego hydrozespołu na zewnątrz głównego kanału przepływu wody. Turbina hydrozespołu jest

projektowana na zasadach indywidualnego dopasowania do warunków naturalnych rzeki. Podstawą doboru parametrów turbiny jest tzw. krzywa sum czasów trwania przepływów, wyznaczona na podstawie danych hydrologicznych dla danej lokalizacji. Jedynym elementem kontrolującym przepływ wody jest układ kierowniczy sterowany tak, aby zapewnić maksymalną produkcję energii, niezależnie od prędkości obrotowej. Kąt otwarcia aparatu kierowniczego zależy od aktualnych możliwości hydrologicznych, czyli bieżącej wartości przepływu Q.

Tego typu hydrozespoły w połączeniu z nowoczesnymi układami przekształtnikowymi dają możliwość przetwarzania energii przy dużej zmienności prędkości obrotowej [2–7], co ma szczególne znaczenie dla podniesienia ogólnej sprawności MEW (rys. 2) o niskich spadach pracujących na ciekach wodnych o dużych fluktuacjach przepływu.



Rys. 2. Główne elementy toru przetwarzania energii prototypowej MEW
Fig. 2. Main elements of power conversion for prototype SHP

W artykule przedstawiono wyniki prac związanych z opracowaniem i przebadaniem toru elektrycznego przetwarzania energii opartego na innowacyjnym rozwiązaniu generatora synchronicznego z magnesami trwałymi, dedykowanego dla planowanej przez Politechnikę Krakowską eksperymentalnej małej elektrowni wodnej (MEW) na rzece Dłubnia koło Krakowa.

2. Generator dla zintegrowanego hydrozespołu

Generator z magnesami trwałymi dla potrzeb integracji z turbiną śmigłową wymaga indywidualnego podejścia do procesu projektowania ze względu na specyficzne warunki pracy w wodzie oraz narzucone przez projektanta turbiny wymiary wewnętrzne wirnika. Rozwiązania podobne do opisywanego powyżej rozwijają firmy Turbinowa AS pod nazwą YETI [8] oraz VA TECH HYDRO pod nazwą Straflo Matrix. Są to najnowsze rozwiązania pozostające ciągle w fazie testów oraz instalacji prototypowych [1].

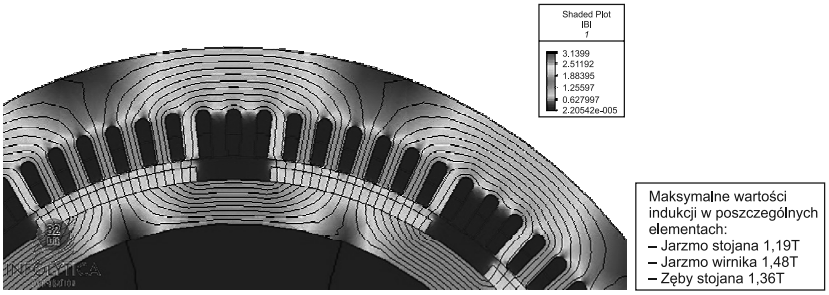
Z warunków hydrologicznych jazu, na którym ma powstać w przyszłości MEW firma CEDI oszacowała, że wymagany do zainstalowania generator wzbudzany magnesami trwa-

łymi powinien posiadać moc znamionową 30 kW przy prędkości obrotowej 600 obr/min., a obwód magnetyczny wirnika tego generatora powinien być nabudowany na pierścieniu w celu osadzenia turbiny śmigłowej o zewnętrznej średnicy 560 mm.

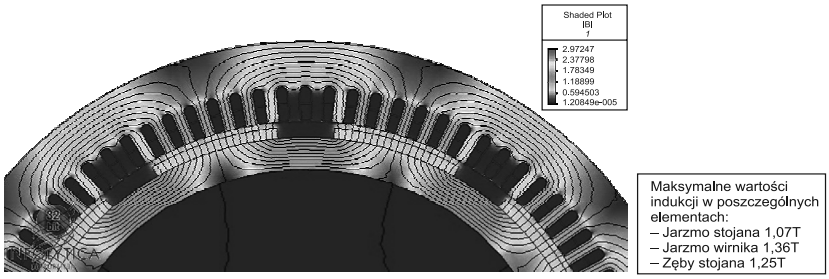
Prace projektowe miały charakter badawczo-rozwojowy i były prowadzone we współpracy Politechniki Krakowskiej z zespołem projektantów z EMIT Żychlin oraz CEDI. W wyniku tych prac zaprojektowano główne dane konstrukcyjne generatora:

– średnica zewnętrzna stojana 850 mm,
– średnica wewnętrzna stojana 670 mm,
– liczba par biegunów $p = 5$,
– szczelina powietrzna nad magnesem 6 mm,
– długość pakietu 90 mm,
– 90 żłobków stojana (skos żłobków o 1 podziałkę żłobkową stojana),
– $Ns = 150\ zw$ ($U_N = 500$ V, $f = 50$ Hz),
– uzwojenie dwuwarstwowe, poskok zmienny (5, 7, 9),
– grubość magnesu 12 mm,
– rozpiętość jednego bieguna 25° (125° el.).

Ze względu na unikatową budowę generatora jego wykonanie zostało poprzedzone przeliczeniami z użyciem metod polowych w celu sprawdzenia wymiarów obwodu magnetycznego, doboru magnesów trwałych oraz określenia parametrów uzwojenia.

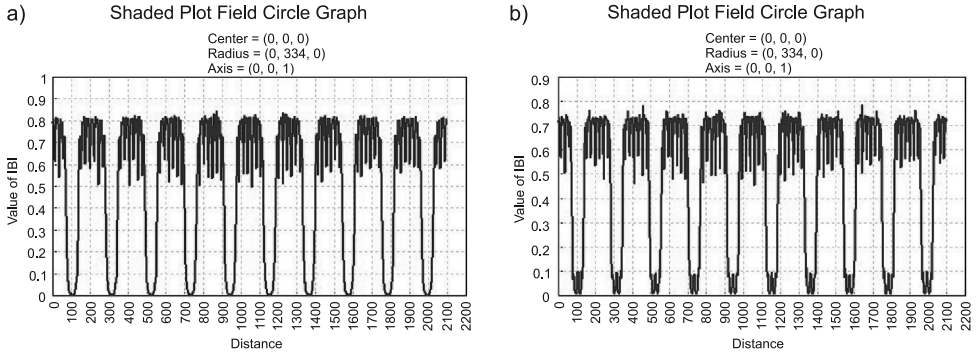


Rys. 3. Indukcja w stanie bezprądowym
Fig. 3. Flux density for currentles conditions

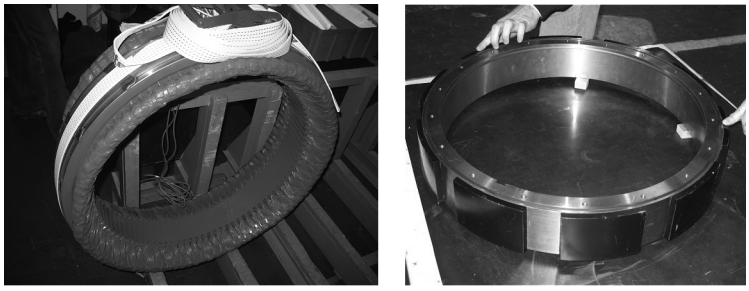


Rys. 4. Indukcja w warunkach znamionowym
Fig. 4. Flux density for nominal conditions

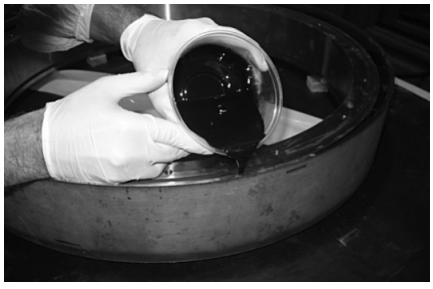
Dla przyjętych następujących parametrów magnesów: *Br* = 1,2 T; *Hc* = 891 kA/m, μ_r = 1,07, przeprowadzono obliczenia polowe w celu oszacowania strumieni skojarzonych z uzwojeniami, a tym samym wartości indukowanej SEM w stanie jałowym oraz sprawdzenia wartości indukcji w elementach konstrukcyjnych maszyny (jarzma, zęby) i zbadania czy magnesy nie ulegają odmagnesowaniu w stanie znamionowym.



Rys. 5. Rozkład indukcji |B| w szczelinie powietrznej: a) stan bezprądowy, b) warunki znamionowe
Fig. 5. Flux density |B| in air gap: a) current-less state, b) nominal conditions

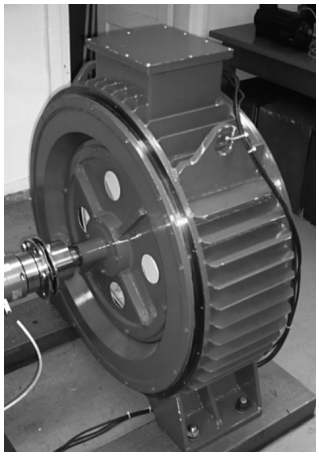


Rys. 6. Stojan i wirnik prototypowego generatora
Fig. 6. Stator and rotor of prototype generator



Rys. 7. Uszczelnianie magnesów żywicą
Fig. 7. Siling of magnets by resin

Analizując wyniki symulacji polowych uzyskanych za pomocą programu MagNet, wyznaczono wartość siły elektromotorycznej (międzyfazowej) w stanie jałowym (E = 540 V) i udowodniono, że wartości indukcji w elementach konstrukcyjnych generatora (rys. 3, 4) mieszczą się w granicach prawideł projektowych maszyn elektrycznych i nie będzie dochodzić do znacznego odmagnesowania magnesów pod wpływem oddziaływania twornika (rys. 5).



Rys. 8. Złożony generator przygotowany do badań
Fig. 8. Assembled generator ready to tests

Generator został wykonany w fabryce maszyn elektrycznych EMIT w Żychlinie, a podczas procesu produkcyjnego należało się zmierzyć z pewnymi nietypowymi zagadnieniami dotyczącymi klejenia magnesów oraz uszczelnienia.

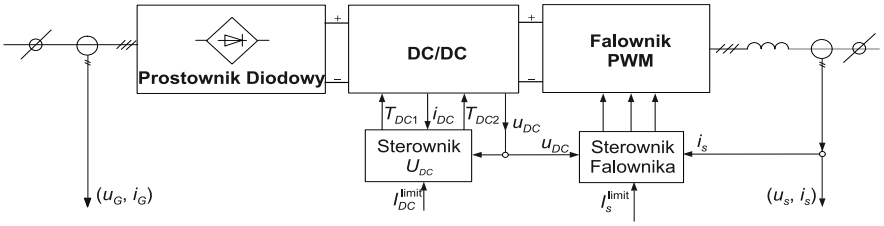
3. Przekształtnikowy układ generacyjny

Zintegrowany hydrozespół jest przewidziany do pracy przy prędkościach obrotowych zmiennych w stosunkowo dużym przedziale od 40% do 130% prędkości znamionowej. W takich warunkach wytwarzana zostaje energia elektryczna o zmiennej częstotliwości oraz zmiennej wartości napięcia stąd powstaje konieczność zastosowania układu przekształtnikowego, aby dopasować parametry produkowanej energii do wymagań sieci elektroenergetycznej.

Na rynku istnieją gotowe rozwiązania układów energoelektronicznych, przekształcających parametry energii elektrycznej, które mogą być wykorzystane w MEW. Jednym z takich układów jest opracowany przez firmę TWERD przekształtnikowy układ generacyjny (rys. 9) złożony z prostownika diodowego (AC/DC), układu podwyższająco-obniżającego napięcie (DC/DC) oraz falownika PWM (DC/AC) [2, 3].

Zadaniem sterownika U_{DC} jest wysterowanie przełączaniem tranzystorów T_{DC1} i T_{DC1} w układzie DC/DC (rys. 10) w celu podwyższenia lub obniżenia napięcia na wejściu falow-

nika PWM do poziomu ok. $U_{\mathrm{DC}}^{r} = 600\ \mathrm{V},$ gdyż minimalny poziom napięcia, jaki jest wymagany, aby umożliwić przetwarzanie i przepływ energii od strony generatora do sieci wynosi $u_{\mathrm{DC\,min}} > \sqrt{3}\sqrt{2}U_{\mathrm{ph\ sieci}}.$ W układzie DC/DC przez zadawanie ograniczenia prądu $I_{\mathrm{DC}}^{\mathrm{limit}}$ w obwodzie DC jest możliwe bezpośrednie sterowanie prądem pobieranym z generatora, co jest istotnym zagadnieniem z punktu widzenia optymalizacji i dopasowania charakterystyki przekształtnikowego układu generacyjnego wraz z generatorem do punktów optymalnej mocy na charakterystyce turbiny. Zmiany napięcia wyprostowanego z generatora powodują proporcjonalną zmianę mocy oddawanej przy zadanym poziomie $I_{\mathrm{DC}}^{\mathrm{limit}}$. Po przekroczeniu napięcia wyprostowanego z generatora powyżej U_{DC}^{r} układ podbijający napięcie DC przestaje działać, a zaczyna działać układ obniżający napięcie, którego zadaniem jest również utrzymanie napięcia wyjściowego DC na poziomie U_{DC}^{r}.



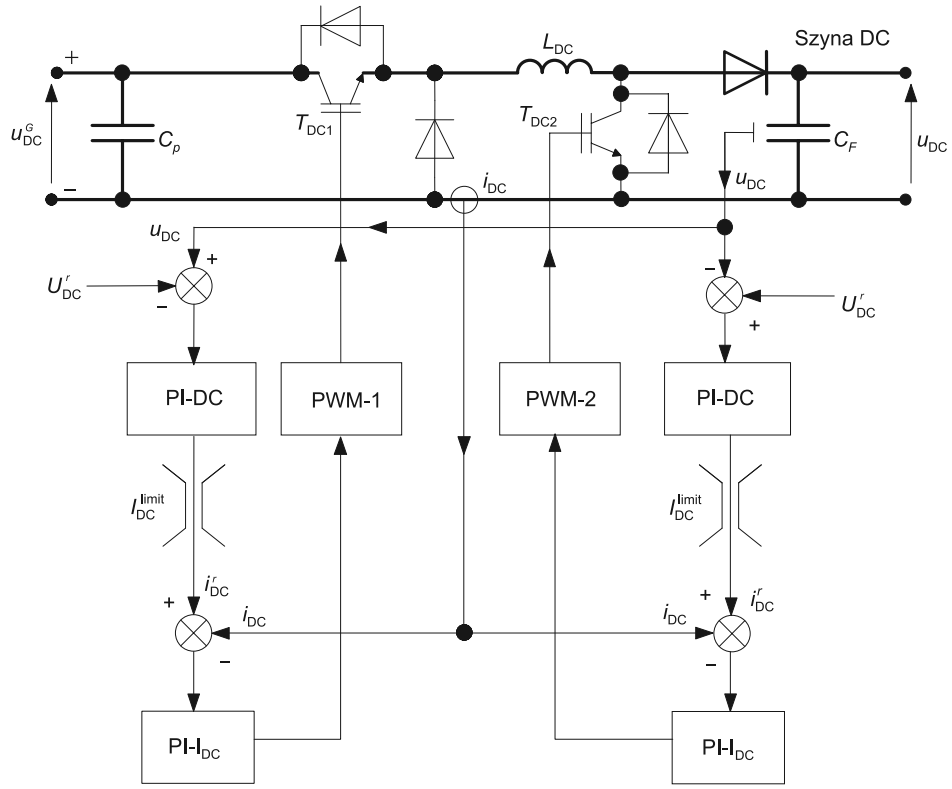
Rys. 9. Schemat blokowy przekształtnikowego układu generacyjnego
Fig. 9. Block scheme of power electronic unit

W układzie przekształtnikowym DC/AC (rys. 11) do sterowania falownikiem PWM wykorzystano algorytm DPC-SVM, czyli bezpośredniego sterowania mocą ze sprzężeniem od wirtualnego strumienia sieci (ang. *Virtual Flux – Direct Power Control*) z modulatorem SVM [2]. Algorytm ten bazuje na zamkniętej pętli regulacji chwilowej mocy czynnej i biernej i jest wykorzystywany w przekształtnikowych układach napędowych, z tym że w naszym przypadku sieć elektroenergetyczna traktowana jest jak silnik indukcyjny pracujący ze stałą prędkością obrotową. Mierzone prądy fazowe przekształcane są do układu prostokątnego αβ, zgodnie z formułą (1), które w dalszej kolejności wykorzystywane są do estymacji wirtualnego strumienia wg zależności (2) i wyznaczenia chwilowych wartości mocy *p* i *q* z użyciem formuły (3).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3}\begin{bmatrix} 3/2 & 0 \\ \sqrt{3}/2 & \sqrt{3} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \tag{1}$$

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \int\left(\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} + L\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}\right)dt = \int\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}dt + L\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \tag{2}$$

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \omega\begin{bmatrix} -\psi_\beta & \psi_\alpha \\ \psi_\alpha & \psi_\beta \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \tag{3}$$



Rys. 10. Schemat blokowy układu podwyższająco-obniżającego napięcie DC/DC
Fig. 10. Block scheme of boost converter DC/DC

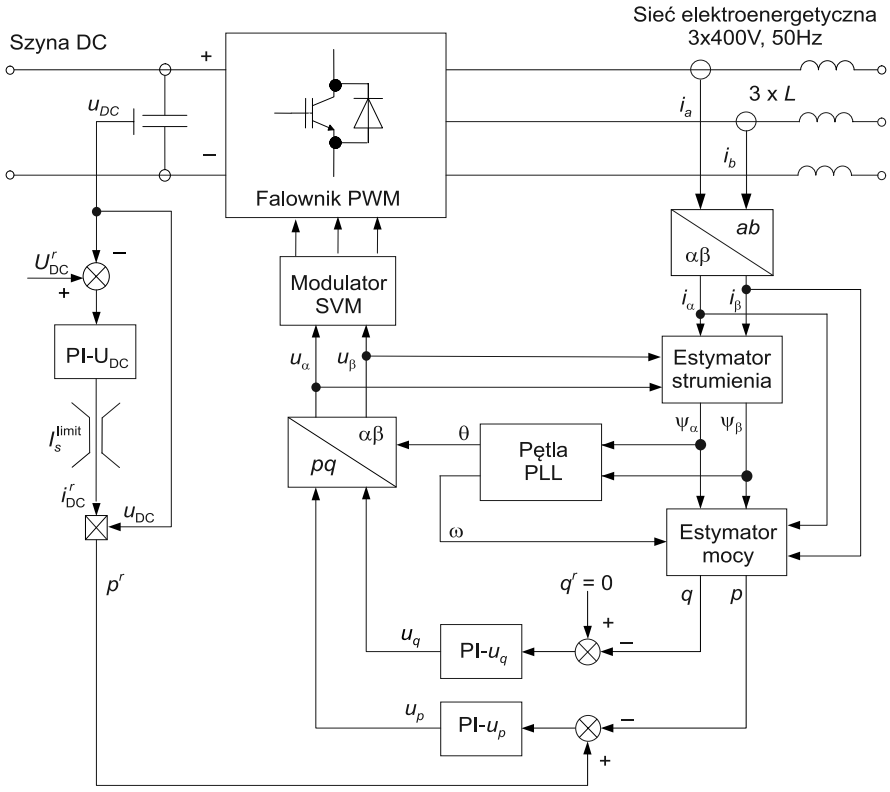
Zadana moc czynna p^r oraz bierna q^r ($q^r = 0$) są porównywane z estymowanymi wartościami chwilowymi mocy p i q, a sygnał uchybu między wartościami zadanymi i chwilowymi stanowi wejście dla regulatorów mocy czynnej PI-p oraz biernej PI-q. Sygnały wyjściowe z tych regulatorów po przetransformowaniu do układu stacjonarnego $\alpha\beta$ wg zależności (4) stanowią zadany sygnał wejściowy dla modulatora SVM.

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin\theta & -\cos\theta \\ \cos\theta & -\sin\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_p \\ u_q \end{bmatrix} \tag{4}$$

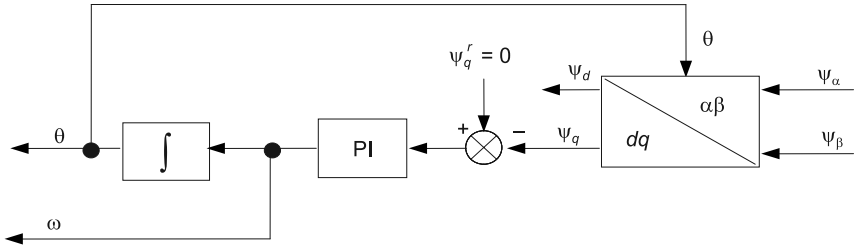
Wartość chwilowa kąta fazowego pomiędzy wirującym układem dq a stacjonarnym $\alpha\beta$ ustala się dzięki pętli synchronizacji PLL działającej zgodnie ze schematem wg rys. 12.

W układzie DC/AC poprzez zadawanie ograniczenia prądu I_s^{limit} jest możliwe bezpośrednie sterowanie prądem sieciowym, a tym samym regulowana jest moc przekazywana z układu DC do sieci.

Z punktu widzenia przepływu mocy z generatora do sieci, przekształtnikowy układu generacyjnego można traktować jako układ czarnej skrzynki o określonej sprawności.



Rys. 11. Schemat blokowy układu DC/AC realizującego algorytm DPC-SVM
Fig. 11. Block scheme of DC/AC for DPC-SVM control algorithm

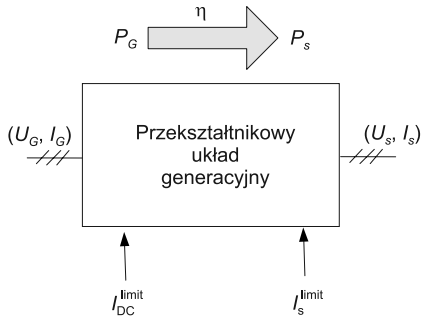


Rys. 12. Schemat blokowy układu PLL
Fig. 12. Block-diagram of PLL block

Zakładając, że układ przekształtnikowy pracuje na sieć, utrzymując współczynnik mocy cosφ = 1 oraz przyjmując, że moc generatora przenoszona jest głównie przez podstawową harmoniczną prądów i napięć będących w fazach ze względu na pracę z prostownikiem diodowym, zależność dla mocy czynnych przekazywanych z generatora do sieci można, zatem zapisać następująco:

$$P_G(n) = \sqrt{3}\, U_G(n)\; I_G = U_{\mathrm{DC}}^{G}(n)\; I_{\mathrm{DC}} = \sqrt{2}\, U_G(n)\, I_{\mathrm{DC}} \tag{5}$$

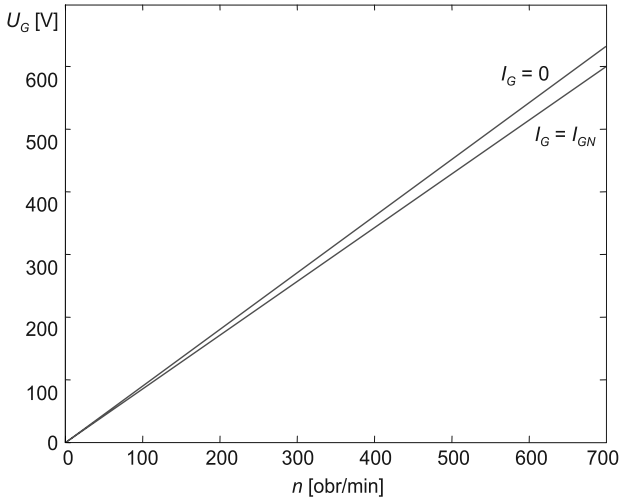
$$P_s = \sqrt{3}\, U_s\, I_s \tag{6}$$



Rys. 13. Schemat blokowy ilustrujący przepływ energii przez przekształtnikowy układ generacyjny
Fig. 13. Block scheme for illustration of energy flow through power electronic unit

Ponieważ oddziaływanie twornika w generatorze z magnesami trwałymi jest stosunkowo niewielkie, dlatego można przyjąć uproszczoną aproksymację zmienności napięcia pod wpływem obciążenia dla generatora opisanego w rozdziale 2 wg rys. 14, zgodnie z zależnością:

$$U_G(n) = k_u n \quad \text{gdzie} \quad k_u = \frac{U_{NG}}{n_N} \tag{7}$$



Rys. 14. Zmiany napięcia generatora dla stanu jałowego oraz obciążenia prądem znamionowym
Fig. 14. Generator voltage for no-load state and nominal current load

Moc czynna przekazywana z generatora do sieci spełnia relację $P(n) = \eta P_G(n) = P_s$, więc bilans ten można zapisać zgodnie z poniższą zależnością:

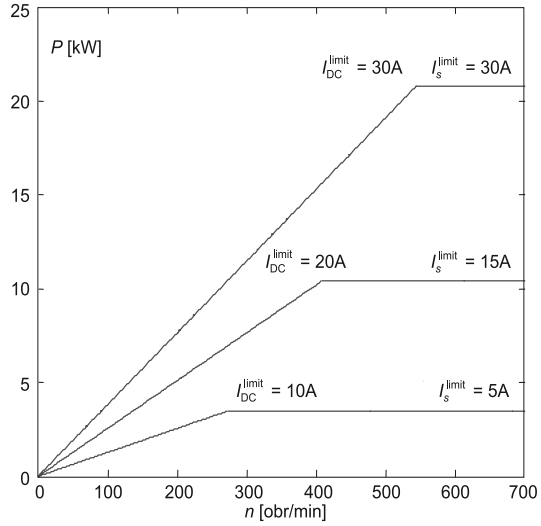
$$P(n) = \eta \sqrt{2}\, \frac{U_{GN}}{n_N}\, n\, I_{\mathrm{DC}}^{\mathrm{limit}} = \sqrt{3}\, U_s\, I_s^{\mathrm{limit}} \tag{8}$$

gdzie:

η – sprawność całego układu energoelektronicznego.

Na podstawie zależności (8) można wyznaczyć przebiegi mocy przekazywanej z generatora oraz momentu elektromagnetycznego generatora przy zadanych wartościach prądów $I_{\mathrm{DC}}^{\mathrm{limit}}$ oraz I_s^{limit} podczas zmieniających się obrotów generatora. Charakterystyki te mają szczególne znaczenie dla przyjmowanych strategii sterowania całego hydrozespołu pod kątem stabilności oraz optymalizacji procesu przetwarzania energii wody dla zadanych charakterystyk turbin.

Na poniższych rysunkach zamieszczono charakterystyki transferowanej mocy z generatora oraz momentu obciążenia generatora w zależności od prędkości obrotowej dla wybranych zadanych wartościach prądów układu przekształtnikowego $I_{\mathrm{DC}}^{\mathrm{limit}}$ oraz I_s^{limit}.

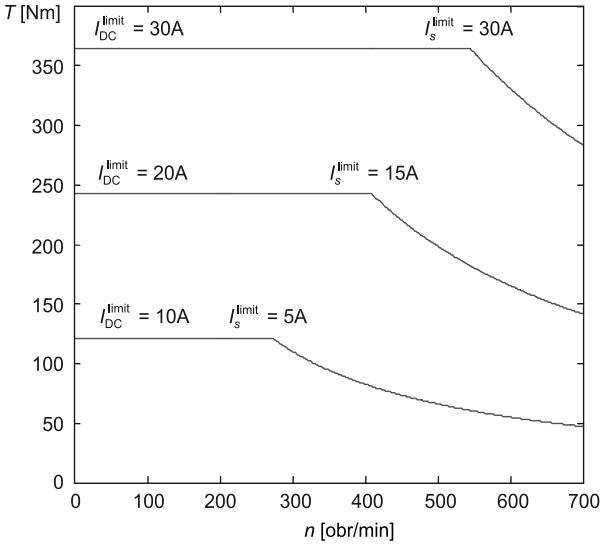


Rys. 15. Charakterystyki mocy przekazywanych z generatora

Fig. 15. Characteristics of power transferred from generator

Z charakterystyk mocy (rys. 15) widać, że liniowy przyrost mocy wraz ze zmianą prędkości obrotowej generatora występuje do momentu osiągnięcia zadanego poziomu mocy limitowanego wartością prądu I_s^{limit} i jest uzależniony od zadanej wartości prądu $I_{\mathrm{DC}}^{\mathrm{limit}}$. W ten sposób jest możliwe łatwe kształtowanie charakterystyk momentu (rys. 16). Wartości zadawanych prądów są uzależnione od parametrów znamionowych odpowiednio generatora oraz układu przekształtnikowego i nie powinny wychodzić poza zakresy:

$$I_{\mathrm{DC}}^{\mathrm{limit}} \leq \sqrt{3/2}\, I_{N\,\mathrm{Generatora}} \qquad I_{s}^{\mathrm{limit}} \leq I_{N\,\mathrm{Falownika}} \tag{9}$$

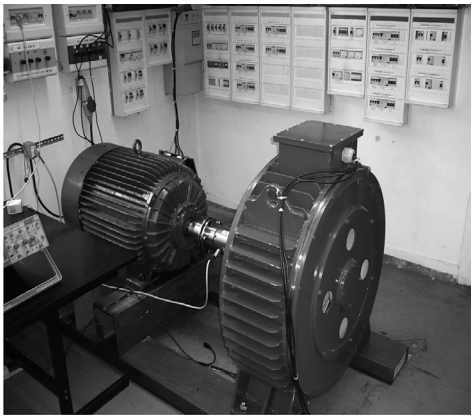


Rys. 16. Charakterystyka momentu obciążającego generatora
Fig. 16. Characteristics of generator torque load

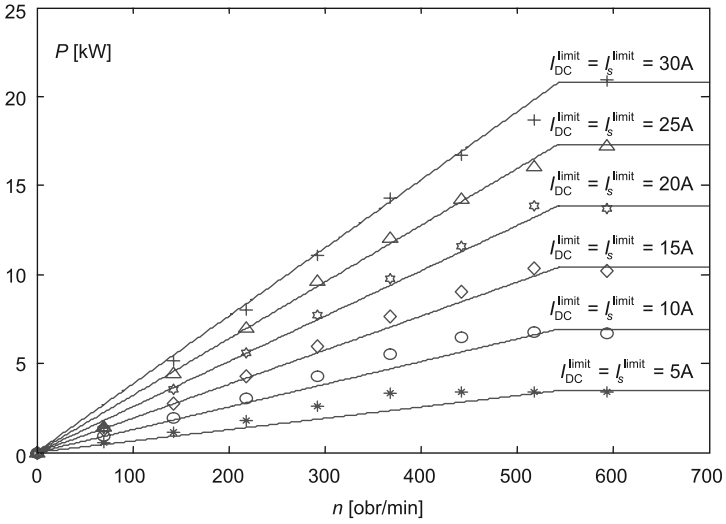
Rys. 17. Złożony układ przekształtnikowy
Fig. 17. Assembled power electronic unit

4. Wyniki testów laboratoryjmych

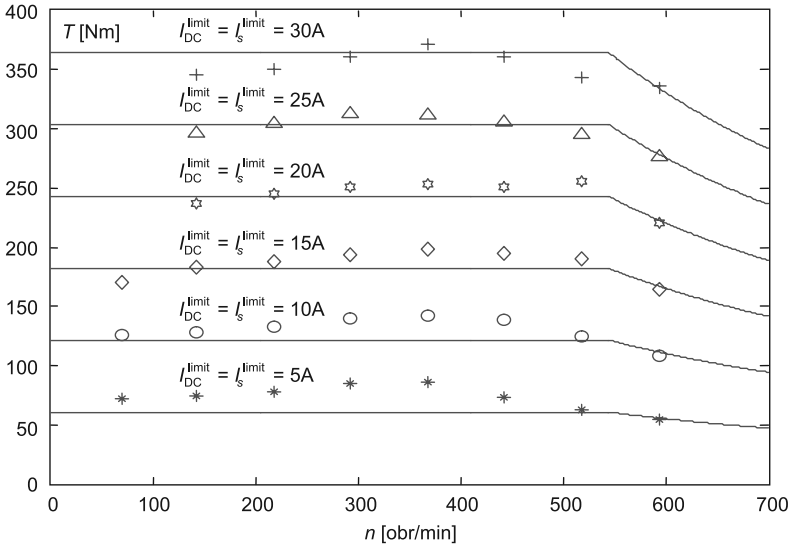
Testy laboratoryjne zostały wykonane na stanowisku badawczym przygotowanym dla omówionego w rozdziale 2 generatora GM 500S10 o danych znamionowych P_{NG} = 30 kW, U_{NG} = 500 V, I_{NG} = 35 A, n_N = 600 obr/min, f = 50 Hz oraz przedstawionego w rozdziale 3 przemiennikowego układu generacyjnego PZG-30kW/10 o mocy 30 kW. Do celów testowych wykonano specjalnie układ mocowania wirnika wraz z wałem, który został sprzęgnięty przez układ pomiarowy momentu, z układem napędowym składającego się z silnika asynchronicznego zasilanego z falownika (rys. 18).



Rys. 18. Laboratoryjne stanowisko badawcze
Fig. 18. Laboratory stand



Rys. 19. Charakterystyki mocy przekazywanych z generatora
Fig. 19. Characteristics of power transferred from generator



Rys. 20. Charakterystyka momentu obciążającego generatora

Fig. 20. Characteristics of generator torque load

Przedstawione pomiary testowe dotyczyły sprawdzenia sposobu regulacji przekazywanej mocy z generatora do sieci zasilającej oraz momentu obciążenia generatora dla zadanych wartości limitów prądowych w układzie DC ($I_{\mathrm{DC}}^{\mathrm{limit}}$) oraz limitów prądowych w układzie falownika sieciowego (I_s^{limit}). Badania prowadzone były przy założeniu równości tych limitów $I_{\mathrm{DC}}^{\mathrm{limit}} = I_s^{\mathrm{limit}}$, co w konsekwencji prowadziło do ustalenia się jednej i tej samej prędkości, dla której moc przekazywana z generatora do sieci przestawała rosnąć, a moment obciążenia zaczynał maleć. Na poniższych rysunkach linie ciągłe odpowiadają przeliczonym wartościom idealnym zgodnie z zależnością (8), natomiast zaznaczone punkty odpowiadają wartościom pomiarowym. Otrzymane wyniki pomiarowe w zadawalającym stopniu są zbieżne z rezultatami uzyskanymi teoretycznie z użyciem stosunkowo uproszczonego modelu.

5. Podsumowanie

Na podstawie przedstawionych analiz własności toru przetwarzania energii elektrycznej można stwierdzić, że przez zadawanie limitów prądów $I_{\mathrm{DC}}^{\mathrm{limit}}$ oraz I_s^{limit} dla przemiennikowego układu generacyjnego przy ograniczeniach jedynie parametrami znamionowymi przekształtnika i generatora jest możliwe praktycznie dowolne kształtowanie charakterystyk momentu obciążenia generatora, a tym samym sterowanie mocą przekazywaną przez turbinę generatora do sieci elektroenergetycznej. Zagadnienie to jest szczególnie ważne podczas opracowywania kompleksowego projektu układu regulacji całej MEW oraz optymalizacji przetwarzania energii pod kątem uzyskiwania maksymalnych sprawności przetwarzania [7].

Zaprezentowany w artykule opis toru przetwarzania energii dla prototypowej MEW o mocy 30 kW może być przydatny i z powodzeniem wykorzystany do opracowania elementów układu przetwarzania energii elektrycznej MEW o znacznie większych mocach.

Literatura

[1] Binder A., Schneider T., *Permanent magnet synchronous generators for regenerative energy conversion – a survey*, Proc. of 11th European Conf. on Power Electronics and Applications, Dresden 2005.

[2] Kaźmierkowski M., Krishnan R., Blaabjerg F., Irwin J., *Control in Power Electronics*, Academic Press, 2003.

[3] Boldea I., *The Electric Generators Handbook*, vol. II: *Variable speed generators*, CRS Press, Taylor & Francis Group, 2006.

[4] Koczara W. i inni, *Theory of the adjustable speed generation systems*, COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, vol. 27, issue 5, 2008, 1162-1177.

[5] Morimoto S., Nakamura T., Takeda Y., *Power Maximization Control of Variable-Speed Wind Generation System Using Permanent Magnet Synchronous Generator*, IEEE Transaction. on Power Electronics., vol. 123-B, No. 12, 2003, 1573-1579.

[6] Carrasco J.M., Franquelo L.G., Bialasiewicz J.T., i inni, *Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, 2006, 1002-1016.

[7] Borkowski D., Węgiel T., *Optymalizacja przetwarzania energii dla małych elektrowni wodnych z generatorami pracującymi ze zmienną prędkością obrotową*, Zeszyty Problemowe, Maszyny Elektryczne, Nr 92/2011, 121-126,

[8] Norway Patent No 323150: *Integrert vannturbin og generator uten nav*, owner – TURBINOVA AS.

TREŚĆ

Borkowski D.: System sterowania i monitoringu małej elektrowni wodnej 3
Borkowski D., Węgiel T.: Zarządzanie przetwarzaniem energii w małej elektrowni wodnej o zmiennej prędkości obrotowej 19
Drozdowski P., Duda A.: Analiza komputerowa nasyconej maszyny indukcyjnej klatkowej za pomocą Sim-Power-System pakietu Simulink 33
Dziechciarz A., Sułowicz M.: Zastosowanie analizy falkowej do diagnozowania uszkodzeń w silniku indukcyjnym podczas pracy przy zmiennym obciążeniu 49
Radzik M.: Bezpośrednie wyznaczanie stanu ustalonego w maszynach synchronicznych w przypadku okresowej zmienności momentu mechanicznego 65
Rozegnał B.: Zastosowanie transformacji falkowej do wykrywania zwarć w linii dwustronnie zasilanej. Cz. I – Określenie bazy danych wzorców transformacji falkowej 77
Rozegnał B.: Zastosowanie transformacji falkowej do wykrywania zwarć w linii dwustronnie zasilanej. Cz. II – Analiza falkowa sygnałów 93
Samotyy V.: Optymalizacja genetyczna przetwornika liczby faz 111
Sieńko T.: Schemat zastępczy przekształtnika macierzowego dla stanów dynamicznych przy sterowaniu jednookresowym 121
Węgiel T., Borkowski D., Prototypowy układ przetwarzania energii dla efektywniejszego wykorzystywania potencjału energetycznego MEW 135

CONTENTS

Borkowski D.: Control and monitoring system for small hydropower plant 3
Borkowski D., Węgiel T.: Management of energy conversion in small hydropower plant with variable speed generators 19
Drozdowski P., Duda A.: Computer analysis of saturated cage induction machine using Sim-Power-Systems of Simulink 33
Dziechciarz A., Sułowicz M.: Application of wavelet analysis for induction motor faults diagnostics operating at variable load 49
Radzik M.: Direct determination of the steady state in schronous machines for periodic variability of mechanical torque 65
Rozegnał B.: Short circuits detection in double sourced electrical lines. Part I – DWT databese preparation 77
Rozegnał B.: Short circuits detection in double sourced electrical lines. Part II – Discrete wavelet transform 93
Samotyy V.: Genetic optimization phase converters number 111
Sieńko T.: Equivalent scheme of matrix converter for dynamic states under single-periodic control 121
Węgiel T., Borkowski D.: Prototype set for higher efficiency of energetic potential exploitation in SHP 135