

Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów
i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej

69

Seria:
Studia i Materiały

33

Zagadnienia maszyn, napędów i pomiarów elektrycznych



Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej · Wrocław 2013

Recenzenci

Sebastian BERHAUSEN, Tadeusz BIAŁOŃ, Andrzej BOBOŃ, Stefan BROCK,
Mateusz DYBKOWSKI, Jarosław GUZIŃSKI, Paweł IDZIAK, Dariusz JANISZEWSKI,
Jarosław KACERKA, Marcin KAMIŃSKI, Mariusz KORKOSZ, Marek KORZENIEWSKI,
Barbara KULESZ, Arkadiusz LEWICKI, Wojciech LIPIEC, Marek LIS, Damian MAZUR,
Roman MIKSIEWICZ, Przemysław MOSIOŁEK, Jan MRÓZ, Roman MUSZYŃSKI,
Roman NIESTRÓJ, Adrian NOCOŃ, Tomasz PAJCHROWSKI, Eligiusz PAWŁOWSKI,
Krzysztof PIEŃKOWSKI, Ryszard ROSKOSZ, Adam SOŁBUT, Dorota STACHOWIAK,
Jan SZCZYGŁOWSKI, Dariusz ŚWISULSKI, Bartłomiej UFNALSKI, Mirosław WŁAS,
Marek WOŁOSZYK, Piotr ZIENTEK, Michał ZIÓŁKO

Kolegium Redakcyjne

Ludwik ANTAL – redaktor naczelny,
Ignacy DUDZIKOWSKI,
Czesław KOWALSKI,
Zdzisław NAWROCKI,
Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA,
Jan ZAWILAK

Wydrukowano na podstawie dostarczonych materiałów

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

Pierwotną wersją „Prac Naukowych Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych
Politechniki Wrocławskiej. Seria: Studia i Materiały” jest wersja drukowana.

© Copyright by Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2013

OFICyna WYDAWNICZA POLITECHNIKI WROCLAWSKIEJ
Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław
<http://www.oficyna.pwr.edu.pl>
oficwyd@pwr.edu.pl
zamawianie.ksiazek@pwr.edu.pl

ISSN 1733-0718

Drukarnia Oficyny Wydawniczej Politechniki Wrocławskiej

*neuronowe regulatory prędkości, adaptacja on-line,
układ dwumasowy, napęd elektryczny*

Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA*, Marcin KAMIŃSKI*

ANALIZA PORÓWNAWCZA WYBRANYCH NEUROREGULATORÓW DLA NAPĘDU Z POŁĄCZENIEM SPRĘŻYSTYM – OPIS ZASTOSOWANYCH MODELI

W artykule przedstawiono zagadnienia adaptacyjnego sterowania napędem elektrycznym z połączeniem sprężystym przy wykorzystaniu modeli neuronowych trenowanych *on-line*. Jako regulatory neuronowe proponowane są sieci perceptronowe MLP z jedną warstwą ukrytą oraz sieci z radialnymi funkcjami bazowymi RBF, uczone metodą wstecznej propagacji błędów na podstawie algorytmów gradientowych. Opisano struktury regulatorów neuronowych oraz pokazano zależności analityczne wykorzystywane do adaptacji wag i centrów odpowiednich struktur neuroregulatorów.

1. WPROWADZENIE

Sztuczne sieci neuronowe, dzięki swoim właściwościom aproksymacyjnym, coraz częściej znajdują zastosowanie w sterowaniu napędami elektrycznymi [1]. W ostatnich latach powstało wiele publikacji na temat układów regulacji prędkości silników elektrycznych wykorzystujących sieci neuronowe [1]–[11]. Stosowane podejścia, różnią się zarówno rodzajem SN, metodami ich uczenia, sposobem oddziaływania na obiekt, jak i ogólną strukturą systemu sterowania.

Jedną z metod, często proponowanych w strukturach sterowania napędem elektrycznym, jest regulacja adaptacyjna z modelem odniesienia [2], [3]. Kolejny, również często spotykany neuronowy układ regulacji, opiera się na tzw. modelu odwrotnym obiektu [4], [5]. Jednak taka metodyka wymaga opracowania modelu neuronowego na podstawie danych reprezentujących obiektu. W związku z tym pojawiają się problemy związane z przygotowaniem danych treningowych, wybór parametrów uczenia oraz

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: teresa.orlowska-kowalska @pwr.wroc.pl, marcin.kaminski@pwr.wroc.pl

struktury modelu neuronowego. Jeszcze inne rozwiązanie pokazane zostało w [6], gdzie SN wykorzystywana jest do uaktualniania nastaw regulatora klasycznego, w zależności od zmian parametrów obiektu. Uzyskano w ten sposób tzw. samo-nastrajający się neuroregulator. Spotykane są również kombinacje SN działającej razem z regulatorem klasycznym. W pracy [7] sieć neuronowa została wykorzystana do jednokierunkowej kompensacji momentu obciążenia, przy czym sygnał sterujący jest sumą sygnałów z regulatora PI i SN. Innym rozwiązaniem spotykanym w literaturze, jest zastosowanie neuronowego regulatora, który do generowania sygnału sterowania, wykorzystuje liniową sieć typu ADALINE [8]–[10] lub sieć perceptronową [11].

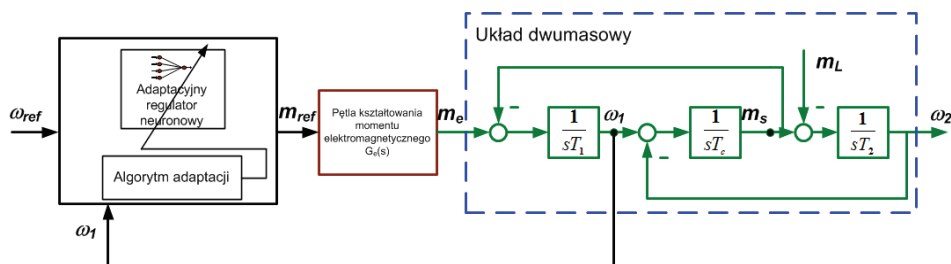
Regulatory neuronowe stosowane w układach napędowych można podzielić na trenowane *off-line* i *on-line*. Struktury sieci neuronowych, w których współczynniki wagowe dobierane są *off-line*, wymagają znacznie bardziej złożonej strategii projektowania, często opartej na doświadczeniu użytkownika. W kolejnych etapach opracowywania modelu należy podjąć decyzję o topologii wykorzystywanej sieci neuronowej, przy czym wybierana jest nie tylko liczba neuronów, ale również liczba warstw ukrytych. Dobór optymalnej struktury sieci neuronowej jest trudny. W wielu przypadkach wymaga zastosowania złożonych obliczeniowo algorytmów optymalizacyjnych [12], [13]. Poza tym opracowanie poprawnych, reprezentatywnych przebiegów treningowych w rzeczywistych aplikacjach jest skomplikowane, a często może być wręcz niemożliwe. Kolejnym zagadnieniem jest znacząca wrażliwość sieci neuronowej na parametry algorytmu treningowego, które najczęściej są dobierane doświadczalnie. W przypadku modeli statycznych, bez wewnętrznych sprzężeń zwrotnych, należy także opracować odpowiednią postać wektora wejściowego, ułatwiającą przetwarzanie przebiegów dynamicznych. W tym celu stosowane są filtry oraz opóźnienia sygnałów wejściowych, których zastosowanie nie jest jasno sprecyzowane w literaturze.

Wiele problemów projektowych związanych z zastosowaniem modeli neuronowych trenowanych *off-line* nie występuje w przypadku rozwiązań opartych na strukturach neuronowych trenowanych *on-line*, w których adaptacja wag sieci neuronowej następuje po pierwszym uruchomieniu układu sterowania, w trakcie pierwszych kilku cykli pracy systemu. Sposób aktualizacji współczynników determinuje możliwości aplikacyjne oraz proces projektowania układu wykorzystującego sieć neuronową [12]. W niniejszym artykule przedmiotem badań są sieci neuronowe trenowane *on-line*, zastosowane jako regulatory prędkości w napędzie elektrycznym z połączeniem elastycznym.

2. BADANY OBIEKT

Badanym obiektem sterowania jest napęd elektryczny, w którym silnik elektryczny jest połączony z maszyną obciążającą sprężystym wałem. Zakłada się, że wewnętrzna struktura sterowania momentem (prądem) silnika elektrycznego zapewni bardzo do-

brą dynamikę (praktycznie bezinercyjne wymuszenie momentu silnika napędowego) [9], [10], w związku z czym opóźnienie w wewnętrznym obwodzie sterowania prędkością napędu jest pomijalnie małe (zakłada się, że o dynamice zmian momentu decyduje mała stała czasowa T_{me}). Założenie to umożliwia analizę struktury regulacji prędkości napędu niezależnie od zastosowanego silnika napędowego i pozwala odnosić uzyskane wyniki zarówno do napędu z silnikiem obcowzbudnym prądu stałego lub z silnikiem prądu przemiennego (indukcyjnym lub synchronicznym z magnesami trwałymi) sterowanym metodą polowo-zorientowaną lub metodą DTC. Część mechaniczna napędu z połączeniem sprężystym reprezentowana jest przez układ dwumasowy, w którym silnik reprezentuje pierwszą masę skupioną, a obciążenie drugą. Taką strukturę sterowania, z neuronowym regulatorem prędkości silnika napędowego przedstawiono na rys. 1. Na tym rysunku zastosowano następujące oznaczenia: ω_1 , ω_2 – prędkość silnika napędowego i maszyny obciążającej, m_e , m_s , m_L , m_{ref} – moment elektromagnetyczny, moment skrętny, moment obciążenia i moment zadany na wyjściu regulatora prędkości, T_1 , T_2 – mechaniczna stała czasowa silnika i maszyny roboczej, T_c – stała czasowa połączenia sprężystego [10].



Rys. 1. Schemat blokowy uproszczonego modelu układu napędowego z dynamicznym sterowaniem momentu elektromagnetycznego

W pętli regulacji prędkości kątowej, zamiast klasycznego regulatora PI, zastosowano adaptacyjny regulator neuronowy, którego zadaniem jest tłumienie drgań skrętnych układu z połączeniem elastycznym. Porównano właściwości napędu w przypadku zastosowania regulatora wykorzystującego sieć perceptronową MLP uczoną *online* za pomocą algorytmu wstecznej propagacji błędów oraz regulatora z siecią o radialnych funkcjach bazowych RBF. Wagi struktur neuronowych są aktualizowane w każdym kroku obliczeniowym struktury sterowania napędem z połączeniem elastycznym, tylko na podstawie pomiaru prędkości silnika napędowego. Ma to istotne znaczenie, gdyż nie wymaga odtwarzania innych zmiennych stanu napędu, jak na przykład momentu skrętnego czy prędkości obciążenia [13], jak to ma miejsce w przypadku struktur z regulatorami PI, PID i dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi [14], lub z regulatorem stanu [15].

Wejściem neuroregulatora może być błąd liczony jako różnica pomiędzy wartością zadaną i prędkością silnika lub różnica pomiędzy wyjściem modelu odniesienia (na wejście którego wprowadzana jest wartość zadana prędkości) i prędkością silnika. W takim przypadku model odniesienia można opisać następująco:

$$G_r(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0s + \omega_0^2}, \quad (1)$$

gdzie:

- ζ – założony współczynnik tłumienia,
- ω_0 – zadana częstotliwość rezonansowa,
- s – operator Laplace'a.

W układach sterowania oraz estymacji zmiennych stanu przy wykorzystaniu modeli neuronowych, w celu tłumienia sygnałów dynamicznie zmieniających się w czasie, zakłóceń i szumów, często wykorzystywane są filtry dolnoprzepustowe (człony inercyjne pierwszego rzędu). Jednak w opisywanym przypadku zastosowano transmi-tancję opisaną wzorem (1), ze względu na możliwość kształtowania dynamiki sygnału wejściowego dla regulatora adaptacyjnego. We wszystkich analizowanych regulatorach wykorzystano identyczne wartości: $\omega_0 = 20 \text{ s}^{-1}$ oraz $\zeta = 1$.

W niniejszej pracy analizowane są dwa rodzaje neuroregulatorów prędkości układu dwumasowego, bazujące na sieci perceptronowej MLP i sieci o radialnych funkcjach bazowych RBF. W następnych częściach artykułu przedstawiono strukturę obu neuroregulatorów oraz podano algorytmy adaptacji proponowanych struktur neuronowych.

3. BADANE STRUKTURY NEUROREGULATORÓW

3.1. REGULATOR MLP Z ALGORYTMEM WSTECZNEJ PROPAGACJI

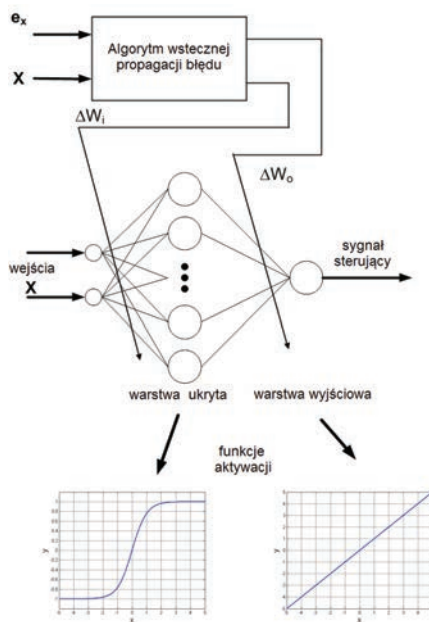
Analizowany w niniejszej części pracy regulator wykorzystuje perceptronową sieć MLP. Zastosowany model neuronowy zawiera dwa wejścia, kilka neuronów w warstwie ukrytej o sigmoidalnej funkcji aktywacji oraz jedno wyjście z liniową funkcją aktywacji. Strukturę sieci neuronowej MLP przedstawiono na rys. 2. Kolejne etapy obliczeń opisywanego modelu neuronowego mogą zostać przedstawione następująco:

- wejściowe sygnały \mathbf{X} są mnożone przez wartości współczynników wagowych \mathbf{W}_i ,
- wyniki są sumowane; w ten sposób uzyskiwane są sygnały wejściowe funkcji aktywacji neuronów warstwy ukrytej,
- uzyskane rezultaty na wyjściach neuronów sigmoidalnych są skalowane według wag wyjściowych \mathbf{W}_o ,
- otrzymane wartości są sumowane (zastosowany neuron liniowy na wyjściu modelu).

Wartości macierzy \mathbf{W}_i oraz \mathbf{W}_o regulatora są obliczane *on-line*. W tym celu zastosowano algorytm wstecznej propagacji błędów (*backpropagation*) [11]. Metoda w rzeczywistości jest jedną z technik gradientowych, przetwarzanie *backpropagation* jest zastosowane w celu uzyskania informacji o zmianach funkcji celu względem poszczególnych wag. W każdej iteracji algorytmu wagi są aktualizowane zgodnie z poniższą zależnością:

$$w_{ij}(k+1) = w_{ij}(k) + \Delta w_{ij} \quad (1)$$

gdzie w_{ij} – wagi pomiędzy i -tym oraz j -tym neuronem w k -tej iteracji.



Rys. 2. Struktura neuroregulatora wykorzystującego sieć MLP trenowaną *on-line*

W równaniu tym wartości wag są obliczane po wprowadzeniu korekty:

$$\Delta w_{ij} = \alpha \delta_j x_{ij} \quad (2)$$

gdzie:

α – współczynnik uczenia,

x_{ij} – i -te wejście j -tego neuronu,

δ_j – funkcja błędów opisanego poniżej.

Analizowany regulator posiada tylko jedną warstwę ukrytą z neuronami sigmooidalnymi i jednym wyjściem. Dla warstwy ukrytej wartość δ_j jest opisana następująco:

$$\delta_j = f'_j \delta_o w_{jo}, \quad (3)$$

gdzie:

f'_j – pochodna funkcji aktywacji j -tego neuronu w warstwie ukrytej,

w_{jo} – wagi pomiędzy wyjściem a warstwą ukrytą.

Dla warstwy wyjściowej z pojedynczym neuronem liniowym $\delta_j = \delta_o$:

$$\delta_o = d - y, \quad (4)$$

gdzie:

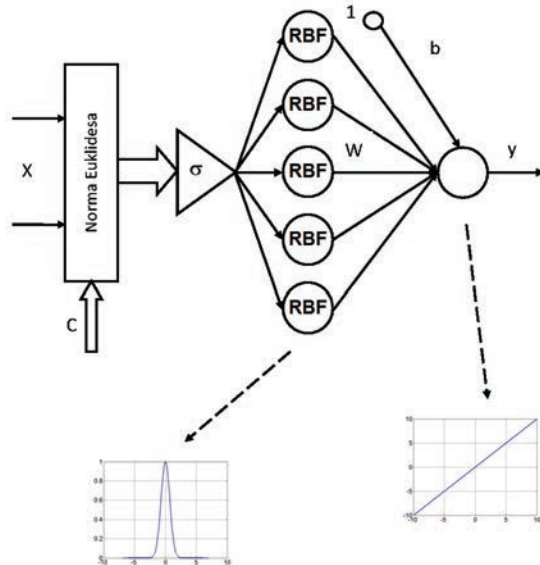
d – żądana wartość sygnału wyjściowego,

y – aktualna wartość sygnału.

Parametr α we wzorze (2) decyduje o kroku algorytmu zastosowanego w celu adaptacji wag modelu neuronowego. Na wyjściu sieci neuronowej otrzymywany jest sygnał sterujący dla podporządkowanego regulatora momentu (prądu).

3.2. REGULATOR ADAPTACYJNY OPARTY NA SIECI RADIALNEJ RBF

Sieć neuronowa radialna RBF różni się od klasycznej sieci MLP budową, ideą przetwarzania danych oraz metodyką uczenia. Dane wejściowe w sieci RBF są przetwarzane przez lokalne odwzorowania realizowane w neuronach radialnych, a ostateczny wynik jest uzyskiwany poprzez obliczenie ważonej sumy wartości wyjściowych z poszczególnych neuronów warstwy ukrytej. Strukturę sieci RBF przedstawiono na rysunku 3.



Rys. 3. Struktura sieci neuronowej RBF

Przetwarzanie sygnałów w sieci RBF, która jest również modelem typu *feedforward*, odbywa się według następującego schematu [11]:

- w warstwie wejściowej obliczane są odległości pomiędzy elementami wektora wejściowego a centrami neuronów radialnych (najczęściej wg normy Euklidesa),
- skalowanie za pomocą współczynnika σ ,
- w warstwie ukrytej realizowane są obliczenia wartości funkcji radialnych na podstawie argumentów z wcześniejszych obliczeń (neurony ukryte nie posiadają połączeń z sygnałami zewnętrznymi),
- w warstwie wyjściowej, zawierającej neuron liniowy, wartości uzyskane na wyjściu neuronów radialnych są mnożone poprzez współczynniki wagowe, a następnie sumowane.

Macierz radialnych funkcji aktywacji zastosowanych w neuronach warstwy ukrytej najczęściej wyznaczana jest z wykorzystaniem funkcji Gaussa:

$$\mathbf{f}_g(\mathbf{X}, \mathbf{C}, \sigma) = \exp\left(-\frac{\mathbf{v}^2}{\sigma^2}\right), \quad (5)$$

gdzie:

- σ – parametr skalujący kształtujący funkcję radialną,
- \mathbf{v} – różnica między centrum neuronu a wartościami wejściowymi,
- \mathbf{X} – wektor wejściowy sieci neuronowej,
- \mathbf{C} – macierz zawierająca centra sieci radialnej.

Najczęściej na tym etapie obliczeń wykorzystuje się następującą zależność (norma Euklidesa):

$$\mathbf{v}(\mathbf{X}) = \|\mathbf{X} - \mathbf{C}\| = \sqrt{\sum_{k=1}^n (x_k - c)^2}, \quad k = 1, 2, 3, \dots, n \quad (6)$$

gdzie:

- x_k – k -ty element wejściowego wektora \mathbf{X} ,
 - c – centrum z macierzy centrów sieci neuronowej.
- Obliczenia warstwy wyjściowej opisane są równaniem:

$$y_i = b + \sum_{h=1}^h w_{hi} f_{g_h} \quad (7)$$

gdzie:

- h – liczba neuronów ukrytych,
- y_i – aktualna wartość i -tego wyjścia sieci neuronowej,
- w_{hi} – współczynnik wagowy pomiędzy h -tym neuronem ukrytym RBF oraz i -tym wyjściem,
- b – bias.

W związku z powyższym wartość wyjściowa sieci neuronowej w zapisie macierzowym może być przedstawiona następująco:

$$y = b + \mathbf{W}\mathbf{f}_g(\mathbf{X}, \mathbf{C}, \sigma). \quad (8)$$

W sieci neuronowej typu RBF stosowanej jako neuroregulator, wagi i centra neuronów radialnych są adaptowane jednocześnie. Do tego celu można zastosować algorytm gradientowy, minimalizujący funkcję celu [11], [15]:

$$E(\mathbf{W}) = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^M [e(\mathbf{W}_j)]^2 = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^M (d_j - y_j)^2, \quad (9)$$

gdzie:

j – liczba wyjść sieci,

e – błąd pomiędzy wartością zadaną wyjścia i jej wartością aktualną.

W przypadku funkcji opisanej zależnością (8), równanie (9) przyjmuje postać:

$$E = \frac{1}{2} (e(\mathbf{W}))^2 = \frac{1}{2} [d - (b + \mathbf{W}\mathbf{f}_g(\mathbf{X}, \mathbf{C}, \sigma))]^2. \quad (10)$$

Gradient funkcji celu względem wag sieci przyjmuje następującą wartość:

$$\frac{\partial E}{\partial \mathbf{W}} = \frac{1}{2} \left(2e \frac{\partial e}{\partial \mathbf{W}} \right), \quad (11)$$

gdzie pochodne cząstkowe są wyznaczone według następującego równania:

$$\frac{\partial e}{\partial \mathbf{W}} = -\mathbf{f}_g(\mathbf{X}, \mathbf{C}, \sigma). \quad (12)$$

Wobec tego wartość gradientu (11) przyjmie postać:

$$\frac{\partial E}{\partial \mathbf{W}} = -[d - (b + \mathbf{W}\mathbf{f}_g(\mathbf{X}, \mathbf{C}, \sigma))] \mathbf{f}_g(\mathbf{X}, \mathbf{C}, \sigma) = -e \mathbf{f}_g(\mathbf{X}, \mathbf{C}, \sigma). \quad (13)$$

Tak więc aktualizacja wag w warstwie wyjściowej regulatora RBF w każdej iteracji algorytmu adaptacji odbywa się według następującej formuły:

$$\mathbf{W}(k) = \mathbf{W}(k-1) - \eta_w \frac{\partial E}{\partial \mathbf{W}}. \quad (14)$$

Podstawiając wartość gradientu (13) w równaniu (14), otrzymuje się:

$$\mathbf{W}(k) = \mathbf{W}(k-1) + \eta_w e \mathbf{f}_g(\mathbf{X}, \mathbf{C}, \sigma). \quad (15)$$

gdzie η_w – współczynnik adaptacji wag sieci RBF.

W podobny sposób można otrzymać algorytm adaptacji centrów regulatora RBF. Dla funkcji kosztu (10), wartość gradientu względem centrów sieci RBF przyjmuje postać:

$$\frac{\partial E}{\partial \mathbf{C}} = \frac{1}{2} \left(2e \frac{\partial e}{\partial \mathbf{C}} \right), \quad (16)$$

gdzie:

$$\frac{\partial e}{\partial \mathbf{C}} = -\mathbf{W} \frac{(\mathbf{X} - \mathbf{C})}{\sigma^2} \mathbf{f}_g(\mathbf{X}, \mathbf{C}, \sigma), \quad (17)$$

i wówczas:

$$\frac{\partial E}{\partial \mathbf{C}} = -e \mathbf{W} \frac{(\mathbf{X} - \mathbf{C})}{\sigma^2} \mathbf{f}_g(\mathbf{X}, \mathbf{C}, \sigma). \quad (18)$$

Zgodnie z algorytmem gradientowym, adaptacja centrów sieci RBF odbywa się zgodnie z zależnością:

$$\mathbf{C}(k) = \mathbf{C}(k-1) - \eta_c \frac{\partial E}{\partial \mathbf{C}}. \quad (19)$$

Po uwzględnieniu (18) w (19) otrzymuje się algorytm adaptacji centrów regulatora RBF:

$$\mathbf{C}(k) = \mathbf{C}(k-1) + \eta_c e \mathbf{W} \frac{\mathbf{X} - \mathbf{C}}{\sigma^2} \mathbf{f}_g(\mathbf{X}, \mathbf{C}, \sigma). \quad (20)$$

gdzie η_c – współczynnik adaptacji centrów sieci RBF.

Równania (15) i (20) opisują obliczenia macierzy wag oraz centrów w trakcie procesu treningu sieci neuronowej, który w prezentowanej aplikacji jest realizowany *on-line*. Współczynniki η_w i η_c są stałymi determinującymi szybkość działania algorytmu strojenia neuroregulatora. W drugiej części [17] artykułu zostaną przedstawione wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych opisanych neuroregulatorów w strukturze sterowania prędkością napędu z połączeniem elastycznym ocena ich skuteczności w tłumieniu drgań skrętnych układu dwumasowego w przypadku zastosowania tylko podstawowego sprzężenia zwrotnego od prędkości silnika napędowego.

4. PODSUMOWANIE

Sieci neuronowe z jedną warstwą ukrytą o nieliniowych funkcjach aktywacji oraz jednym liniowym neuronem wyjściowym mogą być stosowane jako adaptacyjne neuroregulatory sterowane funkcją błędu układu napędowego z połączeniem sprzężystym.

Istotną cechą odróżniającą proponowane struktury sterowania od powszechnie stosowanych struktur z dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi i regulatorami liniowymi stosowanymi w celu tłumienia drgań skrętnych i oscylacji prędkości kątowej obciążenia [14] jest to, że w analizowanych układach z adaptacyjnymi neuroregulatorami proponuje się jedynie sprzężenie zwrotne od łatwomierzalnej prędkości silnika napędowego. Nie wymaga to stosowania estymatorów prędkości maszyny roboczej, momentu skrętnego i momentu obciążenia. Jak zostanie wykazane w drugiej części niniejszego artykułu [17], proponowane struktury sterowania z nieliniowymi neuroregulatorami zapewniają bardzo dobre właściwości dynamiczne w różnych warunkach pracy napędu.

Praca naukowa finansowana ze środków Narodowego Centrum Nauki w ramach projektu UMO-2011/01/B/ST7/04632.

LITERATURA

- [1] BOSE B.K., *Neural Network Applications in Power Electronics and Motor Drives – An Introduction and Perspective*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, Vol. 54, No. 1, 14–33.
- [2] CHEN T.C., SHEU T.T., *Model Reference Neural Network Controller for Induction Motor Speed Control*, IEEE Trans. Energy Conversion, 2002, Vol. 17, No. 2, 157–162.
- [3] CHENG Q., WANG Y., CHENG Y., HU X., XUE Y., *The Application of Neural Network Model Reference Adaptive Control in Wind Turbines Variable Pitch System*, Journal of Computational Information Systems, 2011, Vol. 7, No. 10, 3422–3429.
- [4] CHEN D., YORK M., *Adaptive Neural Inverse Control Applied to Power Systems*, IEEE Power Systems Conf. and Exposition, 2006, 2109–2115.
- [5] COLINA-MORLES E., MORT N., *Inverse Model Neural Network-Based Control of Dynamic Systems*, IEE Control-Conf. Publ., 1994, Vol. 2, 955–960.
- [6] BOSE B.K., CHIO K.M., KIM H.J., *Self Tunning Neural Network Controller for Induction Motor Drives*, IEEE Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society, 2002, Vol.1, 152–156.
- [7] CHEN T.C., SHEU T.T., *Model reference robust speed control for induction-motor drive with time delay based on neural network*, IEEE Trans. Systems, Man and Cybernetics, 2001, Vol. 31, No. 6, 746–753.
- [8] KUSWSKI J.G., ENGELBRECHT R., HUI S., ŻAK S.H., *Application of Adaline to the Synthesis of Adaptive Controllers for Dynamical Systems*, American Control Confer., 1991, 1273–1278.
- [9] KAMIŃSKI M., Dyrzc K., *Zastosowanie modeli ADALINE w strukturze sterowania prędkością silnika indukcyjnego*, Prace Naukowe IMNiPE, 2011, Nr 65, Ser.: Studia i Materiały, Nr 31, 192–199.
- [10] KAMINSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *FPGA Implementation of ADALINE-based Speed Controller for Two-mass System*, IEEE Trans. on Industrial Informatics, 2013, Vol. 9, No. 3, 1301–1311.
- [11] KAMIŃSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Adaptive neural speed control of the induction motor drive*, Przegląd Elektrotechniczny, 2013, Vol. 89, Nr 2A, 21–24.
- [12] BISHOP M.C., *Neural Networks for Pattern Recognition*, Oxford University Press, 1996.
- [13] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., KAMIŃSKI M., SZABAT K., *Mechanical state variable estimation of drive system with elastic coupling using optimized feed-forward neural networks*, Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences, 2008, Vol. 56, No. 3, 239–246.

- [14] SZABAT K., OROWSKA-KOWALSKA T., *Vibration suppression in two-mass drive system using PI speed controller and additional feedbacks – comparative study*, IEEE Trans. Industrial Electronics, 2007, Vol. 54, No. 2, 1193–1206.
- [15] KAMIŃSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., SZABAT K., *Analysis of the dynamical performance of the two-mass drive system with the modified state controller*, Computer Applications in Electrical Engineering, 2010, Vol. 8 (ed. by R. Nawrowski), POLI-GRAF-JAK, Poznań, 105–119.
- [16] NARENDRA K.S., PARTHASARATHY K., *Gradient Methods for the Optimization of Dynamical Systems Containing Neural Networks*, IEEE Trans. on Neural Networks, 1991, Vol. 2, No. 2, 252–262.
- [17] KAMIŃSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Analiza porównawcza wybranych neuroregulatorów dla napędu z połączeniem sprężystym – wyniki badań*, Prace Naukowe IMNiPE, 2013, Nr 69, Ser.: Studia i Materiały, Nr 33.

COMPARATIVE ANALYZIS OF CHOSEN NEUROCONTROLLERS FOR THE DRIVE SYSTEM WITH ELASTIC JOINT – DESCRIPTION OF TESTED MODELS

In the paper the adaptive control problems of the drive system with elastic joint using neural models trained *on-line* have been presented. Perceptron-type MLP neural networks and networks with radial basis functions RBF have been proposed, which were trained with Back-Propagation Algorithm based on gradient algorithms. The structures of neurocontrollers and analytical expressions for weights and centers adaptation of the suitable neurocontrollers' structures have been presented.

*sieci neuronowe, modele perceptronowe oraz radialne,
regulacja prędkości, układ dwumasowy*

Marcin KAMIŃSKI, Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA*

ANALIZA PORÓWNAWCZA WYBRANYCH NEUROREGULATORÓW DLA NAPĘDU Z POŁĄCZENIEM SPRĘŻYSTYM – WYNIKI BADAŃ

W artykule przedstawiono wyniki porównawczych badań struktur regulatorów neuronowych typu MLP i RBF, zastosowanych w napędzie elektrycznym z połączeniem elastycznym. Zbadano wpływ współczynników uczenia obu struktur sieci neuronowych na pracę układu z jednym sprzężeniem zwrotnym od prędkości silnika napędowego i na możliwości tłumienia drgań skrętnych, również w przypadku zmian parametrów napędu.

1. WPROWADZENIE

Regulatory neuronowe stosowane w układach napędowych trenowane *on-line* stanowią alternatywę dla regulatorów klasycznych PI/PID [1]. Ma to szczególne znaczenie w przypadku sterowania napędami elektrycznymi, w których połączenie mechaniczne pomiędzy silnikiem napędowym a maszyną roboczą charakteryzuje się występowaniem drgań skrętnych, ze względu na charakter połączenia za pomocą sprężystego wału [2]. Zastosowanie nieliniowych regulatorów adaptacyjnych, trenowanych *on-line* daje nowe możliwości [3]–[7], ponieważ adaptacja wag sieci neuronowej następuje w chwili uruchomienia układu sterowania, w trakcie pierwszych kilku cykli pracy napędu. Sposób aktualizacji współczynników determinuje możliwości aplikacyjne oraz proces projektowania układu opartego o sieć neuronową [8]. Ponadto, zastosowanie adaptacyjnych neuroregulatorów dla napędu z połączeniem sprężystym umożliwia eliminację estymatorów zmiennych stanu [9] i realizację struktur sterowania w oparciu o pomiar jedynie prędkości i prądu (momentu) silnika napędowego. Koncepcja takiego sterowania napędem z połączeniem sprężystym została przedsta-

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: marcin.kaminski@pwr.wroc.pl, teresa.orlowska-kowalska @pwr.wroc.pl

wiona w pierwszej części niniejszego artykułu [8], natomiast w części drugiej zostaną przedstawione wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych napędu z dwoma rodzajami neuroregulatorów – bazujących odpowiednio na sieci typu MLP oraz sieci typu RBF. Wszystkie wyniki przedstawione w niniejszej pracy zostały wykonane dla modelu zrealizowanego w jednostkach względnych, dla napędu o parametrach przedstawionych w punkcie 3.

2. WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH NAPĘDU Z POŁĄCZENIEM ELASTYCZNYM I NEUROREGULATORAMI PRĘDKOŚCI SILNIKA

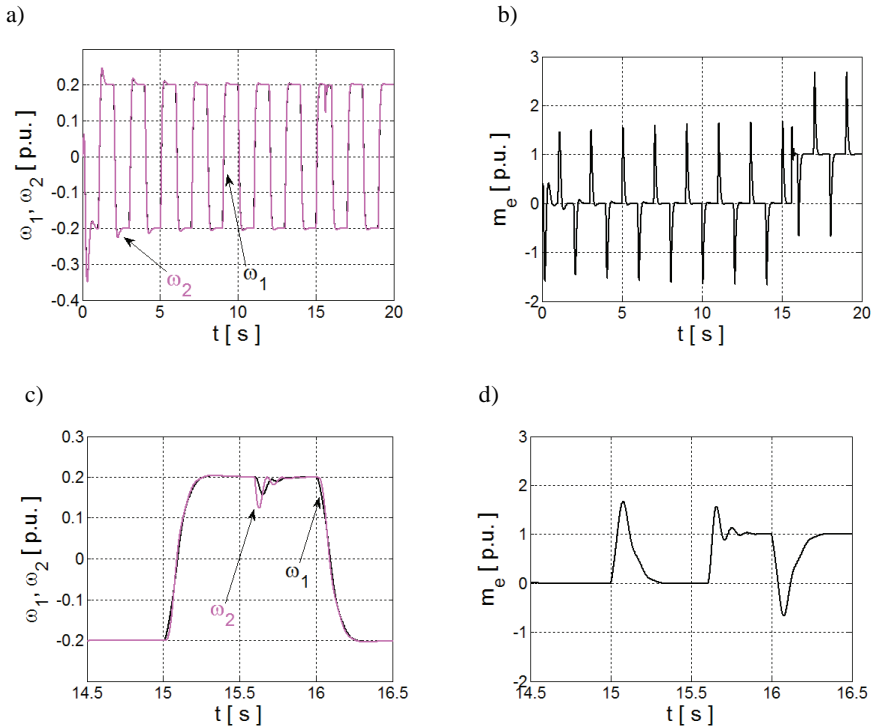
2.1. BADANIA SYMULACYJNE NAPĘDU Z NEUROREGULATOREM MLP

W strukturze sterowania prędkością z podporządkowaną zoptymalizowaną pętlą regulacji momentu silnika prądu stałego połączonego sprężystym wałem z maszyną roboczą zastosowano w pierw regulator oparty na sieci perceptronowej MLP, opisany w [8]. Regulator ten posiadał strukturę {2-5-1}, tzn. zawierał dwa wejścia (błąd prędkości oraz jego postać całkowaną, 5 neuronów ukrytych o sigmoidalnych funkcjach aktywacji oraz jeden liniowy neuron wyjściowy). Na wyjściu neuroregulatora prędkości otrzymano wartość zadaną momentu (prądu twornika silnika obcowzbudnego), którego obwód regulacji został zoptymalizowany zgodnie z kryterium modułu [2]. Przyjęto losowe wartości początkowe współczynników wagowych sieci perceptronowej. Adaptacja wag sieci MLP odbywała się z wykorzystaniem algorytmu wstecznej propagacji błędu, opisanego w [8]. Na kolejnych rysunkach przedstawiono wyniki badań symulacyjnych neuroregulatora wykorzystującego sieć MLP.

Na rysunku 1 przedstawiono przykładowe przebiegi prędkości silnika i prędkości obciążenia oraz momentu elektromagnetycznego silnika napędowego dla dłuższego przedziału czasu (20 s). Napęd wykonuje w tym czasie cykliczne nawroty; w chwili $t = 15,6$ s załączono moment obciążenia. Poza początkowym, bardzo krótkim przedziałem czasu, prędkość silnika oraz obciążenia podąża za trajektorią zadaną. Widoczne jest również redukowanie przeregulowania w kolejnych powtarzających się nawrotach napędu. W ten sposób zaprezentowano poprawność działania algorytmu adaptacyjnego.

Na rysunku 2 przedstawiono działanie napędu w odpowiedzi na skok prędkości zadanej, w zależności od zmian współczynnika adaptacji α , który wpływa bezpośrednio na szybkość zmian zmiennych stanu w strukturze sterowania. W celu uzyskania tak dobrego śledzenia wartości zadanej prędkości już od początku działania napędu, wcześniej zostały dobrane wartości początkowe macierzy wag \mathbf{W}_i oraz \mathbf{W}_o . Wszystkie następane badania regulatora wykorzystującego sieć MLP wykonano dla identycznych początkowych wartości współczynników wagowych. Wszystkie przedstawione dalej

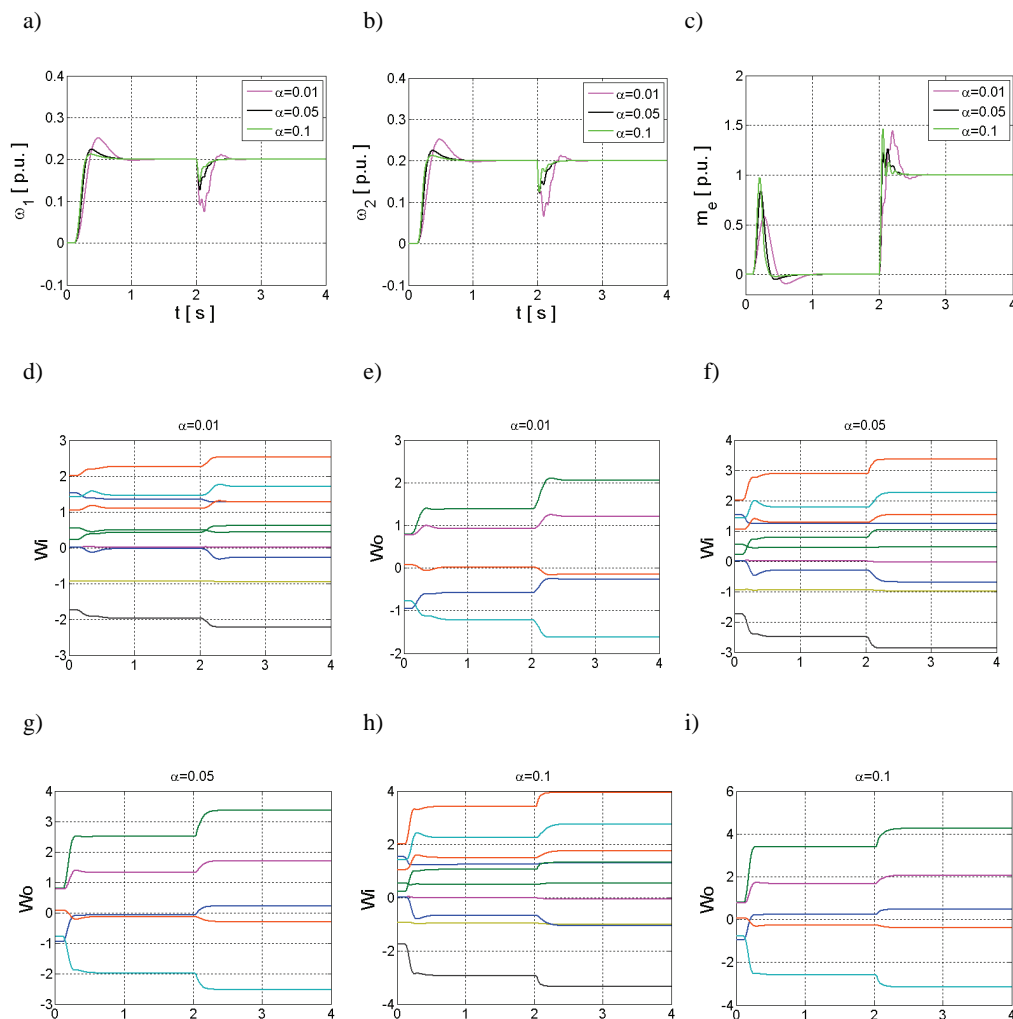
testy prezentują odpowiedź układu napędowego na skok prędkości zadanej o wartości 20% prędkości znamionowej. W chwili $t = 2$ s w układzie załączany jest moment obciążenia. Wykresy na rys. 2 d–i przedstawiają przebiegi adaptacji współczynników wagowych warstwy ukrytej i wyjściowej w zależności od wartości współczynnika α . Zmiany tych parametrów neuronowego regulatora prędkości wynikają z bezpośredniego oddziaływania algorytmu treningowego.



Rys. 1. Przebiegi prędkości układu dwumasowego (a, c) oraz momentu elektromagnetycznego (b, d) dla układu z regulatorem MLP; fragment przebiegów (c, d)

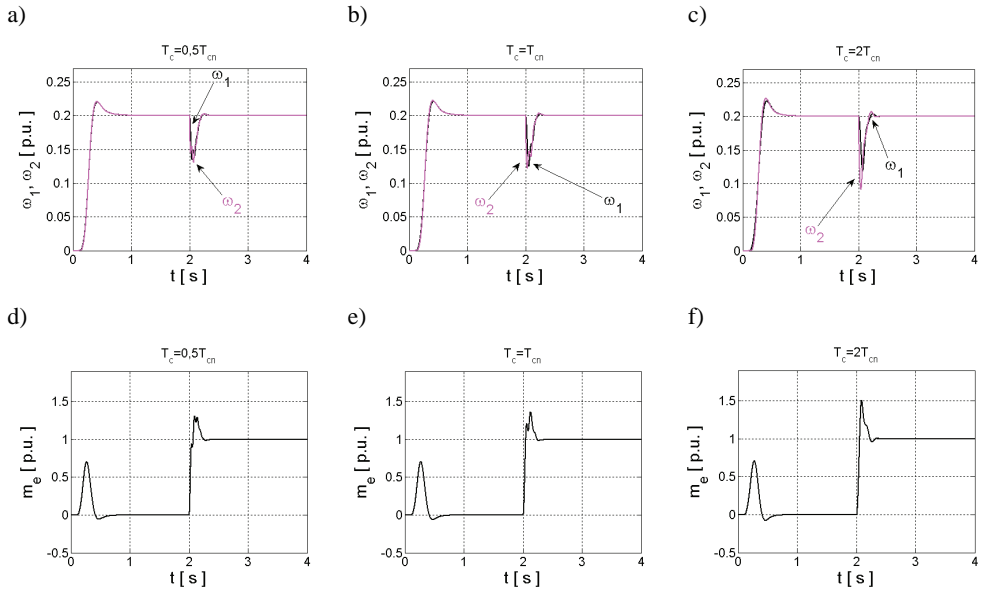
Następnie, dzięki tej adaptacji, kształtowane są właściwości regulatora, a w efekcie wymuszana jest określona (zależna od parametru α) dynamika zmian zmiennych stanu napędu. Wszystkie pozostałe testy, zaprezentowane dla regulatora adaptacyjnego opartego o model sieci perceptronowej, wykonano dla $\alpha = 0,05$.

W kolejnych testach, zmieniano parametry układu napędowego, w ten sposób zbadano wpływ zmian parametrów T_c , T_2 części mechanicznej na pracę układu napędowego z neuronowym regulatorem adaptacyjnym (rys. 3-4). Wprowadzano zmiany wymienionych parametrów w zakresie $\pm 50\%$.

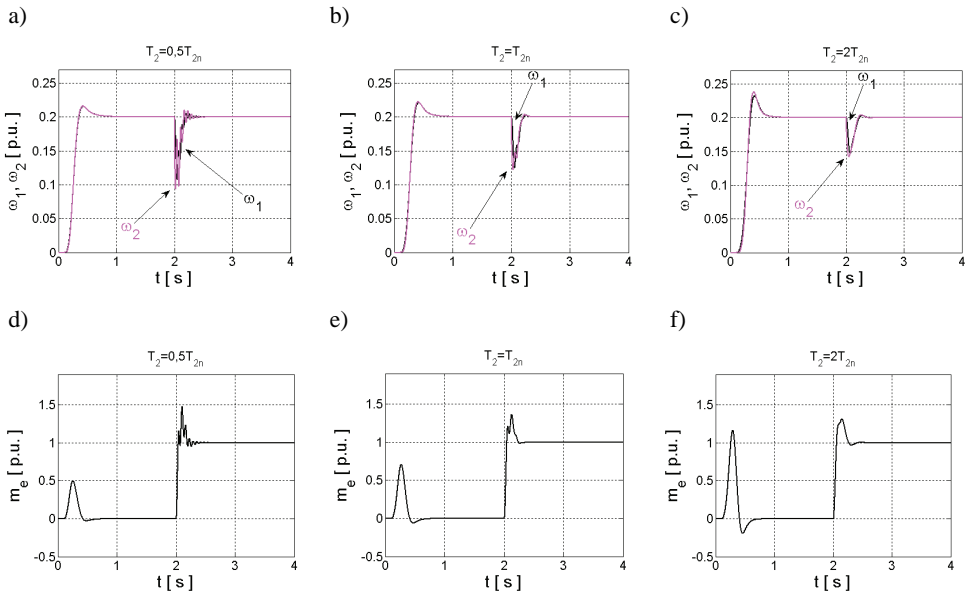


Rys. 2. Przebiegi prędkości: silnika (a) i obciążenia (b), momentu elektromagnetycznego (c) oraz wag sieci MLP (d–i) dla różnych wartości współczynnika α

Regulator umożliwia uzyskanie szybkiej odpowiedzi układu napędowego na skok prędkości zadanej, jak również na zmiany momentu obciążenia, przy czym jest praktycznie niewrażliwy na zmiany stałej czasowej połączenia mechanicznego (proporcjonalnej do współczynnika sprężystości wału). Niewielkie różnice występują tylko podczas odpowiedzi układu na zmianę momentu obciążenia, natomiast czas narastania prędkości podczas rozruchu nie ulega zmianie (rys. 3a–c). Również w przypadku zmian wartości stałej czasowej T_2 (momentu bezwładności maszyny roboczej), nieznaczne zakłócenia obserwowane są w trakcie przełączenia momentu obciążenia.

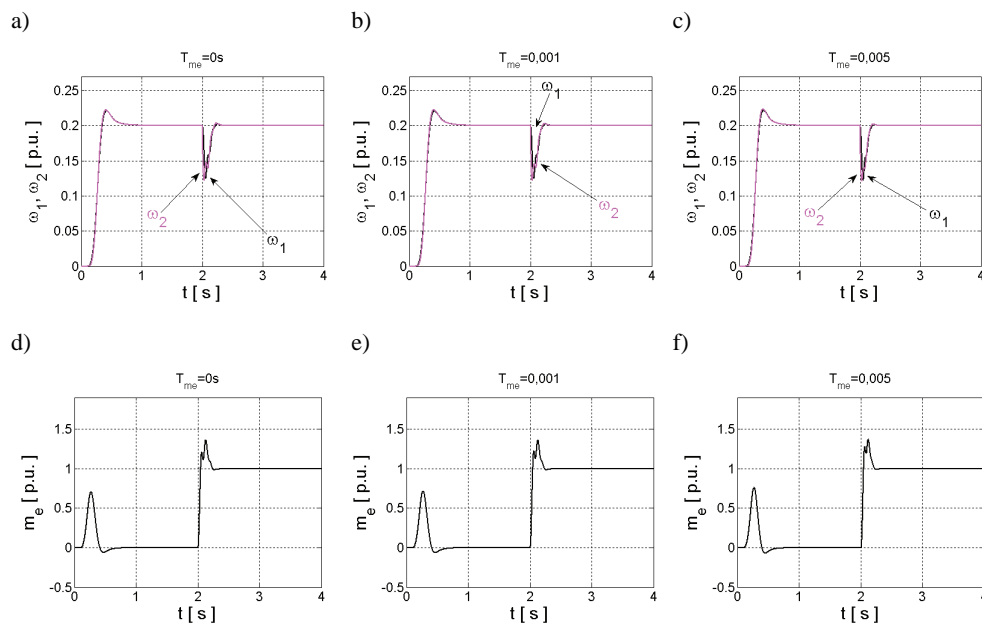


Rys. 3. Przebiegi zmiennych stanu struktury sterowania z regulatorem MLP: prędkości silnika oraz obciążenia (a, b, c), momentu elektromagnetycznego (d, e, f) dla różnych wartości stałej czasowej wału elastycznego T_c



Rys. 4. Przebiegi zmiennych stanu struktury sterowania z regulatorem MLP: prędkości silnika oraz obciążenia (a, b, c) i momentu elektromagnetycznego (d, e, f) dla różnych wartości mechanicznej stałej czasowej obciążenia

W badanym zakresie zmian T_2 , wzrost tej stałej praktycznie nie powoduje zmian w szybkości osiągania wartości zadanej przez prędkość silnika i maszyny roboczej. Jest to związane z pobieraniem większego prądu w trakcie rozruchu dla testów ze zwiększoną wartością T_2 , jednocześnie przeregulowanie wzrasta w bardzo niewielkim stopniu, zatem układ regulacji dopasowuje się do obiektu.



Rys. 5. Przebiegi zmiennych stanu struktury sterowania z regulatorem MLP: prędkości silnika oraz obciążenia (a, b, c), momentu elektromagnetycznego (d, e, f) dla różnych wartości stałej czasowej T_{me}

Zbadano również wpływ zmian opóźnienia T_{me} w pętli kształtowania momentu elektromagnetycznego na pracę układu napędowego z neuronowym regulatorem adaptacyjnym (rys. 5). Układ regulacji neuronowej praktycznie nie wykazuje wrażliwości na wielkość opóźnienia w pętli kształtowania momentu silnika, przy założonych realnych wartościach stałej czasowej regulacji momentu (prądu). Regulator adaptacyjny pozwala na uzyskanie szybkiej odpowiedzi układu napędowego na skok prędkości zadanej, jak również na zmiany momentu obciążenia (rys. 5).

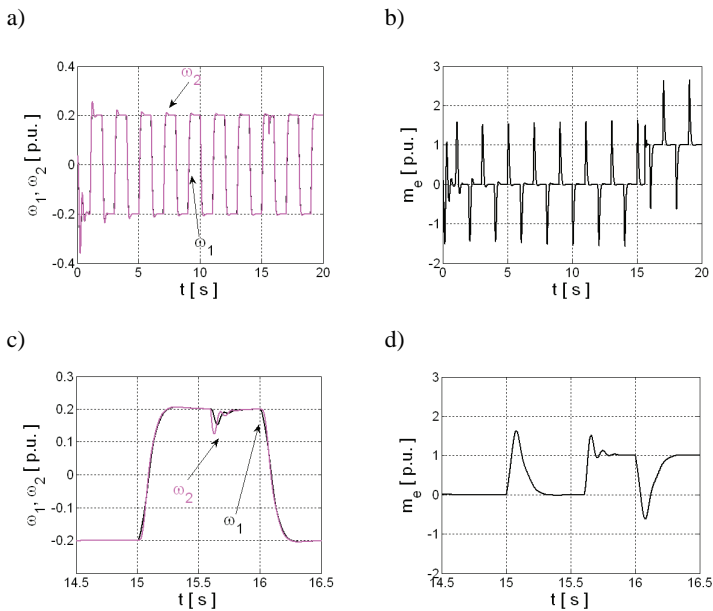
2.2. BADANIA SYMULACYJNE NAPĘDU Z NEUROREGULATOREM RBF

Adaptacja regulatora prędkości typu RBF realizowana była na podstawie błędu regulacji, obliczanego jako różnica aktualnych wartości prędkości silnika oraz prędkości zadanej z modelu referencyjnego [8]. Informacja o błędzie regulacji jest wykorzystyw-

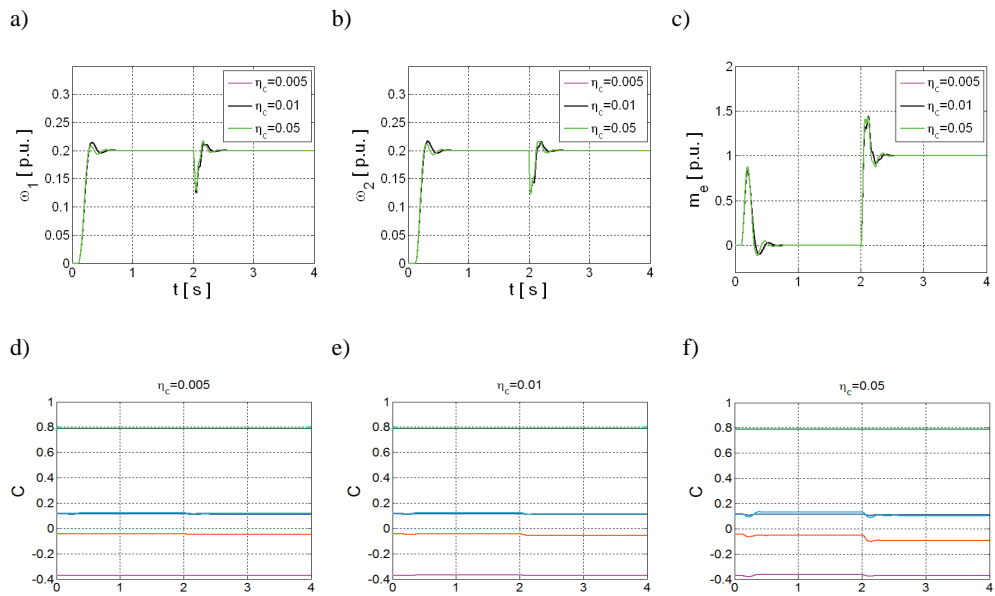
wana w dwóch elementach regulatora: na wejściu sieci neuronowej oraz w obliczeniach algorytmu adaptacji. Na rys. 6 przedstawiono przebiegi prezentujące cykliczne nawroty napędu dla prędkości zadanej równej 20% prędkości znamionowej; w chwili $t = 15,6$ s załączono moment obciążenia. Wartości początkowe wag oraz centrów zostały wyznaczone losowo. W związku z tym obserwowane są pewne niedokładności na początku pracy struktury sterowania (związane z dostrajaniem regulatora), jednak są one szybko korygowane poprzez układ adaptacyjny.

W dalszej części tego podrozdziału przedstawiono wyniki badań symulacyjnych napędu z regulatorem prędkości typu RBF podczas zmian parametrów regulatora oraz układu napędowego.

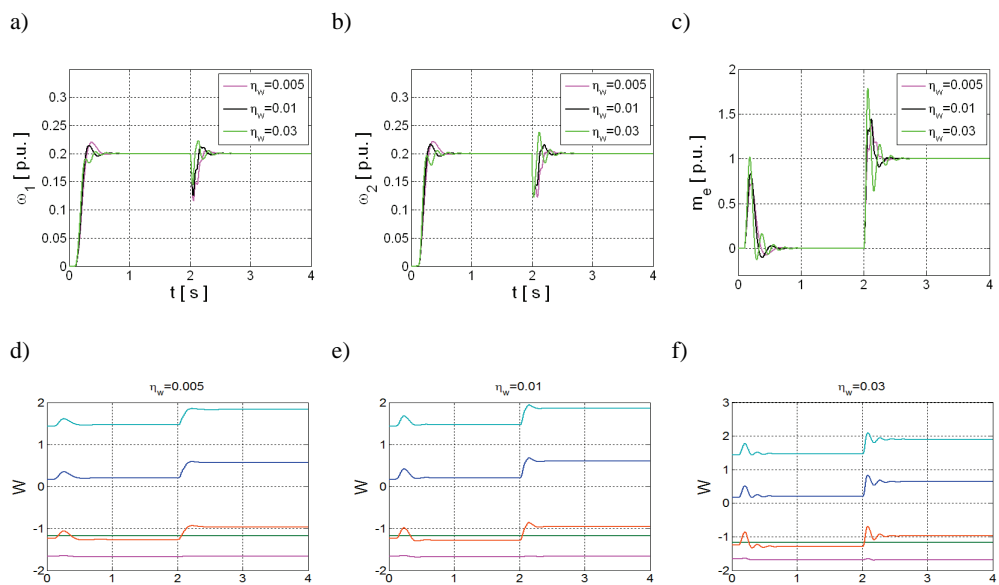
W pierwszej kolejności zbadano wpływ parametrów regulatora na otrzymywane przebiegi zmiennych stanu napędu. Te parametry to współczynniki algorytmów adaptacji zastosowane w obliczeniach wag – η_w oraz centrów – η_c sieci radialnej. Na rysunku 7 przedstawiono wpływ zmian parametru η_c , wartość drugiego ze współczynników przyjęto stałą, $\eta_w = \text{const} = 0,01$. Wraz ze wzrostem wartości η_c zwiększa się dynamika zmiennych stanu napędu dwumasowego. W takim przypadku czasy ustalania są krótsze, reakcja układu regulacji na zakłócenia (zmianę momentu obciążenia) szybsza. Przyczyną takiego zachowania całej struktury jest zwiększona reakcja (większa dynamika oraz amplitudy zmian) w macierzy centrów regulatora na zmiany sygnałów wejściowych (rys. 7d–f).



Rys. 6. Przebiegi prędkości układu dwumasowego (a, c) oraz momentu elektromagnetycznego (b, d) dla układu z regulatorem RBF; fragment przebiegów (c, d)

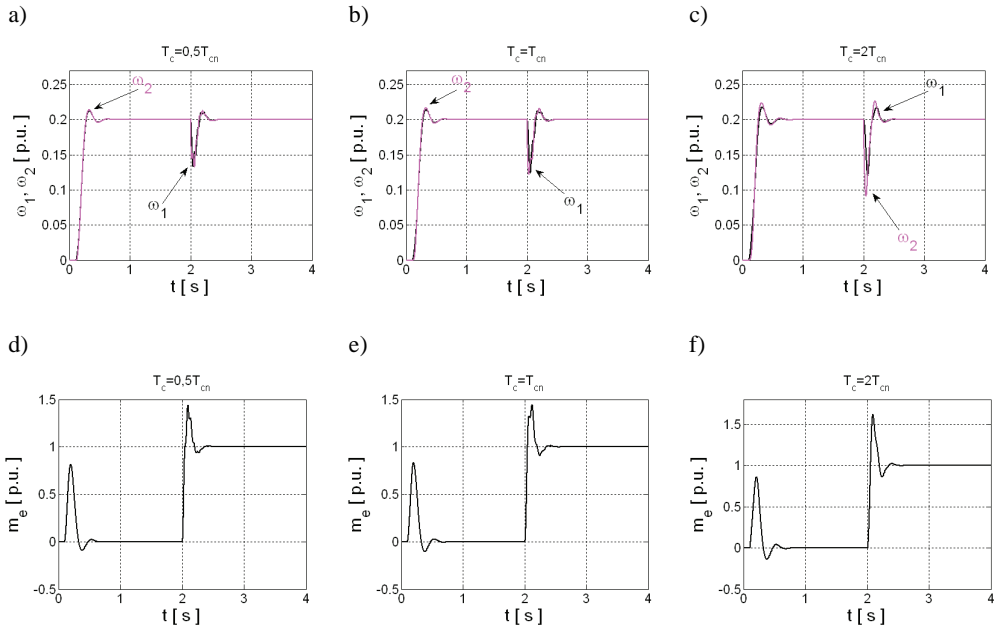


Rys. 7. Przebiegi prędkości silnika i obciążenia (a, b, c) oraz centrów sieci neuronowej RBF (d, e, f) dla różnych wartości współczynnika η_c .



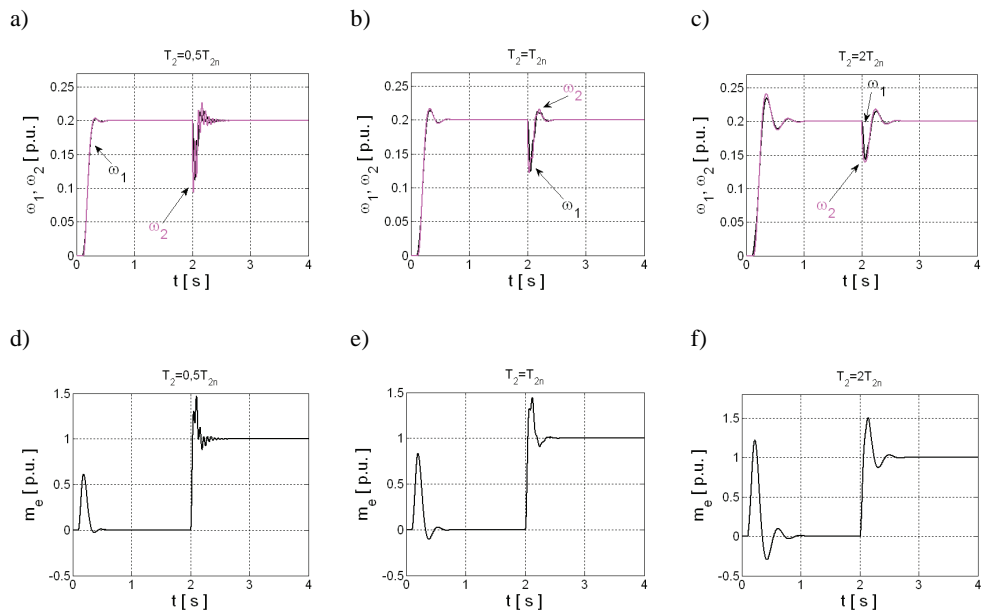
Rys. 8. Przebiegi prędkości silnika i obciążenia (a, b, c) oraz współczynników wagowych warstwy wyjściowej sieci neuronowej RBF (d, e, f) dla różnych wartości współczynnika η_w .

W kolejnych badaniach testowano wpływ zmian parametru η_w na działanie regulatora RBF oraz struktury sterowania (rys. 8). Przy zmianach η_w wartość η_c pozostawała stała $\eta_c = \text{const} = 0,01$. Wpływ tego parametru na działanie struktury sterowania jest podobny jak w poprzednim przypadku. Jednak należy zaznaczyć, że zmiany η_w wpływają zdecydowanie bardziej na dynamikę przebiegów. We wszystkich kolejnych badaniach przyjęto: $\eta_c = \eta_w = \text{const} = 0,01$.

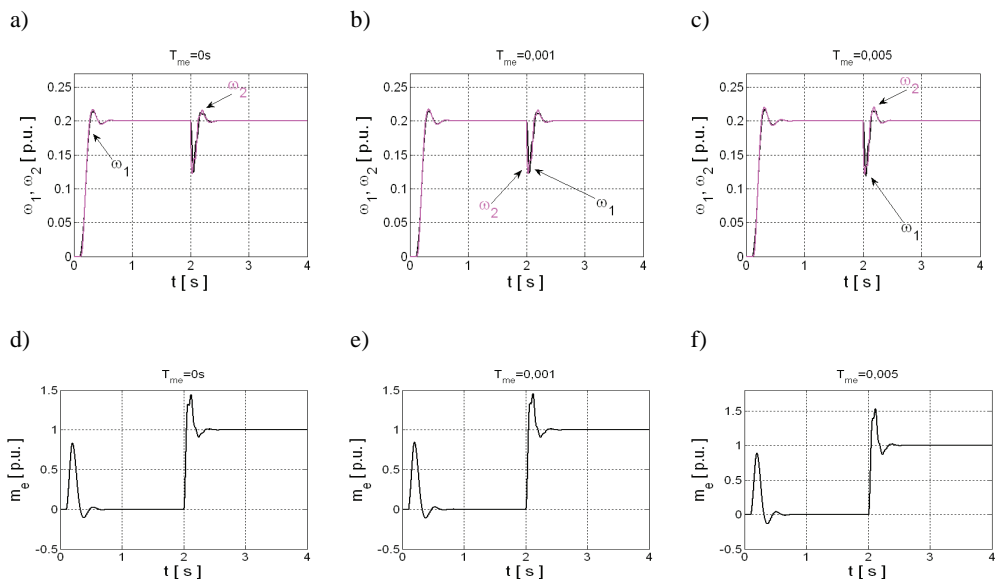


Rys. 9. Przebiegi zmiennych stanu struktury sterowania z regulatorem RBF: prędkości silnika oraz obciążenia (a, b, c) oraz momentu elektromagnetycznego (d, e, f) dla różnych wartości stałej czasowej elementu łączącego T_c

W dalszej części badań testowano wpływ zmian mechanicznej stałej czasowej elastycznego wału T_c oraz stałej czasowej obciążenia T_2 na działanie układu regulacji, a także wprowadzano opóźnienia T_{me} w pętli kształtowania momentu elektromagnetycznego. W badanym zakresie zmian parametrów adaptacyjny regulator neuronowy RBF, podobnie jak wcześniej testowany regulator MLP, zapewnia odporne sterowanie prędkością układu dwumasowego. Uzyskiwane czasy narostów prędkości do poziomu zadanego są identyczne, nieznaczne różnice są obserwowane w stanach przejściowych spowodowanych załączeniem momentu obciążenia. Obie struktury sterowania, z regulatorem MLP i RBF, wykazują pewną wrażliwość na istotne obniżenie wartości stałej czasowej maszyny roboczej, jednak taki przypadek w praktyce nie występuje.



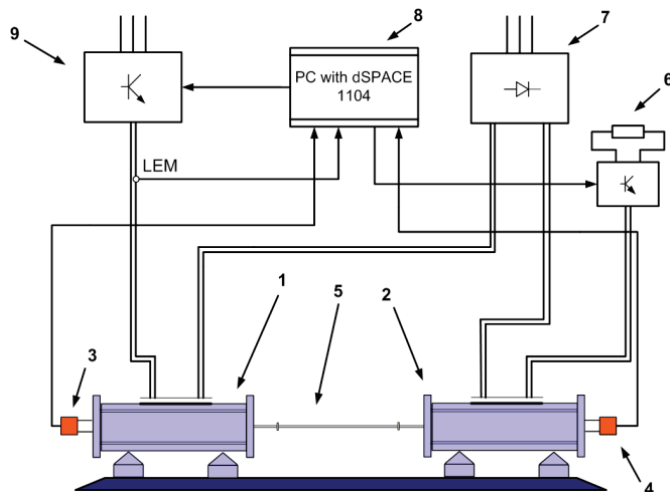
Rys. 10. Przebiegi zmiennych stanu struktury sterowania z regulatorem RBF: prędkości silnika oraz obciążenia (a, b, c) oraz momentu elektromagnetycznego (d, e, f) dla różnych wartości mechanicznej stałej czasowej T_2



Rys. 11. Przebiegi zmiennych stanu struktury sterowania z regulatorem RBF: prędkości silnika oraz obciążenia (a, b, c) oraz momentu elektromagnetycznego (d, e, f) dla różnych wartości stałej czasowej T_{me}

3. WYNIKI BADAŃ EKSPERYMENTALNYCH NAPĘDU Z POŁĄCZENIEM ELASTYCZNYM I NEUROREGULATORAMI PRĘDKOŚCI SILNIKA

Opracowane regulatory neuronowe zostały przetestowane w badaniach eksperymentalnych na stanowisku laboratoryjnym, którego schemat przedstawiono na rysunku 12.



Rys. 12. Schemat stanowiska laboratoryjnego:

- 1 – silnik, 2 – maszyna obciążająca, 3, 4 – enkodery, 5 – wał łączący, 6 – rezystor hamujący,
7 – prostownik diodowy, 8 – układ sterujący, 9 – przekształtnik tranzystorowy

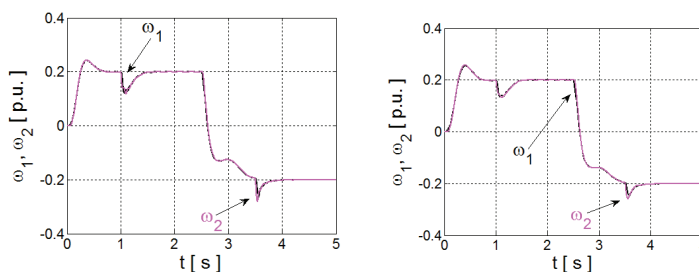
Część wykonawcza zestawu testowego zawiera dwa silniki prądu stałego o mocy 0,5 kW każdy, połączone długim, elastycznym wałem (ok. 0,7 m). Stała czasowa elementu sprężystego zależy od średnicy zamontowanego wału, mechaniczna stała czasowa obciążenia może być modyfikowana (jedynie zwiększana) poprzez montowanie dodatkowych tarcz obciążających wał silnika obciążającego. W analizowanym przypadku współczynnik sprężystości wału łączącego maszyny wynosił $K_c = 22,15$ Nm/rad. Część obliczeniowa (rejestracja danych z czujników pomiarowych, algorytm sterowania oraz sterowanie układem zasilania) jest realizowana w procesorze sygnałowym karty dSPACE 1104. Pomiar prądu jest realizowany za pomocą czujnika LEM, a pomiar prędkości obu maszyn jest realizowany poprzez zastosowanie enkoderów (36000 impulsów na obrót).

Część energoelektroniczna zawiera trzy układy prostownikowe, w tym dwa sterowane. Obwody wzbudzenia obu silników są połączone wspólnie do napięcia zasilania o stałej wartości. Natomiast regulacja napięciami uzwojeń tworników obu maszyn

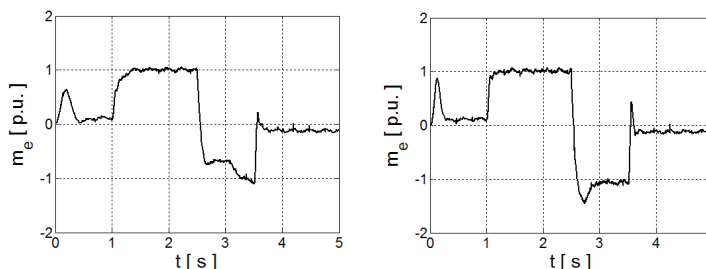
umożliwia sterowanie silnikiem napędowym oraz obciążeniem. Stałe czasowe badanego napędu są następujące: $T_1 = 230$ ms, $T_2 = 230$ ms, $T_c = 1,2$ ms.

Na rysunkach 12 i 13 przedstawiono wyniki badań napędu z regulatorem MLP o strukturze identycznej jak w badaniach symulacyjnych. Testowano wpływ współczynnika adaptacji α na dynamikę prędkości układu napędowego, przy różnych wartościach stałej czasowej maszyny roboczej.

a) b)



c) d)

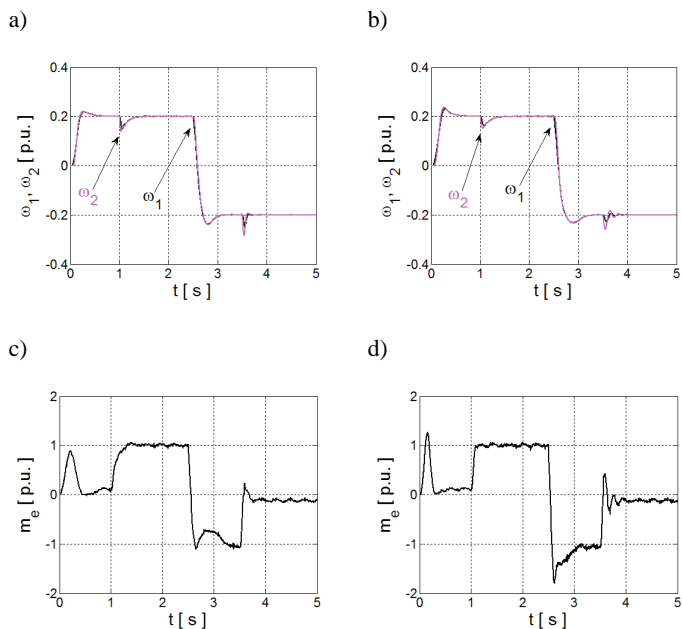


Rys. 13. Przebiegi eksperymentalne prędkości silnika i maszyny roboczej (a, b) oraz momentu elektromagnetycznego (c, d) w strukturze z regulatorem MLP dla znamionowej (a, c) i dwukrotnie większej (b, d) wartości stałej czasowej T_2 dla współczynnika adaptacji dla $\alpha = 0,1$

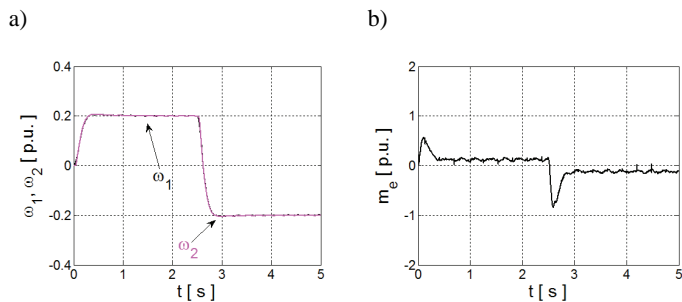
W obu przypadkach okazało się, że w trakcie nawrotu dla parametru adaptacji $\alpha = 0,1$ dynamika regulatora MLP jest zbyt mała i regulator nie wymusza momentu elektromagnetycznego zapewniającego osiągnięcie zadanej wartości prędkości w krótkim czasie (przed ustaleniem prędkości następuje przełączenie momentu obciążenia). Zwiększenie wartości parametru adaptacji umożliwiło wyeliminowanie tego zjawiska (rys. 14).

Następnie przeprowadzono testy eksperymentalne struktury sterowania z regulatorem RBF. Zastosowano parametry adaptacji identyczne jak w badaniach symulacyjnych: $\eta_c = \eta_w = 0,01$. Otrzymane rezultaty dla niewielkiego momentu obciążenia (równego momentowi tarcia) prezentują szybkie ustalanie się prędkości na poziomie zadanym. Napęd w czasie $t = 2,5$ s wykonuje nawrót. Prędkość obciążenia ω_2 śledzi

prędkość silnika napędowego ω_1 , co świadczy o tym, że regulator adaptacyjny tłumi drgania skrętne. Obie prędkości mają praktycznie identyczne trajektorie. Wartości momentu elektromagnetycznego po ustaleniu prędkości nie maleją do zera (jak w symulacjach), jest to spowodowane stosunkowo dużym momentem tarcia występującym w rzeczywistym napędzie.

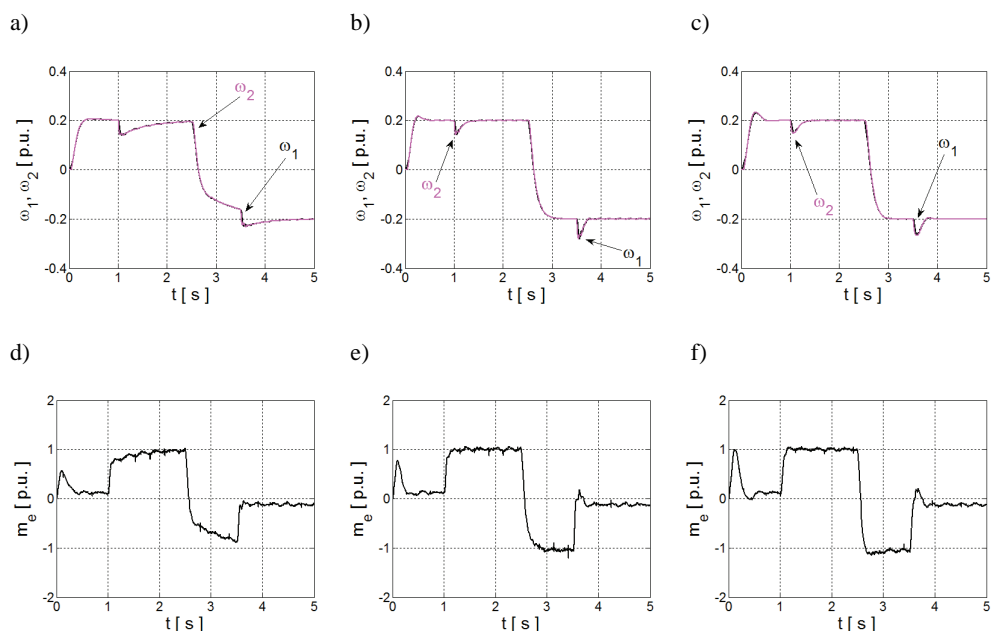


Rys. 14. Przebiegi eksperymentalne prędkości silnika i maszyny roboczej (a, b) oraz momentu elektromagnetycznego (c, d) w strukturze z regulatorem MLP dla znamionowej (a, c) i dwukrotnie większej (b, d) wartości stałej czasowej T_2 dla współczynnika adaptacji dla $\alpha = 0,5$



Rys. 15. Przebiegi eksperymentalne prędkości silnika i maszyny roboczej (a) oraz momentu elektromagnetycznego (b) w strukturze z regulatorem RBF dla $\eta_c = \eta_w = 0,01$

Na rysunku 16 przedstawiono wyniki badań dla napędu, w którym po rozpedzeniu silnika do prędkości zadanej, przełączano moment obciążenia ($t_1 = 1$ oraz $t_2 = 3,5$ s). Obciążony silnik wykonuje nawrót w chwili $t = 2,5$ s. Testy wykonane, dla układu regulacji z parametrami obwodu adaptacyjnego przyjętymi na poziomie: $\eta_c = \eta_w = 0,01$, zaprezentowano na rys. 16a, d. Dla tych wartości zaobserwowano stosunkowo długi czas reakcji na zmianę momentu obciążenia. Jednym z wniosków z badań symulacyjnych był większy wpływ parametru η_w na dynamikę napędu, w związku z czym zdecydowano o nieznacznym zwiększeniu wartości tego współczynnika – przyjęto wartość $\eta_w = 0,05$. Umożliwiło to osiągnięcie znacznie lepszej dynamiki regulacji prędkości układu napędowego (rys. 16b, e).



Rys. 16. Przebiegi eksperymentalne prędkości silnika i maszyny roboczej (a, b, c) oraz momentu elektromagnetycznego (d, e, f) w strukturze z regulatorem RBF dla $\eta_c = \eta_w = 0,01$ (a, d) oraz $\eta_c = 0,01$, $\eta_w = 0,05$ (b, e); przy czym (a, b, d, e) – $T_2 = T_{2n}$, (c, f) – $T_2 = 2T_{2n}$

Następnie układ z tak nastrojonym regulatorem RBF przetestowano dla zwiększonej wartości mechanicznej stałej czasowej obciążenia T_2 . Uzyskane przebiegi pokazano na rysunku 16c, f. Trajektorie zarejestrowano dla analogicznego przypadku jak zaprezentowano na rysunku 16b, e. Przebieg obu prędkości jest zbliżony do przebiegu dla znamionowej wartości T_2 . Dla zwiększonej wartości T_2 w badaniach eksperymentalnych obserwowane jest nieco większe przeregulowanie w trakcie narostu prędkości

do wartości zadanej, ponieważ moment elektromagnetyczny osiąga w trakcie rozruchu większą wartość (rys. 16f).

4. PODSUMOWANIE

Adaptacyjne regulatory neuronowe wykorzystujące sieć MLP oraz RBF zostały przetestowane w badaniach symulacyjnych i eksperymentalnych, których wyniki potwierdzają ich dobre właściwości w zastosowaniu do tłumienia drgań skrętnych napędu z połączeniem sprzężystym, w przypadku zastosowania jedynie sprzężenia zwrotnego od prędkości silnika napędowego. Jest to związane z adaptacją neuronowego regulatora prędkości do sterowanego obiektu, która jest wykonywana w trakcie działania napędu. Dopasowywanie modelu neuronowego jest realizowane na podstawie błędu regulacji prędkości. Parametry regulatora są dobierane w celu minimalizacji różnicy pomiędzy prędkością zadaną a rzeczywistą. Taki mechanizm zapewnia uzyskanie właściwości regulatora umożliwiających precyzyjne sterowanie układem dwumasowym, dla dynamiki zmian sygnałów zadanych (prędkości oraz obciążenia) jak w testowanym przypadku. Dynamikę uzyskiwanych przebiegów prędkości można kształtować za pomocą współczynników algorytmu uczenia zastosowanego w obliczeniach współczynników wagowych (oraz centrów sieci radialnych w przypadku regulatora RBF) regulatorów neuronowych. Wpływają one bezpośrednio na szybkość zmian współczynników wagowych sieci neuronowych, a w efekcie na dynamikę kształtowania sygnału sterującego.

Wykazano również, że testowane neuroregulatory zapewniają odporność struktury sterowania na zmiany parametrów mechanicznych napędu oraz są niewrażliwe na opóźnienie w pętli sterowania momentem silnika elektrycznego (w rozważanym zakresie, spotykanym w praktyce).

Na podkreślenie zasługuje fakt, że badania eksperymentalne wymagały jedynie niewielkich zmian współczynników adaptacji sieci neuronowych MLP oraz RBF. Wymienione wartości determinują dynamikę układu, w rzeczywistości zależą od parametrów napędu. Obserwowane niedokładności mogą świadczyć o ograniczonej precyzji identyfikacji obiektu rzeczywistego, występujących nieliniowościach oraz wadach konstrukcyjnych stanowiska laboratoryjnego. Jednak z drugiej strony przedstawiają stopień wrażliwości zaprojektowanych regulatorów.

W przypadku regulatorów wykorzystujących sieci neuronowe MLP oraz RBF zastosowano pięć neuronów warstwy ukrytej (dla takich struktur uzyskano poprawne działanie regulatorów). Jednak należy zauważyć, że ich liczba może być znacznie większa. Złożoność struktury jest jednak istotna w trakcie realizacji sprzętowej regulatora, gdyż wpływa na czas obliczeń algorytmu. Ponadto należy pamiętać o wartościach początkowych, które w wymienionych przypadkach są losowane. Większa ich liczba komplikuje (zwiększa przypadkowość przebiegów w początkowej fazie rozru-

chu napędu) realizację praktyczną neuroregulatora. W takich przypadkach należy rozważyć zastosowanie wstępnego treningu dla zastosowanych modeli neuronowych lub inne metody nie bazujące na losowaniu parametrów początkowych.

Praca naukowa finansowana ze środków Narodowego Centrum Nauki w ramach projektu UMO-2011/01/B/ST7/04632.

LITERATURA

- [1] BOSE B.K., *Neural Network Applications in Power Electronics and Motor Drives – An Introduction and Perspective*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, Vol. 54, No. 1, 14–33.
- [2] SZABAT K., OROWSKA-KOWALSKA T., *Vibration suppression in two-mass drive system using PI speed controller and additional feedbacks – comparative study*, IEEE Trans. Industrial Electronics, 2007, Vol. 54, No. 2, 1193–1206.
- [3] CHEN T.C., SHEU T.T., *Model Reference Neural Network Controller for Induction Motor Speed Control*, IEEE Trans. Energy Conversion, 2002, Vol. 17, No. 2, 157–162.
- [4] BOSE B.K., CHIO K.M., KIM H.J., *Self Tunning Neural Network Controller for Induction Motor Drives*, IEEE Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society, 2002, Vol. 1, 152–156.
- [5] KAMINSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Adaline – based Speed Controller of the Drive System with Elastic Joint*, 13th Int. Conf. OPTIM, 2012, 1052–1057.
- [6] KAMINSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *FPGA Implementation of ADALINE-based Speed Controller for Two-mass System*, IEEE Trans. on Industrial Informatics, 2013, Vol. 9, No. 3, 1301–1311.
- [7] KAMIŃSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Adaptive neural speed control of the induction motor drive*, Przegląd Elektrotechniczny, 2013, Vol. 89, No. 2A, 21–24.
- [8] KAMIŃSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Analiza porównawcza wybranych neuroregulatorów dla napędu z połączeniem sprężystym – opis zastosowanych modeli*, Prace Naukowe IMNiPE, 2013, Nr 69, Ser.: Studia i Materiały, Nr 33, 3–13.
- [9] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., KAMIŃSKI M., SZABAT K., *Mechanical state variable estimation of drive system with elastic coupling using optimized feed-forward neural networks*, Bulletin of the Polish Academy of Sciences – Technical Sciences, 2008, Vol. 56, No. 3, 239–246.

COMPARATIVE ANALYZIS OF CHOSEN NEUROCONTROLLERS FOR THE DRIVE SYSTEM WITH ELASTIC JOINT – TESTS RESULTS

In the paper the comparative study of the MLP and RBF neurocontrollers, applied in the drive system with elastic joint are presented. The influence of the adaptation coefficients of both tested neurocontrollers to the dynamic performance and torsional vibration damping of the control structure, with only one feedback from the driven motor speed, is analyzed. This influence was tested for nominal as well as for changed parameters of the drive system.

induction motor, frequency control, constant load torque and load power, rating power

Bronislav FIRAGO*

ANALYSIS OF FREQUENCY-CONTROLLED INDUCTION MOTOR AT HIGHER THAN RATED FREQUENCIES AND A CONSTANT STATOR VOLTAGE

A technique for calculation of characteristics of an induction motor operating under conditions: the constant load torque or constant load power at frequencies higher than rated ones and the rated stator voltage is presented. For the mode of constant load power the analytical solution of frequency-controlled induction motor electric drive transients is obtained.

1. INTRODUCTION

The article continues the previously published investigations of the author [1]–[3] with opening the new sides of induction motor operation at higher frequencies and rated stator voltage for a load with constant torque or constant power.

The induction motor velocities higher than rated ones are required for mechanisms operating under a constant load torque which is less than rated torque on some intervals of a timing load profile. For example, in the hoisting crane mechanisms on demand of high capacity it is profitable to hoist and to lower the light weights, say a hook, at velocities higher than nominal one.

The second example for mechanisms of a periodic duty may be the open-side or closed-side planer where the cutting of metal is performed only during the working stroke. The return stroke is idle. During the return stroke the force of resistance to motion is considerably less than force during working stroke. Therefore it is reasonable to use a higher velocity for the return stroke. But in some planers, existing till now, the higher return stroke velocity is reached via changing a train gear ratio. The expedient solution to this problem is to adjust the velocity of working and return

* Belarusian National Technical University, Belarus, 220013, Minsk, Nezavisimosti av., 65, e-mail: dmy@tut.by

strokes using a frequency-controlled induction motor with two ranges of frequency changing: 1) from zero to rated frequency and 2) from the rated to higher frequency. In doing so we come up against the problem of the allowable load torque and motor current for a maximum value of velocity. The present-day variable frequency converters (FC) at rated output frequency have a maximum value of the first harmonic output voltage with the most use of DC voltage. It can be seen from modern-day frequency converters data where space vector pulse width modulation (SV PWM) and three-phase diode bridge rectifiers are used under supply voltage of 400 V. Under these conditions the second range of frequency control induction motor angular velocity is carried out at a constant value of the first harmonic voltage output of FC, i.e. at $U_{\text{out}} = U_{\text{rat}} = \text{const}$ and frequency changing over the range $f_{1\text{rat}} \leq f_1 \leq f_{1\text{max}}$.

In the second frequency range for induction motors of medium and high power it can be admitted that the active resistance of stator winding R_1 is zero compared with the reactances that are proportional to frequency. On this assumption the maximum electromagnetic torque M_m of a 3-phase induction motor varies in inverse proportion to the square of per unit frequency α [1]:

$$M_m = \frac{3U_{\text{rat}}^2}{2\omega_{0\text{rat}}x_{sh.\text{rat}}\alpha^2} = \frac{M_{m\text{rat}}}{\alpha^2} \quad (1)$$

whereas the absolute maximum slip is constant

$$S_{am} = \frac{R_2'}{x_{sh.\text{rat}}} = s_{m\text{rat}} \quad (2)$$

where

$$M_{m\text{rat}} = \frac{3U_{\text{rat}}^2}{2\omega_{0\text{rat}}x_{sh.\text{rat}}} \quad (3)$$

$$x_{sh.\text{rat}} = x_{1\text{rat}} + x'_{2\text{rat}} \quad (4)$$

$$\alpha = \frac{f_1}{f_{1\text{rat}}} \quad (5)$$

where:

- $M_{m\text{rat}}, S_{m\text{rat}}$ – maximum electromagnetic torque and the absolute maximum slip of induction motor at $R_1 = 0$,
- $f_{1\text{rat}}$ and $U_{\text{rat}}, U_{\text{rat}}$ – rated phase stator voltage of induction motor,
- $x_{1\text{rat}}, x'_{2\text{rat}}$ – leakage reactances of the stator and rotor (reduced to the stator) at rated frequency,
- $x_{sh.\text{rat}}$ – the short-circuit reactance at rated frequency,
- R_2' – phase resistance of rotor (reduced to the stator),

- α – p.u. frequency,
 $f_{1\text{rat}}$ – rated frequency of induction motor.

When $R_1 = 0$, we can obtain the following speed-torque curves of induction motor in p.u. representation [1]:

$$\left. \begin{aligned} \mu &= \frac{2\lambda_m}{\alpha^2 \left(\frac{s_a}{s_{am}} + \frac{s_{am}}{s_a} \right)}, \\ v &= \alpha - s_a, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

where

$$\mu = \frac{M}{M_{\text{rat}}}, \quad (7)$$

$$\lambda_m = \frac{M_{m.\text{rat}}}{M_{\text{rat}}}, \quad (8)$$

$$s_a = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_{0\text{rat}}} = \frac{\Delta\omega}{\omega_{0\text{rat}}}, \quad (9)$$

$$v = \frac{\omega}{\omega_{0\text{rat}}}, \quad (10)$$

where:

- M, ω – electromagnetic torque and angular velocity of induction motor,
 M_{rat} – rated torque,
 ω_0 – synchronous angular velocity of induction motor at given frequency f_1 ,
 s_a – absolute slip of induction motor at given frequency f_1 ,
 λ_m – maximum torque ratio under rated values,
 μ, v – p.u. torque and angular velocity for arbitrary conditions.

Supposing that the correction factor [4] is $\sigma_1 = 1 + \frac{x_{1\text{rat}}}{x_{\mu\text{rat}}} \approx 1$, one can derive the

following relationships in p.u. values for:

- reduced rotor current

$$i'_2 = \frac{I'_2}{I'_{2\text{rat}}} = \frac{\sqrt{\left(\frac{R'_2}{s_{\text{rat}}} \right)^2 + x_{sh.\text{rat}}^2}}{\beta \sqrt{\left(\frac{R'_2}{s_a} \right)^2 + x_{sh.\text{rat}}^2}} \quad (11)$$

- stator current

$$i_1 = \frac{I_1}{I_{1\text{rat}}} = \frac{Z_{IM}(s_{\text{rat}})}{Z_{IM}(s_a)}. \quad (12)$$

By introducing: I_1, I'_2 – r.m.s. currents of stator and rotor for arbitrary conditions, $I_{1\text{rat}}, I'_{2\text{rat}}$ – r.m.s. rated currents of stator and rotor, Z_{IM}, R_{IM}, X_{IM} – impedance, resistance and reactance for equivalent circuit of induction motor, $x_{\mu,\text{rat}}$ – magnetizing circuit reactance at rated frequency:

$$Z_{IM}(s_{\text{rat}}) = \sqrt{R_{IM}^2(s_{\text{rat}}) + X_{IM}^2(s_{\text{rat}})}, \quad (13)$$

$$R_{IM}(s_{\text{rat}}) = R_1 + R_{ia}(s_{\text{rat}}), \quad (14)$$

$$X_{IM}(s_{\text{rat}}) = x_{1\text{rat}} + x_{ia}(s_{\text{rat}}), \quad (15)$$

$$R_{ia}(s_{\text{rat}}) = \frac{x_{\mu,\text{rat}}^2 R'_2 s_{\text{rat}}}{R_2'^2 + (x'_{2\text{rat}} + x_{\mu,\text{rat}})^2 s_{\text{rat}}^2}, \quad (16)$$

$$x_{ia}(s_{\text{rat}}) = x_{\mu,\text{rat}} \frac{R_2'^2 + x'_{2\text{rat}}(x'_{2\text{rat}} + x_{\mu,\text{rat}})s_{\text{rat}}^2}{R_2'^2 + (x'_{2\text{rat}} + x_{\mu,\text{rat}})^2 s_{\text{rat}}^2}, \quad (17)$$

$$Z_{IM}(s_a) = \alpha \sqrt{R_{ia}^2(s_a) + (x_{1\text{rat}} + x_{ia})^2}, \quad (18)$$

$$R_{ia}(s_a) = \frac{x_{\mu,\text{rat}}^2 R'_2 s_a}{R_2'^2 + (x'_{2\text{rat}} + x_{\mu,\text{rat}})^2 s_a^2}, \quad (19)$$

$$x_{ia}(s_a) = x_{\mu,\text{rat}} \frac{R_2'^2 + x'_{2\text{rat}}(x'_{2\text{rat}} + x_{\mu,\text{rat}})s_a^2}{R_2'^2 + (x'_{2\text{rat}} + x_{\mu,\text{rat}})^2 s_a^2}, \quad (20)$$

Further we shall consider the characteristics and properties of induction motor in the second range of frequency-controlled angular velocity for: 1) constant load torque and 2) constant load power.

2. PROPERTIES AND CHARACTERISTICS OF INDUCTION MOTOR IN THE SECOND RANGE OF FREQUENCY CONTROL UNDER CONSTANT LOAD TORQUE

The expression (11) for the p.u. rotor current i'_2 can be converted as follows:

$$i'_2 = \frac{s_a}{\alpha s_{\text{rat}}} = \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{s_{\text{rat}}}{s_{m,\text{rat}}}\right)^2}}{\beta \sqrt{1 + \left(\frac{s_a}{s_{m,\text{rat}}}\right)^2}} \quad (21)$$

At the steady state of induction motor its electromagnetic torque M is equal to the load torque M_l , then in p.u. form we have $\mu = \mu_l$, where:

$$\mu_l = \frac{M_l}{M_{\text{rat}}}, \quad (22)$$

is the p.u. load torque.

Substituting (22) in (6) and rearranging terms one can obtain a quadratic equation for the absolute slip s_a . A solution to this equation can be found as:

$$s_a = \frac{s_{m,\text{rat}}}{\mu_l \alpha^2} (\lambda_m - \sqrt{\lambda_m^2 - \mu_l^2 \alpha^4}). \quad (23)$$

Now, knowing a given value of μ_l , it is possible to calculate s_a with (23) for anyone of α and then to find a solution for the p.u. rotor current i'_2 by means of (21).

Under the previously taken assumption one can see that a p.u. maximum torque μ_m for any of a p.u. frequency α is expressed as

$$\mu_m = \frac{\lambda_m}{\alpha^2}. \quad (24)$$

In order to calculate a p.u. stator current i_1 with (12) a value $Z_{IM}(s_{\text{rat}})$, determined by (13)–(17), should be specified beforehand and thereafter a value $Z_{IM}(s_a)$ is ascertained through the use of formulae (18) – (20).

The p.u. dependences v , i_1 , i'_2 , μ_m as functions of α over the range $1 \leq \alpha \leq 2$ and $\mu_l = 0.386$ are presented in Fig. 1 for the induction motor of 4A160M6 type that has the rated data and parameters: $P_{\text{rat}} = 15$ kW; $U_{\text{rat}} = 380/220$ V; $s_{\text{rat}} = 0.03$; $\eta_{\text{rat}} = 87.5\%$; $\cos \varphi_{\text{rat}} = 0.87$; $x_{\mu,\text{rat}} = 22.107$ Ω ; $x_{1,\text{rat}} = 0.737$ Ω ; $x'_{2,\text{rat}} = 1.179$ Ω ; $R_1 = 0.457$ Ω ; $R'_2 = 0.206$ Ω ; $s_{m,\text{rat}} = 0.105$; $\lambda_m = 1.93$; $J_m = 0.18$ kgm²; $f_{1,\text{rat}} = 50$ Hz.

From Figure 1 one can see almost a linear increase of rotor i'_2 and stator i_1 currents as the p.u. frequency α raises, at the same time the maximum torque μ_m is decreased in inverse proportion to the square of α .

When an induction motor operates over the range of p.u. frequencies $1 \leq \alpha \leq \alpha_{\text{max}}$, it is necessary to have the induction motor maximum torque M_m at a maximum angular velocity ω_{max} more than the load torque M_l by a required value, i.e.:

$$\frac{M_m(\omega_{\max})}{M_l(\omega_{\max})} = \lambda > 1. \quad (25)$$

For a frequency-controlled induction motor we can write the following acceptable relationships between p.u. values of frequencies and angular velocities

$$\alpha = \frac{f_1}{f_{1\text{rat}}} = \frac{\omega_0}{\omega_{0\text{rat}}} \approx \frac{\omega_{\max}}{\omega_{\text{rat}}} = D \quad (26)$$

where D is a range of the angular velocity control at $\alpha > 1$.

On the basis of (8), (24) and (26) the equality between the maximum torque M_m and the range of velocity changing D can be represented in a form:

$$M_m = \frac{M_{m,\text{rat}}}{D^2} = \frac{\lambda_m M_{\text{rat}}}{D^2}. \quad (27)$$

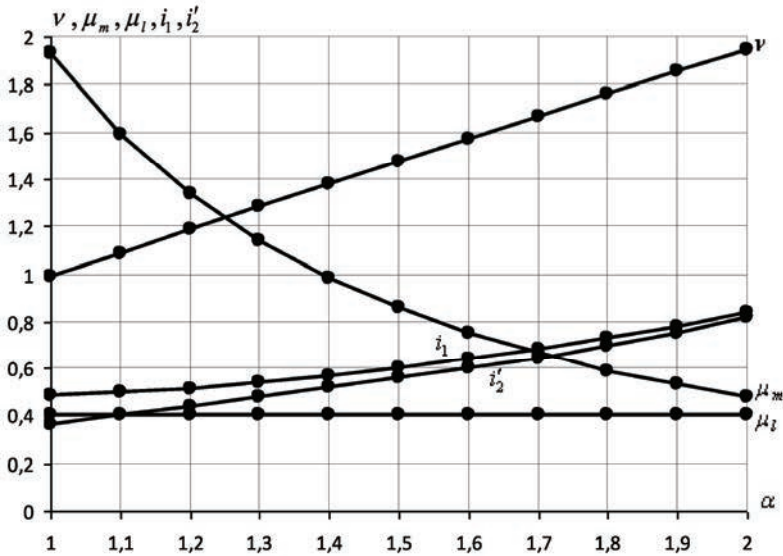


Fig. 1. Characteristics in p.u. of the induction motor 4A160M6, 15 kW, 380/220 V as a function of p.u. frequency α over the range $1 \leq \alpha \leq 2$ and under a p.u. load torque $\mu_l = 0.386$

From the relationships (25)–(27) the allowable load torque at a maximum angular velocity can be determined for a given power rating P_{rat} [3]:

$$M_l \leq \frac{\lambda_m}{\lambda D^2} M_{\text{rat}} \quad (28)$$

where

$$M_{\text{rat}} = \frac{P_{\text{rat}}}{\omega_{\text{rat}}}, \quad (29)$$

M_{rat} , ω_{rat} are the rated torque and rated angular velocity of induction motor, λ is a permissible overload ratio at the angular velocity ω_{max} .

In p.u. the expression (28) transforms into one:

$$\mu_l \leq \frac{\lambda_m}{D^2}. \quad (30)$$

In order to linearize the speed-current curve $\nu = F(i'_2, \alpha)$ of induction motor we take into account that $s_a < s_{m.\text{rat}}$ and $s_{\text{rat}} < s_{m.\text{rat}}$.

This correlation allows us to write the approximate equality

$$\left(\frac{s_a}{s_{m.\text{rat}}} \right)^2 \approx \left(\frac{s_{\text{rat}}}{s_{m.\text{rat}}} \right)^2 \approx 0$$

in comparison with a value of 1 under the square root in (21).

As a result, the p.u. rotor current can be presented in a form:

$$i'_2 = \frac{s_a}{\alpha s_{\text{rat}}}. \quad (31)$$

A linearized speed-torque curve $\nu = F(\mu, \alpha)$, where ν is shown through the α and s_a , is given in the book [1]:

$$\mu = \frac{2\lambda_m s_a}{\alpha^2 s_{m.\text{rat}}}. \quad (32)$$

Determining s_a from (32) and substituting it in (31), we obtain a formula for the p.u. rotor current i'_2 in the type:

$$i'_2 = \frac{\alpha \mu s_{m.\text{rat}}}{2\lambda_m s_{\text{rat}}}. \quad (33)$$

The formula (33) shows that under a condition $\mu = \mu_l = \text{const}$ the p.u. rotor current increases linearly when α rises. In actually, the rotor current increase will be a little steeper than a linear dependence that may be seen from Fig. 1 where the p.u. rotor current i'_2 was calculated by (21).

3. PROPERTIES AND CHARACTERISTICS OF INDUCTION MOTOR IN THE SECOND RANGE OF FREQUENCY CONTROL UNDER CONTANT LOAD POWER

A series of electrical drives for industrial applications such as the electrical drives for main motion of machine tools and traction electrical drives require a mode of operation with the constant load power for velocities higher than rated ones. In the past years the mode of load power constancy was obtained by means of weakening the magnetic field in a separate excited DC motor (SE DCM) under the rated armature voltage. The SE DCM and induction motors have the same dependence of weakening the magnetic field, but their electromagnetic torques vary differently when the magnetic flux changes. When weakening the magnetic flux in the SE DCM, its electromagnetic torque varies as the reciprocal of the angular velocity, whereas the induction motor electromagnetic torque changes in inverse proportion to the square of the angular velocity.

If the induction motor operates over the range of p.u. frequencies $1 \leq \alpha \leq \alpha_{\max}$, it is necessary to select power rating in such a manner in order to ensure at α_{\max} the required overload ratio qualified by technological conditions. Under the constancy of load power P_l the load torque at the maximum angular velocity will be equal to

$$M_l(\omega_{\max}) = \frac{P_l}{\omega_{\max}} \quad (34)$$

that gives a value of the overload ratio

$$\lambda = \frac{\lambda_m M_{\text{rat}} \omega_{\max}}{P_l \alpha_{\max}^2} \quad (35)$$

Let us write (35) as

$$\lambda \alpha_{\max}^2 P_l = \lambda_m M_{\text{rat}} \omega_{\max} \quad (36)$$

Multiplying the left and right side of (36) by rated angular velocity ω_{rat} , we get an equality:

$$\lambda \alpha_{\max}^2 P_l \omega_{\max} = \lambda_m P_{\text{rat}} \omega_{\max} \quad (37)$$

where P_{rat} is a power rating of induction motor.

Based on (37) and using (26), we can derive a formula to calculate the needed power rating of induction motor assuming the values P_l , D , λ_m and λ are known

$$P_{\text{rat}} = \frac{\lambda}{\lambda_m} D P_l. \quad (38)$$

When all over the range D of frequency control angular velocity it is necessary to hold a constant overload ratio equaled to $\lambda = \lambda_m$, the power rating, as you may see

from (38), will be D times higher than the load power P_l . Such application is ineffective variant of using the frequency-controlled induction motor at the rated voltage and higher frequencies. But for some mechanisms, for instance, a grinding machine, at a maximum velocity it is allowed to take $\lambda < \lambda_m$. Then, the induction motor power rating will differ from the load power by the acceptable value [3].

For a mode of load power constancy the p.u. load torque can be presented in such a manner:

$$\mu_l = \frac{K_l}{\alpha} \quad (39)$$

where

$$K_l = \frac{M_{l,\text{rat}}}{M_{\text{rat}}} = \frac{P_{l,\text{rat}}}{P_{\text{rat}}}, \quad (40)$$

$M_{l,\text{rat}}$, $P_{l,\text{rat}}$ are the rated load torque and rated load power.

In the connection that $K_l \leq 1$ the formula (38) can be used for determining the allowable load power P_l if magnitudes P_{rat} , D , λ_m , λ are specified.

Substitution of (39) in (32) permits us to come close to a constant value:

$$i_2' = \frac{K_l s_{m,\text{rat}}}{2\lambda_m s_{\text{rat}}} = \text{const}. \quad (41)$$

Really, the p.u. rotor current i_2' with an increase α is not constant but reduces in some degree that can be seen from Fig. 2.

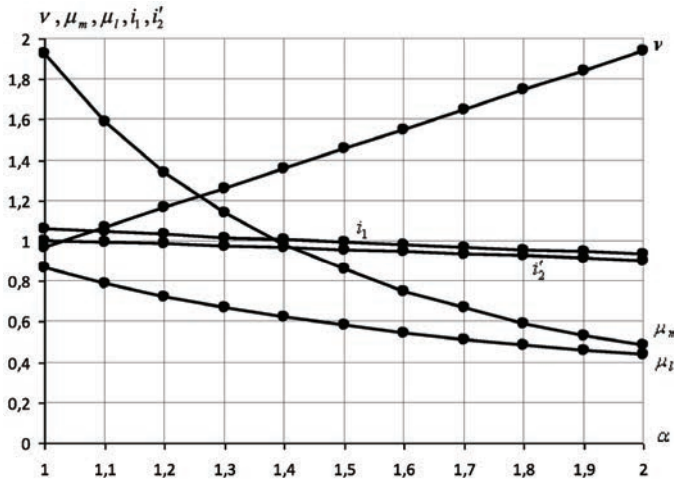


Fig. 2. Characteristics in p.u. of the induction motor 4A160M6, 15 kW, 380/220 V as a function of p.u. frequency α over the range $1 \leq \alpha \leq 2$ and under a p.u. load power $K_l = 0.87$

Hence, if the absolute slip s_a changes by law

$$s_a = \alpha s_{\text{rat}}, \quad (42)$$

the rotor current, as one can see from (32), will have a constant magnitude but the electromagnetic torque determined by (32) will be changed as the reciprocal of the p.u. frequency α

$$\mu = \frac{2\lambda_m s_{\text{rat}}}{\alpha s_{m,\text{rat}}}. \quad (43)$$

So, if the absolute slip varies as mentioned above, the frequency-controlled induction motor carries out a mode of load power constancy. The p.u. stator current i_1 is determined by (12) where $Z_{IM}(s_a)$ is calculated through (18) but “inner” resistances $R_{ia}(s_a)$ and reactances $x_{ia}(s_a)$ are specified via (19)–(20) taking into account (42), i.e.:

$$R_{ia}(s_a) = \frac{\alpha x_{\mu,\text{rat}}^2 R_2' s_{\text{rat}}}{R_2'^2 + \alpha^2 (x_{2,\text{rat}}' + x_{\mu,\text{rat}})^2 s_{\text{rat}}^2} \quad (44)$$

$$x_{ia}(s_a) = x_{\mu,\text{rat}} \frac{R_2' + \alpha x_{2,\text{rat}}' (x_{2,\text{rat}}' + x_{\mu,\text{rat}})^2 s_{\text{rat}}^2}{R_2'^2 + \alpha^2 (x_{2,\text{rat}}' + x_{\mu,\text{rat}})^2 s_{\text{rat}}^2} \quad (45)$$

As an illustration, the characteristics in p.u. of the induction motor 4A160M6, $P_{\text{rat}} = 15$ kW, $U_{\text{rat}} = 380/220$ V are presented in Fig. 2 for the frequency range $1 \leq \alpha \leq 2$ and $P_l = 13$ kW = const when the absolute slip s_a changes in accordance with (42).

The p.u. rotor current presented by (21) when the condition (42) is considered can be rearranged as follows:

$$i_2' = \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{s_{\text{rat}}}{s_{m,\text{rat}}}\right)^2}}{\sqrt{1 + \alpha^2 \left(\frac{s_a}{s_{m,\text{rat}}}\right)^2}}. \quad (46)$$

From Figure 2 it can be seen that at the maximum velocity corresponding to $\alpha_{\text{max}} = 2$ the overload torque ratio λ is about 1.1, and the stator and rotor currents descend a little when α increases that is in compliance with the theory.

4. MECHANICAL TRANSIENTS OF FREQUENCY-CONTROLLED INDUCTION MOTOR ELECTRICAL DRIVE UNDER THE CONSTANT LOAD POWER

When the absolute slip s_a changes by law (42), one can obtain the analytical solution for mechanical transients of induction motor electrical drive. If variables in the equation of motion

$$M - M_l = j \frac{d\omega}{dt} \quad (47)$$

to express in p.u. terms of torque and angular velocity and to use a linearised speed-torque curve, one can derive the differential equation

$$\mu - \mu_l = T_M \frac{dv}{dt} \quad (48)$$

where

$$v = \alpha(1 - s_{\text{rat}}), \quad (49)$$

$$\mu = \frac{2\lambda_m s_{\text{rat}}}{\alpha s_{m.\text{rat}}}, \quad (50)$$

$$\mu_l = \frac{K_l}{\alpha}, \quad (51)$$

$$T_M = \frac{J\omega_{0.\text{rat}}}{M_{\text{rat}}}, \quad (52)$$

$$J = K_J J_m, \quad (53)$$

where:

J – total moment of inertia reduced to the motor shaft,

J_m – moment of inertia of induction motor,

K_J – factor of inertia,

T_M – the time constant equalled to the electrical drive starting time under the zero load torque, rated moving torque and rated frequency.

Substituting (49)–(51) in (48) we obtain the differential equation for a p.u. frequency α :

$$\alpha \frac{d\alpha}{dt} = \frac{1}{(1 - s_{\text{rat}})T_M} \left(\frac{2\lambda_m s_{\text{rat}}}{s_{m.\text{rat}}} - K_l \right). \quad (54)$$

Taking into account that

$$\alpha \frac{d\alpha}{dt} = \frac{1}{2} \frac{d(\alpha^2)}{dt} \quad (55)$$

and denoting

$$A = \left(\frac{2\lambda_m s_{\text{rat}}}{s_{m.\text{rat}}} - K_l \right) \frac{2}{(1 - s_{\text{rat}})T_M}, \quad (56)$$

$$x = \alpha^2, \quad (57)$$

we find the differential equation in such a form:

$$\frac{dx}{dt} = A \quad (58)$$

a solution of which is

$$x = \alpha^2 = At + C \quad (59)$$

where C is a constant of integration specified from initial conditions, it equals α_{in}^2 .

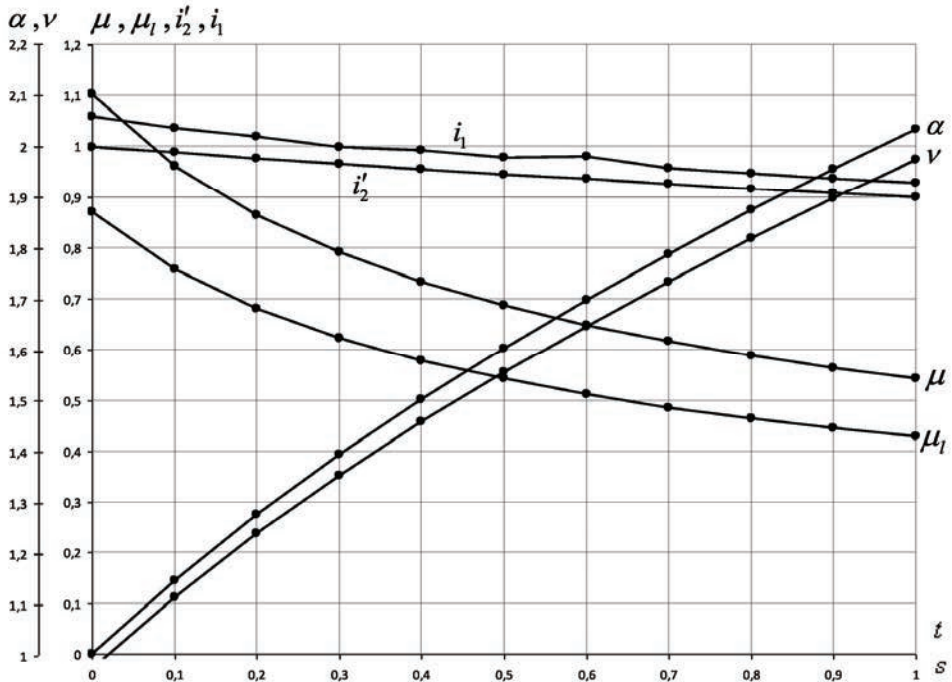


Fig. 3. Dependencies in p.u. of mechanical transients for an electrical drive on the basis of induction motor 4A160M6, 15 kW, 380/220 V during acceleration and maintaining the load power constancy

As a consequence, we ascertain that during electrical drive transients a p.u. frequency α varies in time t in accordance with the dependency

$$\alpha = \sqrt{At + \alpha_{in}^2} . \quad (60)$$

The rest variables of transients: v , μ , μ_t , i_2' , i_1 are functions of α and can be calculated by corresponding formulae, i.e., (49)–(51), (46), (12) together with (13)–(15) and (44), (45).

The p.u. variables α , μ , μ_t , i_2' , i_1 of induction motor electrical drive mechanical transients are shown in Fig. 3 for the induction motor 4A160M6, $P_{rat} = 15$ kW, $U_{rat} = 380/220$ V under conditions $P_l = 13$ kW ($K_l = 0.87$), $K_J = 1.2$ and changing α from 1 to 2.

5. TENDENCY IN DEVELOPMENT OF FREQUENCY-CONTROLLED INDUCTION MOTOR ELECTRIC DRIVES FOR A MODE OF CONSTANT LOAD POWER

The main drawback in creation of a mode $P_l = \text{const}$ by means of variation the absolute slip via (42) is that an overload torque ratio of induction motor decreases as the p.u. frequency α grows. When $\alpha_{max} \approx \lambda_m$ the overload torque ratio approaches to 1 that is intolerable for many applications. The constant overload torque ratio of induction motor may be achieved at the cost of an increase the power rating as it follows from (38), but in most cases such a solution is economically unacceptable, especially, for $\alpha_{max} > 2$ and high magnitudes of load power.

A rational approach to realization of load power constancy with an invariable overload torque ratio contains in M.P. Kostenko's law for frequency control of induction motors [4]:

$$\gamma = \frac{U}{U_{rat}} = \sqrt{\alpha} . \quad (61)$$

But at once a question arises: where can one take voltage more than the rated at p.u. frequency $\alpha > 1$? Some foreign companies such as Siemens and Baldor perform the two-range frequency control of induction motor in such a manner: over the first frequency range $0 < \alpha \leq 1$ an induction motor operates with the stator winding connection Y but through the second frequency range $1 < \alpha \leq \alpha_{max}$ the stator windings are changed over from Y to Δ connection. At the same time a depth of SV PWM drops from a maximum value in the end of the first range to the value that ensures the fulfillment of a voltage changing law (61). It is obviously that under such switching of stator windings we get equality

$$\gamma_{\max} = \sqrt{\alpha_{\max}} = \sqrt{3}.$$

Hence, in such an electrical drive the velocity control range of $D = 3$ is achieved at a constant value of overload torque ratio through all the range.

If $\alpha_{\max} > 3$ is required, one can attain a range 4–5, of course, under the lesser overload torque ratio of induction motor. The catalogue data of foreign companies demonstrate the possibilities to do so.

Two-speed induction motors with switching stator windings from Y to Δ and using a variable frequency converter in each range of frequency control are mentioned by Siemens, for example, the electrical drive Simodrive 611.

6. CONCLUSIONS

1. The dependencies of stator and rotor currents increasing in the second frequency range for load power constancy have been determined, and the analytical expression for calculation of the maximum load torque at given velocity range and power rating of induction motor has been obtained.

2. For the load power constancy over a given range of velocity change a formula to calculate the power rating of induction motor when the load power is known and vice versa to calculate the load power at given power rating of induction motor has been derived.

3. Using the linearization of induction motor speed-torque and speed-current curves in the second frequency range, the analytical solution to electrical drive mechanical transients has been discovered.

REFERENCES

- [1] FIRAGO B.I., PAWLACZYK L.B., *Regulirujemyje elektroprivody pieremiennogo toka*, Technoperspektiva, Minsk 2006.
- [2] FIRAGO B.I., PAWLACZYK L.B., *Właściwości i charakterystyki silników indukcyjnych podczas sterowania częstotliwościowego przy stałej wartości napięcia stojana*, Mechanizacja i Automatyzacja Górnictwa, nr 7, 2007, 15–20.
- [3] FIRAGO B.I., *Opriedielienie nominalnoj moszcznosti asinchronnogo dwigatelja pri nominalnom napriazhenii i czastote wyższe nominalnoj*, Glavnij Energetik, No. 2, Minsk 2010, 4–7.
- [4] KOSTENKO M., PIOTROVSKY L., *Electrical machines. In two volumes. Vol. II. Alternating current machines*, MIR Publishers, Moscow 1969.

*falowniki napięcia, uszkodzenia tranzystorów IGBT,
układy odporne, redundantne układy mocy,
wektorowa modulacja napięcia*

Piotr SOBAŃSKI*, Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA*

ZASTOSOWANIE REDUNDANTNEGO FALOWNIKA NAPIĘCIA W UKŁADZIE NAPĘDOWYM Z SILNIKIEM INDUKCYJNYM

W artykule zaprezentowano wyniki badań symulacyjnych modelu układu napędowego z trójfazowym silnikiem indukcyjnym zasilanym z dwupoziomowego falownika napięcia, w którym zastosowano dodatkowe urządzenia półprzewodnikowe umożliwiające rekonfigurację obwodów przekształtnika po wystąpieniu awarii jednego z tranzystorów. Główną uwagę poświęcono zagadnieniu sterowania napędem po identyfikacji uszkodzonego łącznika półprzewodnikowego falownika napięcia. Wskazano na istotne ograniczenia struktury regulacji prędkości silnika oraz określono zakres jej możliwych zastosowań przemysłowych.

1. WPROWADZENIE

Obecnie najszerzej stosowaną grupą napędów elektrycznych stanowią układy z silnikami prądu przemiennego. Zakres ich przemysłowych aplikacji stale powiększa się oraz obejmuje nie tylko realizację typowych procesów produkcyjnych, ale również zastosowania w przemyśle samochodowym, w pojazdach hybrydowych oraz elektrycznych. W przypadku samochodów napędzanych jedynie silnikiem elektrycznym awaria przekształtnika energoelektronicznego najczęściej prowadzi do unieruchomienia pojazdu, a czasem może się przyczynić do zagrożenia zdrowia jego użytkowników. Zastosowanie redundantnych układów przekształtnikowych pozwala na zachowanie częściowej bądź pełnej funkcjonalności napędu, przez co minimalizowane jest ryzyko związane z użytkowaniem pojazdu. Z uwagi na aspekt ekonomiczny, prefero-

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: piotr.sobanski@pwr.wroc.pl, teresa.orlowska-kowalska@pwr.wroc.pl

wane są rozwiązania o zredukowanej liczbie dodatkowych elementów energoelektronicznych, podwyższających koszty produkcji oraz obniżających sprawność układu napędowego [7].

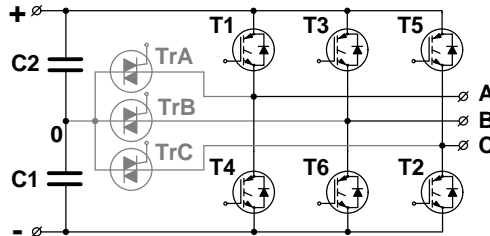
Pośród uszkodzeń tranzystorów falowników energoelektronicznych wyróżnia się zwarcia oraz awarie polegające na braku zdolności tranzystora do przewodzenia prądu elektrycznego [1]. W przypadku błędów programowych bądź uszkodzeń urządzeń izolujących układ sterowania od silnopiędowego, zastosowanie nowoczesnych układów sterowania tranzystorów (ang. *transistor drivers*) pozwala na uniknięcie dalszych, destruktywnych skutków spowodowanych przepływem prądu zwarciowego w gałęzi falownika, w której doszło do awarii tranzystora. W nieprawidłowo pracującej fazie przekształtnika wymuszane jest rozwarcie dwóch łączników. Innym sposobem zmniejszającym ryzyko wystąpienia rozległych uszkodzeń przekształtnika na skutek zwarcia jest zastosowanie w każdej gałęzi falownika dodatkowych szybkich bezpieczników, które mają za zadanie trwale odizolować uszkodzonego obwodu [2], [3], [5], [16]. Awaria układów sterowania tranzystorów może skutkować trwałym rozwarciem tranzystora, np. podczas uszkodzenia przetwornicy zasilającej sterownik tranzystora. W wyniku tego, zdolność do generowania napięcia o przebiegu sinusoidalnym przez standardowy, dwupoziomowy falownik napięcia jest istotnie ograniczona. Permanentny brak zdolności do przewodzenia prądu przez jeden z tranzystorów przekształtnika skutkuje jednokierunkowym przepływem prądu w uszkodzonej fazie napędu, co powoduje oscylacje momentu elektromagnetycznego silnika oraz znaczne obniżenie jakości regulacji prędkości mechanicznej napędu [9], [10].

Na podstawie wyżej przedstawionej analizy, można potwierdzić zasadność stosowania metod diagnostyki nieprawidłowości pracy przekształtnika, polegających na braku zdolności do przewodzenia prądu przez tranzystory. Jak wskazano, uszkodzenia te mogą być następstwem działania układów zabezpieczających przed zwarciami bądź są wynikiem awarii sterowników tranzystorów.

W niniejszej pracy pominięto aspekt diagnostyki awarii tranzystorów, który został poruszony w innych pracach autorów [11]–[15]. Na podstawie przedstawionej w artykule [7] analizy właściwości głównych grup przekształtników redundantnych, dokonano wyboru topologii, której zastosowanie w napędach pojazdów samochodowych jest najbardziej uzasadnione. W artykule przedstawiono wybrane wyniki badań symulacyjnych modelu napędu indukcyjnego zasilanego z wyspecjalizowanego przekształtnika energoelektronicznego, umożliwiającego zachowanie wysokiej funkcjonalności układu napędowego po awarii jednego z tranzystorów falownika. Badania zostały zrealizowane w środowisku MATLAB/Simulink przy dodatkowym użyciu biblioteki SimPower System. Awaria tranzystorów została zasymulowana poprzez trwałe wymuszenie sygnału logicznego o wartości zero na bramkę odpowiedniego łącznika [9].

2. TRÓJFAZOWY FALOWNIK NAPIĘCIA O REDUNDANTNEJ STRUKTURZE

Na podstawie przeprowadzonej analizy właściwości redundantnych systemów falownikowych [7], [16] wybrano układ (rys. 1), który zapewnia nie tylko zdolność do generacji znamionowego momentu elektromagnetycznego silnika m_e przy uszkodzeniu tranzystorów jednej fazy przekształtnika, ale również charakteryzuje się niskim kosztem produkcji.

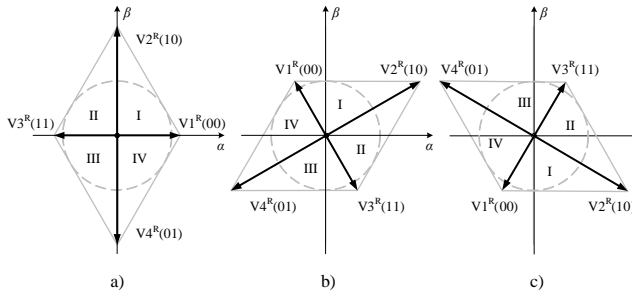


Rys. 1. Trójfazowy, dwupoziomowy falownik napięcia wyposażony w obwody do odizolowania uszkodzonej fazy przekształtnika

Pokazany na rysunku 1 falownik napięcia został opisany po raz pierwszy w artykule [3]. Jego budowa opiera się w znacznym stopniu na topologii układu, który został zaprezentowany w pracy [5]. Po zdiagnozowaniu awarii polegającej na braku przewodzenia prądu jednego z tranzystorów T1, ..., T6 jest wymuszane rozwarcie drugiego, prawidłowo funkcjonującego łącznika uszkodzonej fazy falownika, a następnie jest załączany triak TrA, TrB lub TrC, w zależności od fazy, w której nastąpiła awaria. Równocześnie jest wymuszane rozwarcie drugiego, prawidłowo funkcjonującego łącznika uszkodzonej fazy falownika. W przeciwieństwie do stanu awaryjnego, po przeprowadzeniu rekonfiguracji obwodów przekształtnika, istnieje możliwość generacji dwukierunkowych napięć fazowych falownika. Na rysunku 2 pokazano opisane w stacjonarnym układzie współrzędnych α - β wektory napięć fazowych przekształtnika $\mathbf{V1}^R$, ..., $\mathbf{V4}^R$, odpowiadające czterem możliwym do uzyskania konfiguracjom stanów łączników półprzewodnikowych, tj. „0” oznacza, że tranzystor jest rozwartry, natomiast „1” symbolizuje stan przewodzenia prądu. Pierwsza wartość logiczna odnosi się do tranzystora z grupy anodowej fazy następującej po tej, w której doszło do uszkodzenia, natomiast druga wartość do tranzystora z grupy anodowej fazy poprzedzającej fazę uszkodzoną. Pozostałe stany łączników są znane biorąc pod uwagę, że w tej samej chwili przewodzi tylko jeden z tranzystorów danej fazy prawidłowo funkcjonującego falownika.

Maksymalna wartość amplitudy wektora napięcia falownika w liniowym zakresie modulacji wynosi $U_{s\text{maks}} = 1/(2\sqrt{3})U_{dc}$, gdzie U_{dc} oznacza wartość napięcia sta-

łego członu pośredniczącego przekształtnika. Wartość ta jest dwukrotnie mniejsza niż przypadku prawidłowo funkcjonującego układu przed rekonfiguracją obwodów. W konsekwencji, po nastąpieniu rekonfiguracji obwodów falownika, znamionowy moment elektromagnetyczny silnika m_{eN} może zostać osiągnięty jedynie przy obniżonej, zadanej prędkości mechanicznej napędu. Maksymalna wartość prędkości kątowej silnika ω_m , przy której jest możliwe utrzymanie na stałym poziomie znamionowego momentu elektromagnetycznego maszyny jest równa około połowie wartości prędkości znamionowej ω_{mN} . Biorąc pod uwagę charakter docelowej aplikacji falownika, tj. napęd samochodu elektrycznego, ograniczenie zakresu regulacji prędkości w systemie napędowym ma drugorzędne znaczenie. Dużą zaletą prezentowanego układu przekształtnikowego jest fakt, że istnieje możliwość długotrwałej pracy napędu po przeprowadzeniu procesu rekonfiguracji połączeń falownika, ponieważ amplituda prądów fazowych stojana $i_{sA,B,C}$ w warunkach pracy ze znamionową wartością obciążenia silnika m_N nie przekracza wartości znamionowej. W związku z tym, po wystąpieniu awarii falownika, zagwarantowane jest bezpieczeństwo pracy napędzanego pojazdu do chwili naprawy, tj. przywrócenia pełnej funkcjonalności przekształtnika.



Rys. 2. Wektory możliwych do uzyskania napięć fazowych przekształtnika po załączeniu jednego z triaków: TrA (a), TrB (b) oraz TrC (c)

Tabela 1. Wektory napięcia falownika po przeprowadzeniu rekonfiguracji jego obwodów

Wektor napięcia	$\mathbf{V1^R(00)}$	$\mathbf{V2^R(10)}$	$\mathbf{V3^R(11)}$	$\mathbf{V4^R(01)}$
	[V]			
Uszkodzona faza A	$\frac{U_{dc}}{3} e^{j0}$	$\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} e^{j\frac{\pi}{2}}$	$\frac{U_{dc}}{3} e^{j\pi}$	$\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} e^{j\frac{3\pi}{2}}$
Uszkodzona faza B	$\frac{U_{dc}}{3} e^{j\frac{2\pi}{3}}$	$\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} e^{j\frac{\pi}{6}}$	$\frac{U_{dc}}{3} e^{j\frac{5\pi}{3}}$	$\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} e^{j\frac{7\pi}{6}}$
Uszkodzona faza C	$\frac{U_{dc}}{3} e^{j\frac{4\pi}{3}}$	$\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} e^{j\frac{5\pi}{6}}$	$\frac{U_{dc}}{3} e^{j\frac{\pi}{3}}$	$\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} e^{j\frac{5\pi}{6}}$

Po rekonfiguracji obwodów przekształtnika zachodzi konieczność dokonania zmian w algorytmie sterowania mostkiem. Obecnie najczęściej stosowaną metodą modulacji napięć fazowych w falownikach napięcia jest modulacja wektorowa (ang. *Space Vector Modulation*). Wektor zadanego napięcia wyjściowego falownika \mathbf{V}_{ref} jest uzyskiwany poprzez wymuszenie na pewien czas wektorów przyległych do sektora płaszczyzny zespolonej $\alpha-\beta$, w którym znajduje się \mathbf{V}_{ref} . Jak wynika z rys. 2, po rekonfiguracji obwodów falownika, możliwe jest uzyskanie jedynie wektorów aktywnych, które zostały zdefiniowane w tabeli 1. Zachowanie stałej częstotliwości łączeń przekształtnika jest uzyskiwane dzięki generacji wektora napięcia przekształtnika o amplitudzie równej zero. Załączenie na taki sam czas dwóch wektorów o równej amplitudzie, tym samym kierunku, lecz przeciwnym zwrocie pozwala uzyskać pożądaną wektor zerowy $\mathbf{V0}$. W przypadku analizowanej topologii przekształtnika do generacji $\mathbf{V0}$ korzystniejszym wyborem, ze względu na mniejsze pulsacje momentu elektromagnetycznego silnika, jest zastosowanie wektorów o mniejszych amplitudach, tzn. $\mathbf{V1}^R$ oraz $\mathbf{V3}^R$ [4], [6].

3. WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH UKŁADU WEKTOROWEGO STEROWANIA SILNIKIEM INDUKCYJNYM W WARUNKACH AWARII JEDNEGO Z TRANZYSTORÓW FALOWNIKA

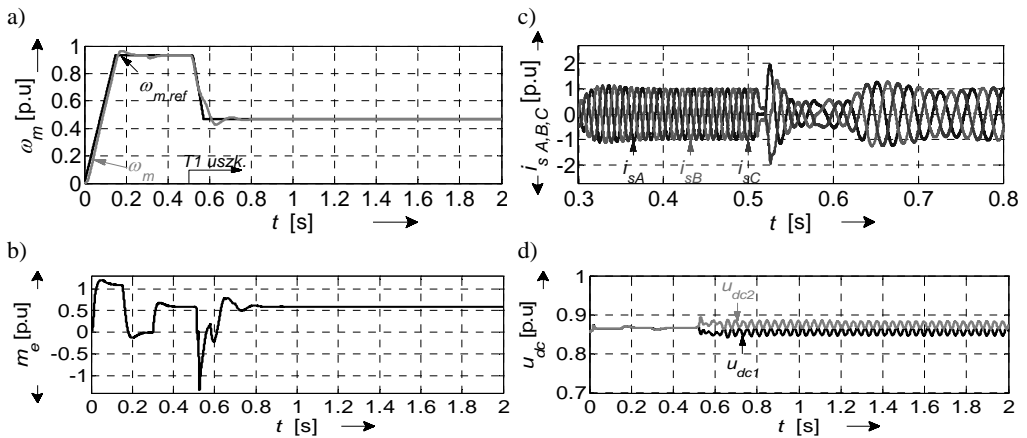
W niniejszym rozdziale zaprezentowano wyniki badań symulacyjnych napędu o bezpośrednim sterowaniu polowo-zorientowanym w warunkach uszkodzenia polegającego na braku przewodzenia prądu jednego z łączników tranzystorowych falownika napięcia. Model symulacyjny został zrealizowany w środowisku Matlab/Simulink, przy dodatkowym wykorzystaniu biblioteki SimPower System. Dane znamionowe silnika napędowego podano w tabeli 2. Ponadto zastosowano normalizację zmiennych stanu napędu zgodnie z [8].

Tabela 2. Dane znamionowe silnika

Moc P_N	1,1 kW
Napięcie zasilające U_N	220/380 V
Prąd stojana I_N	5,0/2,9 A (1 p.u.)
Prędkość obrotowa n_N	1400 obr/min (0,93 p.u.)
Częstotliwość napięcia zasilającego f_N	50 Hz
Liczba par biegunów p_b	2
Napięcie stałe filtra wejściowego falownika ($u_{dc1} + u_{dc2}$)	563V (1,73 p.u.)

Na rysunku 3 przedstawiono wyniki badań symulacyjnych napędu pracującego ze znamionowym momentem obciążenia m_N oraz znamionową prędkością kątową $\omega_m = \omega_{mN}$. W chwili $t = 0,5$ s zasymulowano uszkodzenie tranzystora T1 falownika. Po

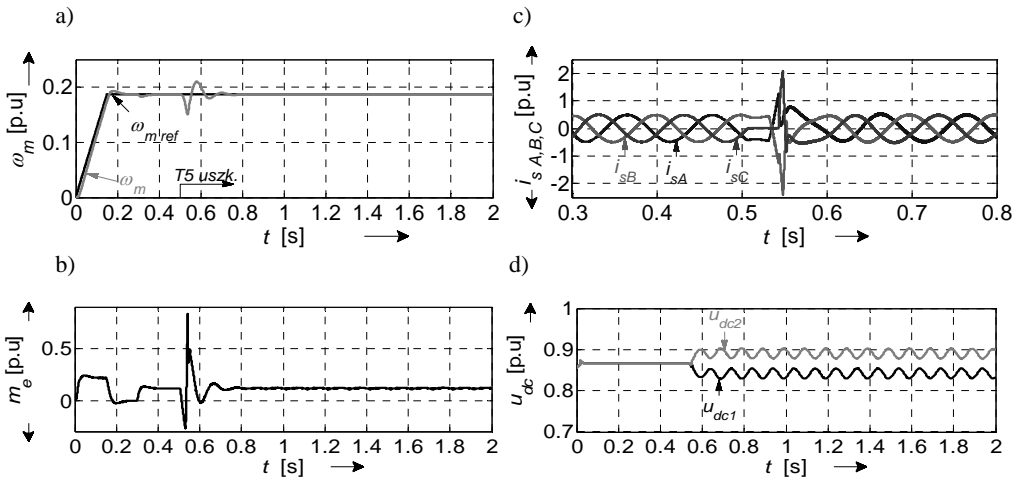
zdiagnozowaniu uszkodzenia w czasie krótszym niż dwa okresy przebiegu prądu silnika [14], w automatyczny sposób została przeprowadzona rekonfiguracja przekształtnika, tzn. został załączony triak TrA oraz na bramkę tranzystora T4 podano sygnał powodujący jego rozwarcie. Następnie zmniejszono prędkość zadaną napędu do wartości odpowiadającej połowie prędkości znamionowej. Pokazano przebiegi zmiennych stanu, tj. zadanej prędkości kątovej $\omega_{m\text{ref}}$ oraz zmierzonej ω_m (rys. 3a), momentu elektromagnetycznego m_e (rys. 3b), prądów fazowych $i_{sA,B,C}$ silnika (rys. 3c) oraz przebiegi napięcia u_{c1} , u_{c2} na kondensatorach C1 oraz C2 filtra wejściowego falownika (rys. 3d) w krótkim odstępie czasowym, uwzględniającym pracę napędu przed wystąpieniem awarii łącnika T4 oraz po rekonfiguracji obwodów przekształtnika.



Rys. 3. Przebiegi: zadanej $\omega_{m\text{ref}}$ oraz zmierzonej ω_m prędkości kątovej napędu (a), momentu elektromagnetycznego silnika m_e (b), prądów fazowych silnika $i_{sA,B,C}$ (c) oraz napięć u_{dc1} , u_{dc2} na kondensatorach C1 oraz C2 filtra wejściowego falownika (d) w warunkach awarii tranzystora T1, przy znamionowym obciążeniu napędu $m_o = m_N$

Po zdiagnozowaniu awarii tranzystora T1, faza A silnika została przyłączona do punktu neutralnego 0 filtra przekształtnika za pomocą triaka TrA (rys. 1). W celu zredukowania pulsacji momentu elektromagnetycznego silnika, zmniejszono prędkość napędu do $\omega_m = 0,5 \omega_{mN}$. W stanie ustalonej pracy maszyny, stwierdzono brak istotnego wpływu niezbalansowanego napięcia na kondensatorach C1 oraz C2 na przebieg momentu elektromagnetycznego (rys. 3b), który po rekonfiguracji przekształtnika i obniżeniu prędkości kątovej napędu utrzymuje się na poziomie znamionowym, zapewniając poprawną pracę napędu z obciążeniem znamionowym. Po wyzwoleniu triaka TrA, obserwowana jest gwałtowna zmiana momentu m_e generowanego przez silnik, a następnie stabilizacja m_e na znamionowej wartości. W stanie ustalonej pracy silnika amplituda prądów fazowych stojana utrzymana jest na znamionowym poziomie, a ich kształt jest sinusoidalny.

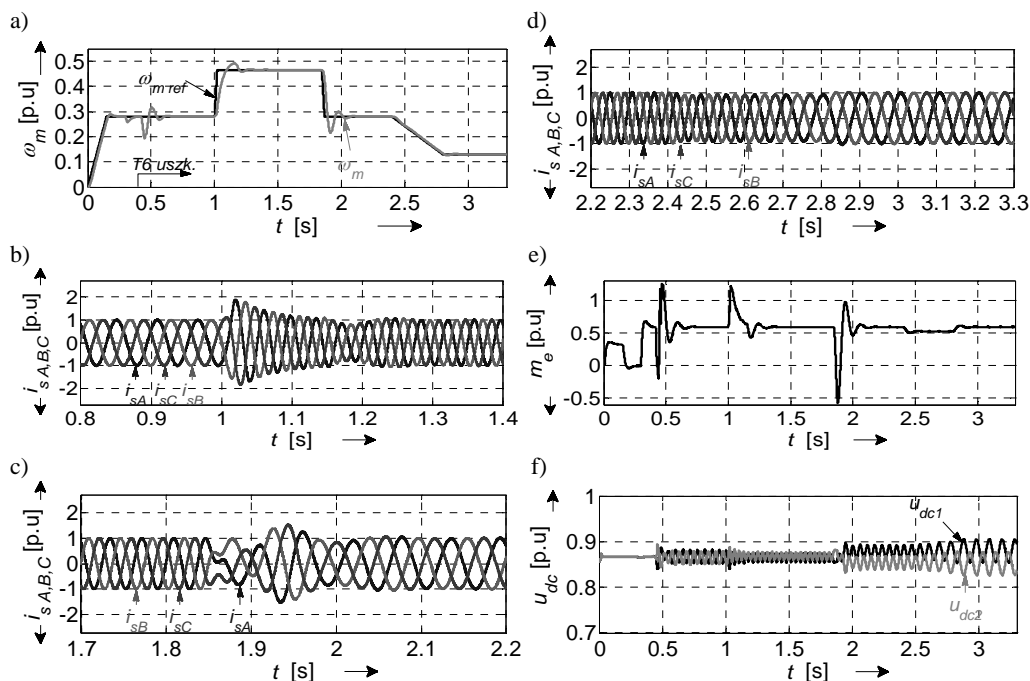
Na rysunku 4 przedstawiono wyniki badań pracy napędu z niską prędkością kątową $\omega_m = 0,2 \omega_{mN}$ z momentem obciążenia $m_o = 0,2 m_N$, w trakcie symulacji awarii tranzystora T5. Oscylacje napięcia na kondensatorach C1 oraz C2 (rys. 4d), o zwiększonej amplitudzie w stosunku do wcześniej prezentowanego testu (rys. 3), wywołują widoczne pulsacje momentu elektromagnetycznego silnika. Niemniej jednak nadal zachowany jest sinusoidalny kształt prądów silnika (rys. 4c), napęd pracuje z zadanym obciążeniem, a przebiegi prędkości charakteryzują się brakiem widocznych oscylacji spowodowanych niezbalansowanym napięciem kondensatorów C1 oraz C2 (rys. 4 a).



Rys. 4. Przebiegi: zadanej $\omega_{m\text{ref}}$ oraz zmierzonej ω_m prędkości kątowej napędu (a), momentu elektromagnetycznego silnika m_e (b), prądów fazowych silnika $i_{sA,B,C}$ (c) oraz napięć u_{dc1} , u_{dc2} na kondensatorach C1 oraz C2 filtra wejściowego falownika (d) w warunkach awarii tranzystora T5, w trakcie obniżonej prędkości napędu oraz przy obciążeniu $m_o = 0,2 m_N$

Na rysunku 5 przedstawiono wyniki badań symulacyjnych, które dotyczą pracy napędu po wystąpieniu w chwili $t = 0,5$ s awarii tranzystora T6 falownika. Krótko po załączeniu triaka TrB oraz dostosowaniu algorytmu modulacji napięcia dokonano zmiany prędkości kątowej napędu. Skokowym wymuszeniem prędkości towarzyszy chwilowy wzrost amplitudy prądów fazowych silnika, co sprzyja zwiększeniu się różnicy wartości napięć na kondensatorach filtra wejściowego falownika. Jak można również zauważyć, efekt niezbalansowania napięć u_{dc1} oraz u_{dc2} jest większy w trakcie pracy napędu z niższą prędkością kątową, tzn. wtedy gdy zmiany polaryzacji prądu płynącego w uszkodzonej fazie (prądu przepływającego przez kondensator filtra) mają mniejszą częstotliwość. Efekt niezbalansowanych napięć u_{dc1} oraz u_{dc2} może być znacznie zredukowany poprzez zastosowanie kondensatorów filtra obwodu pośredniczącego falownika napięcia o większej pojemności, niemniej jednak zabieg ten prowadzi do podwyższenia kosztów przetwornika. Z przeprowadzonych te-

stów wynika, że niezależnie od wartości zadanej prędkości kątowej, dzięki właściwej rekonfiguracji układu mocy falownika po wystąpieniu awarii tranzystora oraz zastosowaniu odpowiedniej modulacji napięcia, silnik napędowy może pracować w warunkach obciążenia znamionowego.



Rys. 5. Przebiegi: zadanej $\omega_{m,ref}$ oraz zmierzonej ω_m prędkości kątowej napędu (a), prądów fazowych silnika $i_{sA,B,C}$ (b, c, d), momentu elektromagnetycznego silnika m_e (e) oraz napięć u_{dc1} , u_{dc2} na kondensatorach C1 oraz C2 filtra wejściowego falownika (f) w warunkach awarii tranzystora T6, przy różnej wartości zadanej prędkości kątowej napędu, przy obciążeniu $m_o = m_N$

4. PODSUMOWANIE

W artykule przedstawiono wyniki badań symulacyjnych napędu indukcyjnego o sterowaniu połowo-zorientowanym, w którym silnik jest zasilany z falownika napięcia o budowie umożliwiającej regulację prędkości układu napędowego po wystąpieniu uszkodzenia, polegającego na braku zdolności przewodzenia prądu jednego z tranzystorów przekształtnika w różnych warunkach pracy napędu. Ponadto, wskazano na ograniczenia pracy układu napędowego wynikające z niezbalansowania napięć na kondensatorach filtra przekształtnika oraz niższej amplitudy możliwych do wygenerowania przez falownik napięć fazowych po uszkodzeniu jednego z tranzystorów.

Zaprezentowany układ napędowy charakteryzuje przede wszystkim niski koszt produkcji oraz możliwość długotrwałej pracy ze znamionowym momentem obciążenia po zejściu uszkodzenia tranzystora.

Praca zrealizowana w ramach projektu finansowanego przez Narodowe Centrum Nauki na podstawie decyzji DEC-2013/09/B/ST7/04199.

Praca została wykonana z wykorzystaniem Infrastruktury PL-Grid.

LITERATURA

- [1] ALAVIJE H.S., AKHBARI M., *Investigation of Induction Motor Drive Behavior in Low-cost Fault Tolerant Control for Electric Vehicles*, IEEE 5th Int. Power Engineering and Optimization Conf., PEOCO, Shah Alam, Selangor, Malaysia, 2011, 176–181.
- [2] BOLOGNANI S., ZORDAN M.; ZIGLIOTTO M., *Experimental fault-tolerant control of a PMSM drive*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2000, Vol. 47, No. 5, 1134–1141.
- [3] DE ARAUJO RIBEIRO R.L., JACOBINA C.B., DA SILVA E.R.C., LIMA A.M.N., *Fault-Tolerant Voltage-Fed PWM Inverter AC Motor Drive Systems*, IEEE Trans. Industrial Electronics, 2004, Vol. 51, No. 2, 439–446.
- [4] EL BADASI B., BOUZIDI B., MASMOUDI A., *DTC Scheme for a Four-Switch Inverter-Fed Induction Motor Emulating the Six-Switch Inverter Operation*, IEEE Trans. on Power Electronics, 2013, Vol. 28, No. 7, 3528–3538.
- [5] FU JR., LIPO T.A., *A Strategy to Isolate the Switching Device Fault of a Current Regulated Motor Drive*, Proc. of IEEE Industry Appl. Soc. Ann. Meet., Toronto, Canada, 1993, Vol. 2, 1015–1020.
- [6] LEE H.H., DZUNG P.Q., PHUONG L.M., KHOA L.D., THANH H.T., *New Space Vector Control Approach for Four Switch Three Phase Inverter under DC – Link Voltage Ripple*, Proc. IEEE Int. Conf. Sustainable Energy Technologies, ICSET, Singapore, 2008, 1059–1064.
- [7] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., SOBAŃSKI P., *Przegląd dwupoziomowych falowników napięcia odpornych na uszkodzenia tranzystorów IGBT*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 69, Studia i Materiały, Nr 33, 2013.
- [8] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2003, 60–64.
- [9] SOBAŃSKI P., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Wpływ uszkodzenia tranzystora IGBT falownika napięcia na przebiegi zmiennych stanu silnika indukcyjnego ze sterowaniem wektorowym*, Przegląd Elektrotechniczny, 2013, Vol. 89, Nr 2b, 162–165.
- [10] SOBAŃSKI P., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Analiza wpływu uszkodzenia tranzystora IGBT falownika napięcia na przebiegi zmiennych stanu w napędzie indukcyjnym*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 66, Seria: Studia i Materiały, Nr 32, 2012, 145–152.
- [11] SOBAŃSKI P., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Metoda diagnostyki uszkodzenia typu przerwa łącznika IGBT falownika napięcia w układzie wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym*, Przegląd Elektrotechniczny, 2013, vol. 89, nr 6, 159–163.
- [12] SOBAŃSKI P., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Simple Sensorless Diagnosis Method for Open-Switch Faults in SVM-VSI-fed Induction Motor Drive*, IEEE-IECON '13 Conf., Vienna, Austria, 2013.
- [13] SOBAŃSKI P., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Diagnostyka awarii falownika napięcia w bezczujnikowym napędzie indukcyjnym z estymatorem prędkości typu MRAS^{CC}*, XI Konferencja Naukowa. Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE, 2013, Łódź, Polska.

- [14] SOBAŃSKI P., *Szybka metoda diagnostyki uszkodzenia falownika napięcia w układzie bezpośredniego sterowania polowo zorientowanego*, XI Konferencja Naukowa. Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE, Łódź 2013.
- [15] SOBAŃSKI P., *Open-Circuit Fault Diagnosis Problem in Two-Level Voltage Inverter-Fed AC Drives*, XV International PhD Workshop OWD, Wisła 2013, 228–233.
- [16] WELCHKO B.A., LIPO T.A., JAHNS T.M., SCHULZ S.E., *Fault Tolerant Three-Phase AC Motor Drive Topologies: A Comparison of Features, Cost, and Limitations*, IEEE Trans. Power Electronics, 2004, Vol. 19, No. 4, 1108–1116.

APPLICATION OF REDUNDANT VOLTAGE INVERTER IN INDUCTION MOTOR DRIVE

In this paper simulation results related to a model of a three-phase two-level redundant voltage inverter-fed induction motor drive are presented. The described system, due to its reconfigurable topology, is capable to operate properly during an inverter open-switch failure. A main focus of the study has been oriented to the drive control after a transistor fault identification. In the article, limitations of the control method and its range of effective application were specified.

*falowniki napięcia, uszkodzenia tranzystorów IGBT,
układy odporne, redundantne układy mocy*

Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA*, Piotr SOBAŃSKI*

PRZEGLĄD DWUPOZIOMOWYCH FALOWNIKÓW NAPIĘCIA ODPORNYCH NA USZKODZENIA TRANZYSTORÓW IGBT

W artykule przedstawiono wybrane zagadnienia sterowania odpornego na uszkodzenia napędu elektrycznego z silnikiem indukcyjnym. Omówiono podział metod sterowania odpornego na uszkodzenia napędów elektrycznych ze względu na charakter zastosowanego rozwiązania oraz klasyfikację układów falownikowych odpornych na uszkodzenia łączników IGBT. Przedstawiono najczęściej stosowane układy mocy dwupoziomowych falowników napięcia odpornych na podstawowe uszkodzenia elementów energoelektrycznych.

1. WPROWADZENIE

Realizacja wielu zautomatyzowanych procesów przemysłowych wymaga zastosowania napędów elektrycznych charakteryzujących się wysoką jakością oraz niezawodnością pracy. Współczesny przekształtnikowy układ napędowy (PUN), składający się z silnika indukcyjnego (lub synchronicznego), układów zasilania i energoelektroniki (przekształtnik częstotliwości z modulacją PWM), układów pomiarowych oraz cyfrowego układu sterowania, jest narażony na wystąpienie wielu rodzajów awarii. Dotyczą one uszkodzeń silnika (elektrycznych i mechanicznych), przekształtnika oraz czujników pomiarowych [8], [17]. Układy sterowania nowoczesnymi napędami powinny zapewnić możliwie niezawodne oraz bezpieczne działanie w sytuacjach zaistnienia powyższych awarii. Uszkodzenia czujników pomiarowych w złożonym układzie napędowym mogą przyczynić się do znacznego obniżenia jakości regulacji zmiennych stanu w napędzie. Przywrócenie funkcjonalności układu napędowego najczęściej odbywa się dzięki zmianie algorytmu sterowania. W przypadku awarii elementów energoelektroniki zachodzi konieczność reorganizacji wewnętrznej struktury

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: piotr.sobanski@pwr.wroc.pl, teresa.orlowska-kowalska@pwr.wroc.pl

układu zasilania i układu sterowania. Systemy, w których jest możliwa zmiana topologii układu sterowania i reorganizacja struktury falownika, w literaturze są nazywane układami bezpiecznymi lub odpornymi na uszkodzenia (ang. *fault tolerant driver; FTC*) [8]. Zadaniem układu odpornego na uszkodzenia, w zależności od rodzaju zaistniałej awarii oraz wymaganego stopnia bezpieczeństwa, jest zapewnienie dalszej stabilnej pracy napędu (przy zachowaniu jego pełnej bądź częściowej funkcjonalności) lub bezpieczne jego zatrzymanie.

Ponad 80% awarii występujących w PUN jest spowodowanych nieprawidłowościami pracy łączników tranzystorowych IGBT, które polegają na zwarciach bądź braku przewodzenia prądu (ang. *short/open-switch fault*) [1]. Najczęstszą przyczyną tego rodzaju uszkodzenia jest nadmierna eksploatacja napędu, która naraża przekształtnik na przeciążenia. Trwałe zwarcie jednego z łączników przekształtnika najczęściej prowadzi do niezwłocznego uszkodzenia modułu mocy przemiennika i zatrzymania napędu. Brak zdolności przewodzenia prądu tranzystora falownika prowadzi do wystąpienia niebezpiecznych udarów prądu oraz momentu elektromagnetycznego silnika. W przeciwieństwie do zwarc, w przypadku uszkodzeń polegających na braku przewodzenia prądu przez tranzystor jest możliwe odpowiednio szybkie wykrycie awarii, tak aby jej kompensacja została przeprowadzona jeszcze przed rozwojem uszkodzeń na inne elementy napędu [13], [17]. Uszkodzenia przemiennika częstotliwości nie powinny prowadzić do natychmiastowego zatrzymania napędu, jak ma to obecnie najczęściej miejsce. Nieplanowane przestoje technologiczne mogą się przyczynić do znacznych strat finansowych, dlatego też od wielu lat są opracowywane oraz wdrażane różne koncepcje systemów monitorujących stan techniczny napędu. Umożliwiają one szybką oraz automatyczną lokalizację uszkodzeń i podjęcie odpowiednich działań prowadzących do poprawy funkcjonalności napędu. Możliwe jest zastosowanie odpowiedniej redundancji w strukturze modułu energoelektronicznego, niemniej jednak wiąże się to ze znacznym wzrostem kosztów produkcji przemiennika [7], [15]. Innym rozwiązaniem jest rekonfiguracja układu mocy przekształtnika i zmiana algorytmu modulacji, bądź zastosowanie odpowiednich metod sterowania napędem, które pozwalają w pewnym stopniu na zachowanie jego funkcjonalności i umożliwią kontrolowane zatrzymanie procesu produkcyjnego w celu usunięcia awarii napędu [8].

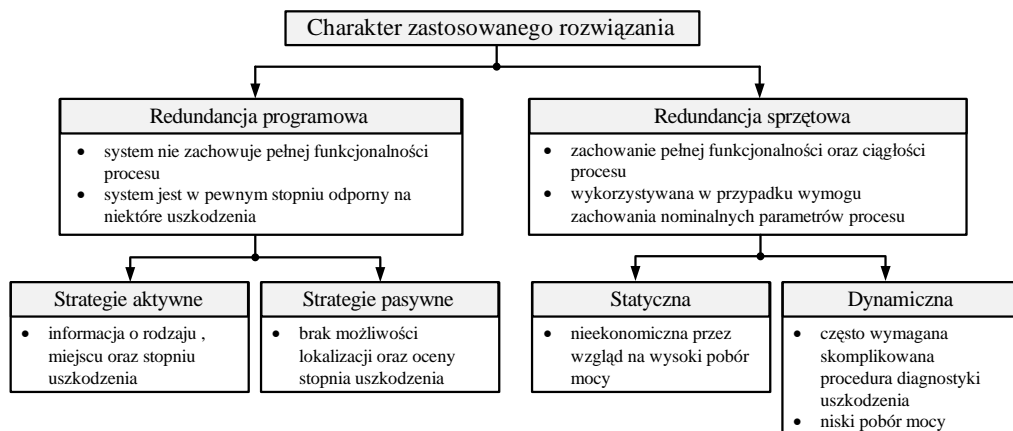
W niniejszej pracy dokonano przeglądu energoelektronicznych układów falownikowych, dedykowanych do pracy w układach napędowych, w których wymagana jest poprawna regulacja prędkości maszyny również po wystąpieniu awarii polegających na zwarciach bądź braku przewodzenia prądu tranzystorów przemiennika częstotliwości. Przedstawiono topologie, wyjaśniono zasadę działania oraz wyszczególniono główne cechy falowników zapewniających utrzymanie pełnej bądź częściowej funkcjonalności napędów elektrycznych w stanach awaryjnych, dzięki zastosowaniu dodatkowych łączników.

2. ELEKTRYCZNE UKŁADY NAPĘDOWE ODPORNE NA USZKODZENIA

W ujęciu współczesnym, pojęcie metod sterowania odpornego na uszkodzenia jest zagadnieniem kompleksowym, które obejmuje strategie regulacji zapewniające stabilną pracę napędu po wystąpieniu uszkodzenia, przy zachowaniu jego pełnej bądź częściowej funkcjonalności. W zależności od charakteru systemu, celem takiego postępowania może być:

- minimalizacja kosztów, przy zachowaniu ciągłości pracy napędu, ograniczeniu niekorzystnych skutków uszkodzenia oraz automatyczna diagnoza;
- zapewnienie wysokiego stopnia bezpieczeństwa pracy, czyli utrzymanie stabilności systemu nawet w warunkach uszkodzenia;
- autonomizacja oraz pewność pracy, czyli gwarancja wykonania zadania przez system co prowadzi do nadania napędowi elektrycznemu nowego standardu jakości.

Istnieje wiele możliwości klasyfikacji elektrycznych układów napędowych odpornych na uszkodzenia. Jednym z nich jest sposób detekcji uszkodzenia. Biorąc pod uwagę wyżej sformułowane wymagania stawiane napędowi odpornym na uszkodzenia, klasyfikacja ze względu na charakter zastosowanego rozwiązania, pokazana na rysunku 1, zawiera najwięcej istotnych informacji [8], [17], [15], [10]. Uwzględnia ona nie tylko główne cechy zachowanej funkcjonalności układu napędowego po przeprowadzeniu kompensacji skutków uszkodzenia, ale również wskazuje na sposoby, za pomocą których można je osiągnąć.



Rys. 1. Podział metod sterowania odpornego na uszkodzenia napędów elektrycznych ze względu na charakter zastosowanego rozwiązania

Wybór metody sterowania odpornego na uszkodzenia zależy od charakteru uszkodzenia oraz stawianych wymagań co do funkcjonalności napędu po wystąpieniu awarii.

rii. W przypadku metod redundancji programowej rozróżnia się strategie pasywne i aktywne. Niewielkie koszty, wynikające jedynie z implementacji dodatkowego programu w tzw. strategii pasywnej sprawiają, że opisywana metoda jest często wykorzystywana w systemach, w których priorytetem są wymagania ekonomiczne. Bardziej zaawansowane rozwiązania programowe umożliwiają określenie rodzaju, stopnia i miejsca uszkodzenia. Dlatego w większości przypadków, ze względu na korzyści płynące z wiedzy o lokalizacji uszkodzenia, stosuje się strategie aktywne sterowania odpornego. Tym niemniej, po zastosowaniu metod redundancji programowej, napęd zazwyczaj nie zachowuje funkcjonalności poprzedzającej moment awarii.

W przypadku uszkodzeń przekształtników energoelektronicznych, poprawna regulacja prędkości w PUN może być uzyskana dzięki zastosowaniu redundancji sprzętowej, której zakres jest wynikiem przyjętego kompromisu pomiędzy kosztem rozwiązania, a wymaganą funkcjonalnością napędu po zdiagnozowaniu awarii. W zależności od przyjętej koncepcji, dodatkowe urządzenia półprzewodnikowe, tj. najczęściej triaki, są stosowane w celu rekonfiguracji przekształtnika energoelektronicznego do układu, w którym są wykorzystywane jedynie poprawnie działające tranzystory. W tym przypadku, niezbędne jest dokonanie zmian w algorytmie sterowania. Pełna redundancja sprzętowa, obejmująca automatyczne włączenie nadmiarowych tranzystorów za pomocą dwukierunkowych łączników do podstawowego obwodu przekształtnika, stanowi rozwiązanie stosowane w układach, w których jest wymagane zachowanie funkcjonalności napędu przed uszkodzeniem.

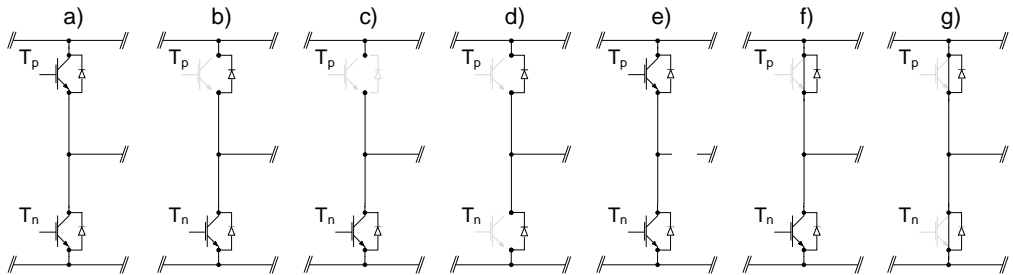
3. RODZAJE USZKODZEŃ ŁĄCZNIKÓW W FALOWNIKACH NAPIĘCIA

Awarie półprzewodnikowych łączników układów falownikowych, stosowanych w napędach indukcyjnych o regulowanej prędkości kątowej, stanowią istotny problem ze względu na nagły oraz postępowy charakter. Uszkodzenie jednego z tranzystorów falownika napięcia, w krótkim czasie może przyczynić się do nieprawidłowości pracy innych łączników, prowadząc tym samym do znacznego obniżenia jakości pracy napędu elektrycznego bądź uniemożliwienia jej dalszego kontynuowania [17]. Symptomy uszkodzeń w przypadku zamkniętych układów sterowania zwykle przyjmują niejednoznaczny charakter, co w dużym stopniu utrudnia proces poprawnej identyfikacji cech sygnałów diagnostycznych świadczących o wystąpieniu analizowanego typu awarii. Z uwagi na to, projektowanie systemów monitorujących stan napędów elektrycznych o zaawansowanej strukturze regulacji często poprzedzone jest badaniami w otwartych układach sterowania, co pozwala na wyselekcjonowanie użytecznych sygnałów diagnostycznych oraz wstępny dobór właściwych metod ekstrakcji symptomów awarii.

Najwięcej uszkodzeń występujących w nowoczesnych układach napędowych spowodowanych jest nieprawidłowościami pracy łączników tranzystorowych IGBT, które

polegają na zwarcjach bądź braku przewodzenia prądu (ang. *short/open-switch fault*) [4], [14]. W przypadku awarii łączników półprzewodnikowych, często dokonywany jest podział na uszkodzenia fizyczne urządzeń (np. IGBT) oraz błędy spowodowane nieprawidłową pracą obwodów sterujących bramkami tranzystorów. Jednak w większości przypadków oba rodzaje zdarzeń klasyfikowane są do jednej grupy uszkodzeń, której udział w ogólnej liczbie awarii jest znacznie większy niż połowa. Na rysunku 2 pokazano najczęściej rozpatrywane w literaturze typy uszkodzeń przekształtników energoelektronicznych [14], [20].

Należy zwrócić szczególną uwagę na różnicę pomiędzy nieprawidłowością pracy tranzystora przejawiającą się brakiem zdolności przewodzenia prądu, a „przerwą” spowodowaną awarią całego modułu tranzystorowego (tranzystor + dioda zwrotna). W przypadku pierwszego rodzaju uszkodzenia, dioda zwrotna zachowuje pełną funkcjonalność, a błąd działania łącznika, może być spowodowany awarią bramki, bądź urządzenia sterującego.

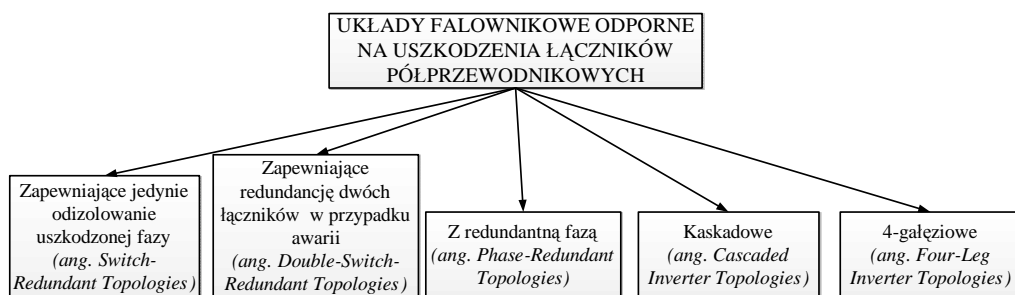


Rys. 2. Schematy poglądowe obwodu jednej fazy falownika podczas jego prawidłowej pracy (a) oraz w warunkach: uszkodzenia uniemożliwiającego przepływ prądu na drodze kolektor-emiter jednego tranzystora (b), przerwy obwodu wynikającej z awarii jednego modułu tranzystorowego (c), uszkodzenia uniemożliwiającego przepływ prądu na drodze kolektor-emiter dwóch tranzystorów (d), przerwy jednej fazy (e), zwarcia jednego tranzystora (f), zwarcia dwóch tranzystorów (g)

Nadmierna eksploatacja napędów, narażająca przekształtnik na przeciążenia, jest częstą przyczyną uszkodzeń urządzeń energoelektronicznych. Awarie te prowadzą do obniżenia jakości wykonywanego procesu oraz mogą mieć postępowy charakter. Z tego powodu szczególnie ważnym zadaniem jest realizacja monitoringu, zapewniającego jak najszybszą lokalizację uszkodzenia, co pozwala na przeprowadzenie czynności służących kompensacji niekorzystnych jego skutków. Elektromagnetyczna stała czasowa napędu jest niewielka w stosunku do stałej mechanicznej, dlatego też najczęściej stosowanymi sygnałami diagnostycznymi są prądy fazowe silnika, w których symptomy uszkodzenia są najwcześniej widoczne. Obecnie, za użyteczną przyjmuje się taką metodę diagnostyki uszkodzeń, przy której czas potrzebny na realizację procesu lokalizacji awarii nie przekracza wartości dwóch okresów przebiegu prądu.

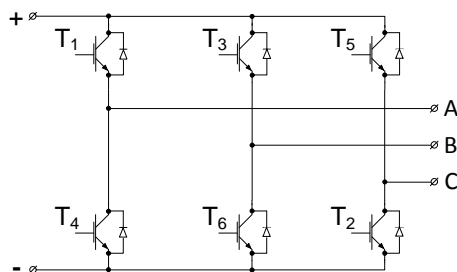
4. UKŁADY FALOWNIKÓW NAPIĘCIA ODPORNE NA USZKODZENIA ŁĄCZNIKÓW TRANZYSTOROWYCH

W przypadku uszkodzeń łączników półprzewodnikowych w przekształtnikach energoelektronicznych, w zasadzie zawsze wykorzystywana jest redundancja. Wynika to najczęściej z konieczności fizycznego odizolowania nieprawidłowo pracującego elementu, co możliwe jest jedynie poprzez zastosowanie dodatkowych obwodów oraz łączników półprzewodnikowych. Układy falownikowe odporne na uszkodzenia łączników półprzewodnikowych, opisane dotychczas w literaturze, można podzielić na kilka grup, które zostały przedstawione na rys. 3 [20].



Rys. 3. Klasyfikacja układów falownikowych odpornych na uszkodzenia łączników

Autorzy publikacji [20] opracowali proste kryterium oceny takich rozwiązań falowników napięcia, biorące pod uwagę moc wyjściową jaka może być uzyskana z uszkodzonego przekształtnika oraz koszty wynikające z zastosowania konkretnej topologii. Sformułowane do tego celu wskaźniki mają charakter znormalizowany i odnoszą się do przedstawionego na rysunku 4 dwupoziomowego falownika napięcia.

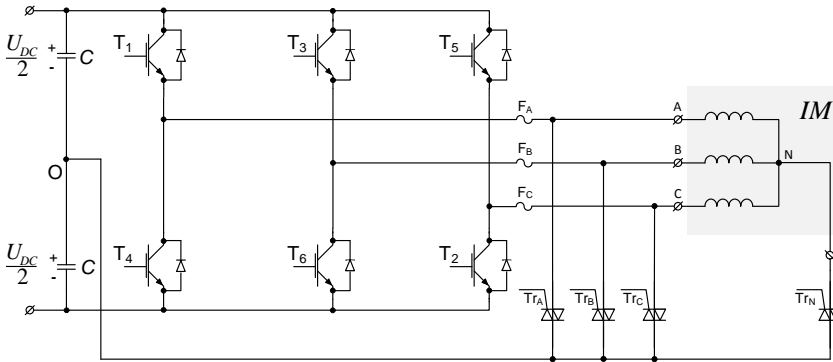


Rys. 4. Schemat obwodowy dwupoziomowego falownika napięcia

Na rysunku 5 pokazano opisany w pracy [7] układ falownikowy, którego koncepcja zakłada jedynie odizolowanie fazy, w której nastąpiło uszkodzenie. Konfiguracja

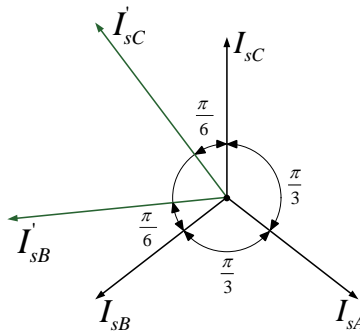
przekształtnika zapewnia odporność na zwarcie (rys. 2f) bądź uszkodzenie typu „przerwa” jednego łącznika (rys. 2b) lub „przerwę” obwodu całej fazy (rys. 2e).

Podczas pracy w pełni sprawnego falownika (ang. *pre-fault configuration*), każdy z triaków (T_{rA} , T_{rB} , T_{rC} , T_{rN}) jest wyłączony (ang. *off-mode*). Zasada działania przekształtnika opiera się na utworzeniu połączenia między punktem neutralnym silnika (N), a neutralnym punktem filtra wejściowego falownika (O).



Rys. 5. Przykładowa konfiguracja falownika zapewniającego odizolowanie uszkodzonej fazy

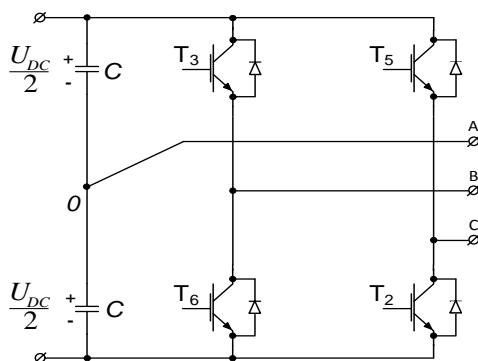
W przypadku wystąpienia uszkodzenia typu „przerwa” następuje załączenie jedynie T_{rN} . Ponadto, ażeby utrzymać stałą wartość strumienia wirnika, wymagane jest $\sqrt{3}$ krotne zwiększenie amplitudy prądów nieuszkodzonych faz oraz przesunięcie ich w fazie o kąt $\pi/6$ [20], jak pokazano na rysunku 6.



Rys. 6. Gwiazda prądów fazowych stojana przed rekonfiguracją obwodu falownika wymuszoną uszkodzeniem typu „przerwa” w fazie A oraz po rekonfiguracji obwodu oraz poprawnymysterowaniu przekształtnika

W przypadku zwarcia jednego z łączników falownika następuje odizolowanie uszkodzonej fazy falownika za pomocą bezpiecznika (F_A , F_B , F_C) oraz niezbędne jest

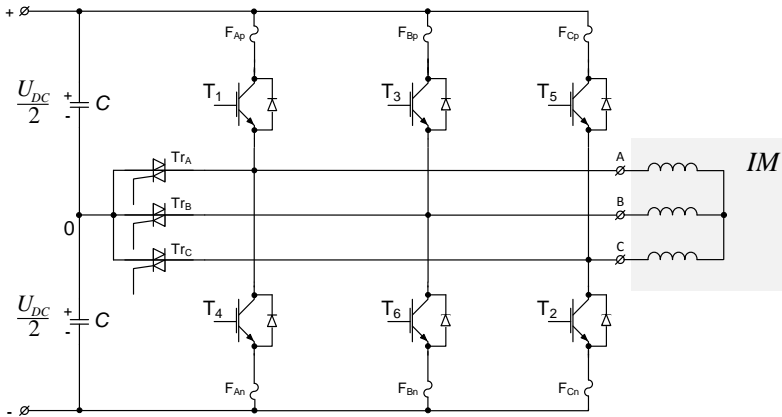
niezwłoczne rozwarczenie nieuszkodzonego tranzystora (ang. *off-mode*) fazy, w której nastąpiła awaria, tak aby uniemożliwić przepływ prądu zwarciovego przez kondensatory filtra wejściowego, chroniąc tym samym przekształtnik przed dalszymi uszkodzeniami. Następnie jest realizowane załączenie odpowiedniego triaka, zależnie od lokalizacji awarii (T_{rA} w przypadku uszkodzenia fazy A). Otrzymana w ten sposób konfiguracja obwodowa przekształtnika (ang. *post-fault configuration*) jest równoważna układowi trójfazowego falownika, którego schemat został przedstawiony na rysunku 7 oraz może być również zastosowana w przypadku awarii polegających na braku przewodzenia prądu przez tranzystory w jednej fazie falownika.



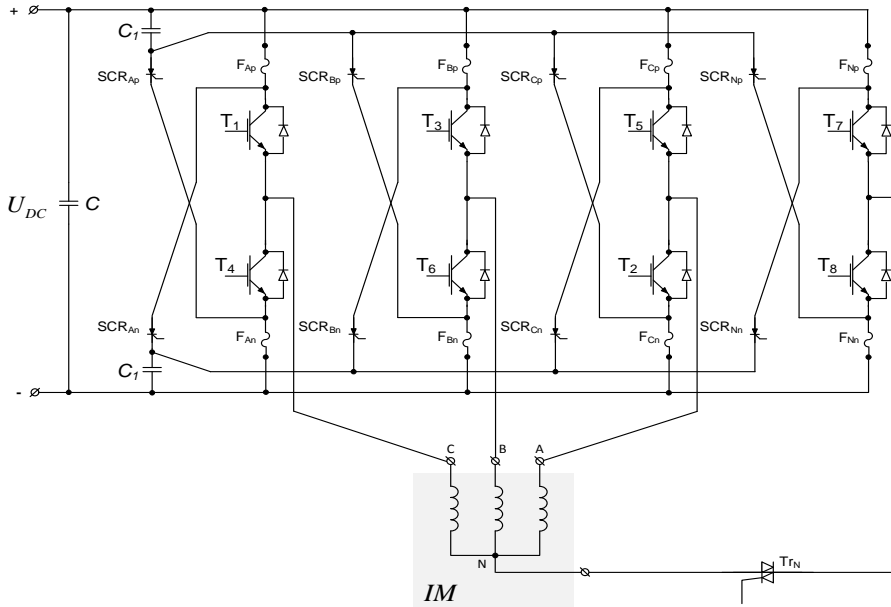
Rys. 7. Ideowy schemat obwodowy falownika odpornego na uszkodzenia po odizolowaniu uszkodzonej gałęzi fazy A przekształtnika (ang. *post-fault configuration*)

Po rekonfiguracji falownika napięcia, która polega na zwarceniu punktu neutralnego (N) silnika z punktem neutralnym falownika (0), możliwa jest praca napędu ze znamionowym momentem obciążenia przy prędkości ograniczonej do około 75% znamionowej wartości, natomiast w przypadku, gdy jest odseparowana uszkodzona faza przekształtnika energoelektronicznego oraz zwarta odpowiednia faza silnika do punktu środkowego filtra wejściowego falownika możliwa jest praca PUN z znamionowym obciążeniem z prędkością mniejszą niż połowa wartości znamionowej. Wynika to z ograniczenia maksymalnej wartości napięcia wyjściowego falownika w układzie po przeprowadzonej rekonfiguracji. Niewątpliwą wadą przedstawionej topologii jest wymagany dostęp do zacisków punktu neutralnego filtra wejściowego przekształtnika oraz punktu neutralnego silnika, co w dużym stopniu ogranicza możliwość opisaną topologią przekształtnika. Alternatywą do wyżej opisaną konfiguracji falownika może być układ o podobnej topologii przedstawionej na rysunku 8, w którym nie jest wykorzystywany punkt neutralny silnika [5]–[7], [12], [20]. Maksymalna, skuteczna wartość napięcia wyjściowego przekształtnika jest ograniczona do połowy. W związku z tym, również możliwa do uzyskania na stałym poziomie wartość prędkości silnika stanowi około połowę wartości znamionowej.

Konfiguracja falownika zapewniająca odporność na wszystkie wcześniej opisane rodzaje uszkodzeń (rys. 2) została pokazana na rysunku 9. Jest ona przykładem przekształtnika należącego do grupy określanej jako *double-switch redundant topology* [2].

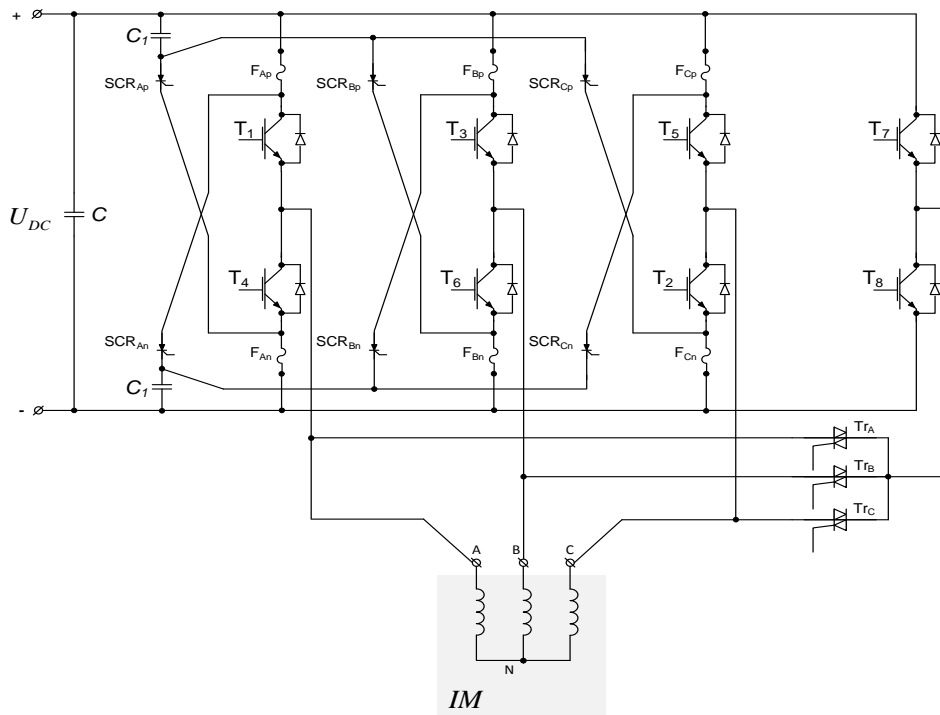


Rys. 8. Przykładowa konfiguracja falownika odpornego na uszkodzenia nie wymagająca dostępu do punktu neutralnego silnika (ang. *switch-redundant topology*)



Rys. 9. Konfiguracja falownika umożliwiającą kompensację uszkodzenia dwóch łączników w różnych fazach przekształtnika (ang. *double-switch redundant topology*)

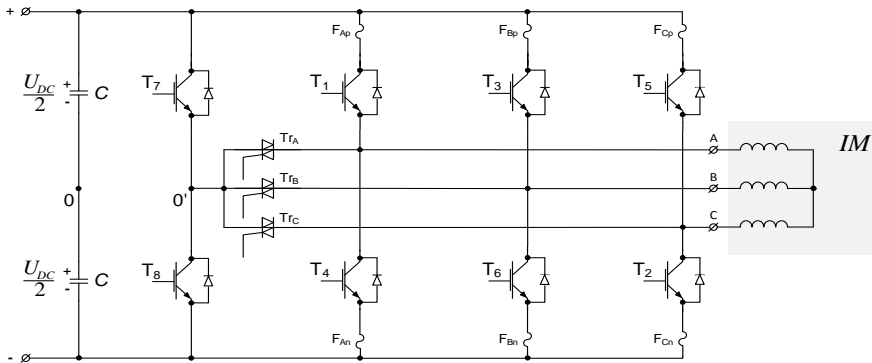
Podczas pracy w pełni sprawnego falownika każdy z tyrystorów ($SCR_{a,b,c}$) oraz triak (Tr_N) jest wyłączony (rozwartry). Po nastąpieniu awarii w jednej z faz (np. A), włączane są tyrystory powiązane z uszkodzoną fazą (SCR_{ap} oraz SCR_{an}), w wyniku czego dochodzi do zwarcia przez kondensatory C_1 . Po zadziałaniu odpowiednich bezpieczników (F_{ap} oraz F_{an}) uszkodzony obwód zostaje odizolowany. Następnie załączane są tyrystory gałęzi zapasowej (SCR_N) oraz triak (Tr_N). Tranzystory T_7 oraz T_8 są wykorzystywane do modulacji napięcia zasilającego maszynę. W przeciwieństwie do wcześniej zaprezentowanej konfiguracji falownika z rys. 5, ta nie wymaga dostępu do punktu neutralnego filtra wejściowego falownika, co pozwala na uniknięcie problemów związanych z nierównowagą napięć w tym obwodzie, które powodują znaczne pulsacje momentu elektromagnetycznego silnika. Poza tym należy zauważyć, że po wystąpieniu uszkodzenia w gałęzi neutralnej przekształtnika zapewnione jest jej odizolowanie oraz dalsza praca napędu w konfiguracji równoważnej do standardowego układu falownika wcześniej przedstawionego na rys. 4, która jednak nie wykazuje odporności na dalsze uszkodzenia. Mimo wielu zalet opisanego układu, ze względu na dużą liczbę dodatkowych urządzeń półprzewodnikowych możliwość jego implementacji przemysłowej, z uwagi na wysokie koszty, jest raczej silnie ograniczona.



Rys. 10. Konfiguracja falownika umożliwiająca kompensację uszkodzenia dwóch łączników w różnych fazach przekształtnika (ang. *phase-redundant topology*)

Do kolejnej grupy przekształtników odpornych na uszkodzenia należy układ z redundantną fazą (ang. *phase-redundant topology*) [20], którego przykład został pokazany na rysunku 10.

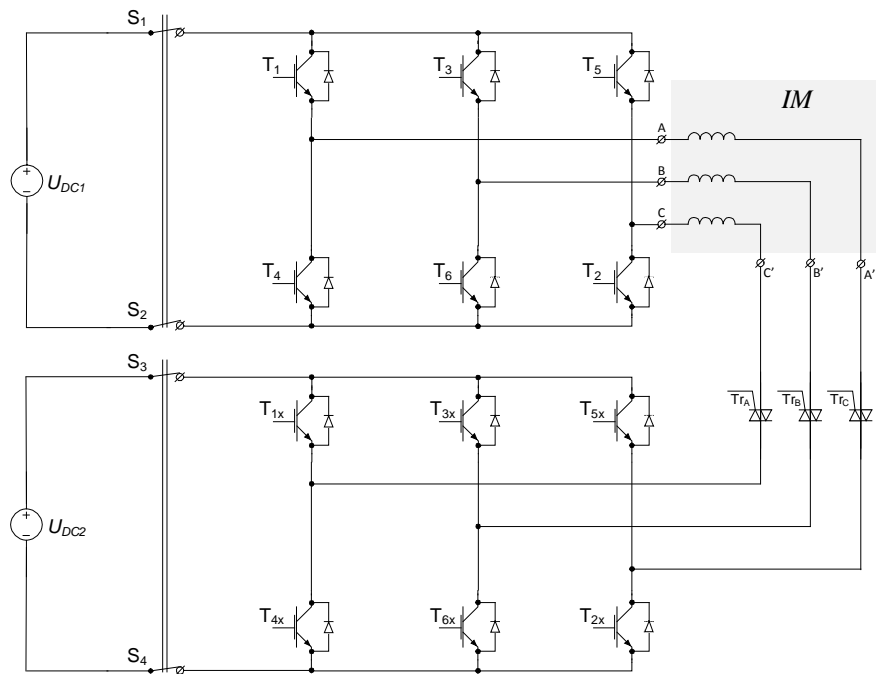
Budowa przekształtnika zapewnia odporność na wszystkie omawiane rodzaje uszkodzeń (rys. 2), przy zachowaniu znamionowej mocy wyjściowej, co niewątpliwie stanowi jej dużą zaletę oraz umożliwia szerszą implementację przemysłową. Zasada działania polega na odizolowaniu uszkodzonej gałęzi falownika w sposób analogiczny do omawianego w poprzednim przykładzie przekształtnika (rys. 9), po czym dzięki załączeniu triaka (T_{rA} , T_{rB} , T_{rC}), zależnego od lokalizacji awarii, następuje włączenie do obwodu nieaktywnej dotychczas redundantnej gałęzi falownika oraz odpowiednie wysterowanie tranzystorów T_7 , T_8 . Do tej samej grupy falowników można również zaliczyć układ pokazany na rysunku 11. W tym przypadku, brak dodatkowych tyrystorów oraz kondensatorów sprawia, że nie ma możliwości wymuszenia zadziałania bezpieczników w poszczególnych fazach falownika.



Rys. 11. Przykładowa konfiguracja falownika z redundantną fazą (ang. *phase-redundant topology*)

Na rysunku 12 pokazano układ falownika napięcia [3], [18]–[20], który umożliwia prawidłową regulację prędkości oraz niski poziom pulsacji momentu elektromagnetycznego silnika podczas uszkodzeń polegających na zwarciu bądź braku przewodzenia prądu jednego z tranzystorów, przerwę w jednej z faz, zwarcie fazowe lub uszkodzenie jednego ze źródeł napięcia stałego zasilającego falownik [18]. Przekształtnik energoelektroniczny składa się z dwóch trójfazowych mostków tranzystorowych, których wyjścia są podłączone do początków uzwojeń poszczególnych faz silnika. Podniesienie niezawodności układu oraz rozszerzenie jego możliwości generacji napięcia wyjściowego o różnych poziomach wartości jest możliwe poprzez zastosowanie odseparowanych dwóch źródeł napięcia stałego U_{DC1} , U_{DC2} . W przypadku, gdy $U_{DC2} = 0$ V, możliwe do uzyskania wektory napięć wyjściowych falownika są identyczne jak w przypadku klasycznego dwupoziomowego, trójfazowego falownika napięcia, ponieważ jedne z końców trzech uzwojeń silnika są zwarte. Gdy $U_{DC2} = 0,2 U_{DC1}$, ist-

nieje możliwość generacji wektorów napięć, które są skupione w siedem symetrycznie rozlokowanych na płaszczyźnie zespolonej grup. Jeżeli $U_{DC2} = 0,5 U_{DC1}$, omawiany przekształtnik może emulować pracę falownika cztero-poziomowego, natomiast w przypadku gdy wartości napięć stałych dwóch źródeł zasilających falownik są sobie równe, topologia falownika umożliwi generację trzech poziomów napięć. Jedną z istotnych zalet układu jest stała wartość napięć wejściowych falownika, co w znacznym stopniu upraszcza algorytm sterowania. Poza tym, możliwe jest bezpośrednie wymuszenie napięć fazowych silnika, dzięki koncepcji dwustronnego zasilania uzwojenia. Zastosowanie tranzystorów o odpowiednich parametrach napięciowych oraz silnika o uzwojeniu umożliwiającym bezawaryjną pracę przy podwyższonym napięciu zasilającym, pozwala na regulację prędkości napędu w znacznie szerszym zakresie niż w przypadku standardowego układu dwupoziomowego falownika napięcia.



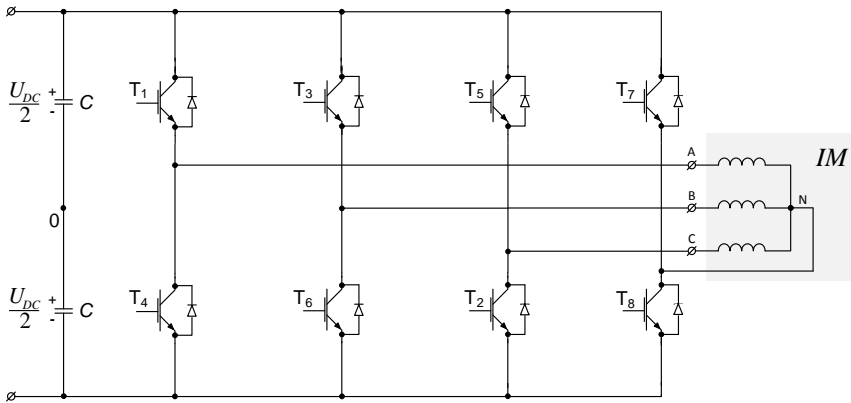
Rys. 12. Falownik kaskadowy zasilany z dwóch odseparowanych źródeł napięcia stałego
(ang. *cascaded inverter topology*)

W razie zwarcia jednego z tranzystorów, np. T_{1x} , górne tranzystory (T_{3x} oraz T_{5x}) są zwierane na stałe do bieguna dodatniego źródła napięcia stałego U_{DC2} . W ten sposób uzyskuje się układ równoważny standardowemu dwupoziomowemu falownikowi napięcia. W przypadku wykorzystania jednego źródła napięcia do zasilania falownika, w trakcie zwarcia tranzystora, w zależności od miejsca uszkodzenia (mostek zasilający

początki, bądź końce uzwojeń silnika), dodatkowo są parami rozwierane dwukierunkowe łączniki (np. styczniki, bądź triaki) S_1 i S_2 lub S_3 oraz S_4 .

W przypadku uszkodzeń polegających na przerwie w jednej z faz falownika bądź braku przewodzenia prądu przez tranzystor falownika zasilanego z dwóch źródeł napięcia stałego, możliwe jest sterowanie przy zasilaniu jedynie dwóch faz silnika. Do tego celu, konieczne jest zastosowanie dodatkowych urządzeń półprzewodnikowych (TrA, TrB, TrC) w celu odseparowania uszkodzonej fazy.

Opisana topologia falownika stanowi ciekawą alternatywę do wcześniej zaprezentowanych układów, niemniej jednak koszt związany z zastosowaną szeroką redundancją sprzętową znacznie ogranicza zakres potencjalnych aplikacji.



Rys. 13. Przykładowa konfiguracja falownika czterogaźziowego (ang. *four-leg inverter topology*)

Na rysunku 13 pokazano układ falownika, o budowie zapewniającej odporność na uszkodzenia jednego, dwóch bądź trzech łączników jednej z grup tranzystorów przekształtnika (anodowej lub katodowej), polegające na nieprzewodzeniu prądu na skutek błędów urządzeń sterujących (ang. *drivers*) bądź awarii bramek tranzystorów. Zachowanie wysokiej jakości pracy napędu po wystąpieniu uszkodzenia jest możliwe dzięki zmianie algorytmu sterowania. Strategia sterowania opiera się na histerezowej regulacji składowych symetrycznych prądu stojana. Po wystąpieniu awarii jednego z tranzystorów falownika, w uszkodzonej fazie może płynąć jedynie jednokierunkowy prąd. Idea regulacji polega na sformułowaniu modelu silnika w taki sposób, aby uniezależnić wartości napięć fazowych silnika od wartości napięcia u_{N0} , pomiędzy punktem neutralnym maszyny oraz filtra wejściowego falownika. W tym celu do równań napięciowych silnika zostały dodane odpowiednie sygnały kompensujące. Przekształcając równania napięciowe uzyskuje się wartości zadane prądów silnika. Dzięki odpowiedniemu sterowaniu tranzystorami T7 oraz T8, metoda znacznie się upraszcza, ponieważ średnia wartość napięcia u_{N0} jest regulowana na poziomie zero, a więc uprzednio zmodyfikowane równania napięciowe silnika, stają się niezależne od napięcia u_{N0} .

Autorzy zaproponowali dwie struktury regulacji oparte na wykorzystaniu regulatorów histerezowych oraz liniowych regulatorów PI [16].

Przedstawiony układ falownika nie zachowuje znamionowej mocy wyjściowej w trakcie pracy po wystąpieniu uszkodzenia. Do jego niewątpliwych zalet należy niski koszt zastosowanej redundancji sprzętowej, niemniej jednak fakt odporności jedynie na uszkodzenia typu *open-switch fault* sprawia, że zakres implementacji praktycznej omawianego układu przekształtnikowego ulega znacznemu ograniczeniu.

5. PODSUMOWANIE

W artykule zaprezentowano jedynie kilka najprostszych, przykładów falowników odpornych na uszkodzenia łączników półprzewodnikowych, których koncepcja jest oparta na rozbudowie podstawowego układu przedstawionego na rysunku 4. W zależności od analizowanego rodzaju awarii oraz przyjętej koncepcji odizolowania uszkodzonego obwodu, konieczne jest zastosowanie różnej liczby dodatkowych elementów w postaci kondensatorów, triaków, tyrystorów i bezpieczników, które przyczyniają się do obniżenia sprawności przekształtników oraz podniesienia ich kosztów produkcji. Zakres zastosowania niektórych z zaprezentowanych topologii przekształtników jest w dużej mierze ograniczony przez wymagania związane z dostępem do punktu neutralnego silnika bądź falownika.

Wybór odpowiedniej topologii przekształtnika jest uzależniony od wymagań konkretnej aplikacji. W przypadku napędów elektrycznych, w stosunku do których jest oczekiwane zachowanie znamionowych parametrów pracy po wystąpieniu uszkodzenia, najbardziej odpowiednią strukturą przekształtnikową jest układ z redundantną fazą (rys. 10). W pozostałych typach aplikacji, w których dopuszcza się możliwość obniżenia w pewnym stopniu parametrów pracy, decyzja związana z zastosowaniem danego typu falownika jest zawsze oparta na kompromisie pomiędzy kosztem zakupu, a wymaganą funkcjonalnością. Na podstawie przeglądu literatury można jednak stwierdzić, że w przypadku najnowszych technik sterowania odpornego na uszkodzenia przekształtników obserwowany jest przede wszystkim rozwój strategii zakładających minimalizację zakresu zastosowania redundancji sprzętowej na korzyść programowej, co prowadzi nie tylko do obniżenia kosztów budowy, ale również podniesienia niezawodności układu. W szczególności rozwijane są nowe metody, których działanie opiera się na zmianie algorytmu modulacji SVPWM (ang. *Space Vector Modulation*) po nastąpieniu awarii [1], [9]–[11]. Do ich głównych zalet należy przede wszystkim zapewnienie stałej częstotliwości łączy, a przez to wyższej sprawności układu. Poza tym niektóre z nich posiadają zdolność kompensacji wpływu niestabilizowanego źródła napięcia stałego członu pośredniczącego przekształtnika. Przykładem takiej metody jest opisana w artykule [9] technika sterowania trójfazowym falownikiem napięcia o topologii wykorzystującej cztery tranzystory IGBT. Rozwiązanie to różni

się od najczęściej stosowanych w tym przypadku algorytmów SVPWM opartych na informacji o położeniu wektora napięcia stojana na płaszczyźnie zespolonej podzielonej na cztery sektory, np. [1]. Przedstawiona metoda zakłada podział płaszczyzny α - β na sześć sektorów, podobnie jak przy regulacji klasycznych trójfazowych falowników mostkowych (rys. 4), przy czym sposób obliczania czasów załączeń odpowiednich wektorów aktywnych (ang. *active vectors*) zapewnia kompensację wahań (ang. *ripples*) wejściowego napięcia stałego falownika. Pozwala to na zachowanie stałej amplitudy wektora strumienia stojana, uzyskanie prądów fazowych napędu o mniejszym zniekształceniu, co w konsekwencji ma swoje odzwierciedlenie w gładkim przebiegu momentu elektromagnetycznego maszyny, gwarantując tym samym wysoką jakość realizowanego procesu.

Praca zrealizowana w ramach projektu finansowanego przez Narodowe Centrum Nauki na podstawie decyzji DEC-2013/09/B/ST7/04199.

LITERATURA

- [1] ALAVIJE H.S., AKHBARI M., *Investigation of Induction Motor Drive Behavior in Low-cost Fault Tolerant Control for Electric Vehicles*, IEEE 5th Int. Power Engineering and Optimization Conf., PEOCO, Shah Alam, Selangor, Malaysia, 2011, 176–181.
- [2] BOLOGNANI S., ZORDAN M., ZIGLIOTTO M., *Experimental fault-tolerant control of a PMSM drive*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2000, Vol. 47, No. 5, 1134–1141.
- [3] CORZINE K.A., SUDHOFF S.D. WHITCOMB C.A., *Performance characteristics of a cascaded two-level converter*, IEEE Trans. on Energy Conversion, 1999, Vol. 14, No. 3, 433–439.
- [4] CUI B., *Simulation of Inverter with Switch Open Faults Based on Switching Function*, Proc. IEEE Int. Conf. on Automation and Logistics, Jinan, China, 2007, 2774–2778.
- [5] DE ARAUJO RIBEIRO R.L., JACOBINA C.B., DA SILVA E.R.C., LIMA A.M.N., *Fault-Tolerant Voltage-Fed PWM Inverter AC Motor Drive Systems*, IEEE Trans. Industrial Electronics, 2004, Vol. 51, No. 2, 439–446.
- [6] EL BADASI B., BOUZIDI B., MASMOUDI A., *DTC Scheme for a Four-Switch Inverter-Fed Induction Motor Emulating the Six-Switch Inverter Operation*, IEEE Trans. on Power Electronics, 2013, Vol. 28, No. 7, 3528–3538.
- [7] FU JR., LIPO T.A., *A Strategy to Isolate the Switching Device Fault of a Current Regulated Motor Drive*, Proc. of IEEE Industry Appl. Soc. Ann. Meet., Toronto, Canada, 1993, Vol. 2, 1015–1020.
- [8] ISERMANN R., *Fault-Diagnosis Applications, Model-Based Condition Monitoring: Actuators, Drives, Machinery, Plants, Sensors, and Fault-tolerant Systems*, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg 2011.
- [9] JANG DH., YOON DY., *Space-Vector PWM Technique for Two-Phase Inverter-Fed Two-Phase Induction Motors*, IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, Vol. 39, No. 2, 542–549.
- [10] KIM M.H., LEE S., LEE K.CH., *Kalman Predictive Redundancy System for Fault Tolerance of Safety-Critical Systems*, IEEE Trans. Industrial Informatics, 2010, Vol. 6, No. 1, 46–53.
- [11] LEE H.H., DZUNG P.Q., PHUONG L.M., KHOA L.D., THANH H.T., *New Space Vector Control Approach for Four Switch Three Phase Inverter under DC-Link Voltage Ripple*, Proc. IEEE Int. Conf. Sustainable Energy Technologies, ICSET, Singapore, 2008, 1059–1064.
- [12] NACUSSE M.A., ROMERO M., HAIMOVICH H., SERON M.M., *DTFC versus MPC for induction motor control reconfiguration after inverter faults*, Conf. on Control and Fault-Tolerant Systems, 2010, 759–764.

- [13] PIRES V.F., AMARAL T.G., SOUSA D., MARQUES G.D., *Fault detection of voltage-source inverter using pattern recognition of the 3D current trajectory*, 8th IEEE Reg. Int. Conf. Comp. Tech., 2010, 617–621.
- [14] ROTHENHAGEN K., FUCHS F.W., *Performance of Diagnosis Methods for IGBT Open Circuit Faults in Voltage Source Active Rectifiers*, Proc. 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conf., Aachen, Germany, 2004, Vol. 6, 4348–4354.
- [15] RODRÍGUEZ M.A., CLAUDIO A., THEILLIOL D., VELA L.G., HERNÁNDEZ L., *A Strategy to Replace the Damaged Element for Fault-Tolerant Induction Motor Drive*, Proc. 5th Int. Conf. Electrical Eng., Computing Science and Automatic Control (CCE 2008), Mexico City, Mexico, 2008, 51–55.
- [16] RIBEIRO R.L.A., JACOBINA C.B., LIMA A.M.N., DA SILVA E.R.C., *A Strategy for Improving Reliability of Motor Drive Systems Using a Four-Leg Three-Phase Converter*, Proc. 16th Ann. IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition, Anaheim, CA, United States, 2001, Vol. 1, 385–391.
- [17] SOBAŃSKI P., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Wpływ uszkodzenia tranzystora IGBT falownika napięcia na przebiegi zmiennych stanu silnika indukcyjnego ze sterowaniem wektorowym*, Przegląd Elektrotechniczny, 2013, vol. 89, nr 2b, 162–165.
- [18] WANG Y., LIPO T.A., PAN D., *Robust Operation of Double-Output AC Machine Drive*, IEEE 8th Int. Conf. Power Electronics and ECCE Asia, ICPE & ECCE, The Shilla Jeju, Korea, 2011, 140–144.
- [19] WELCHKO B.A., WAI J., JAHNS T.M., JAHNS T.M., LIPO T.A., *Magnet-Flux-Nulling Control of Interior PM Machine Drives for Improved Steady-State Response to Short-Circuit Faults*, IEEE Trans. Industry Applications, 2006, Vol. 42, No. 1, 113–120.
- [20] WELCHKO B.A., LIPO T.A., JAHNS T.M., SCHULZ S.E., *Fault Tolerant Three-Phase AC Motor Drive Topologies: A Comparison of Features, Cost, and Limitations*, IEEE Trans. Power Electronics, 2004, Vol. 19, No. 4, 1108–1116.

SURVEY ON TWO-LEVEL VOLTAGE INVERTERS ROBUST TO IGBT FAULTS

This survey paper deals with the problem of fault tolerant control of AC motor drives. Basic problems have been formulated and the classification of fault tolerant control methods has been presented. The main attention was focused to the IGBT faults of the two-level voltage inverter supplying AC motor drives. The most popular inverter topologies suitable for post-fault operation of the drive system have been presented and discussed.

*przekształtnik sieciowy AC/DC, metody bezczujnikowe,
 tranzystor IGBT, diagnostyka uszkodzeń*

Piotr SOBAŃSKI*, Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA*

ANALIZA I DIAGNOSTYKA USZKODZEŃ TRANZYSTORÓW W PRZEKSZTAŁTNIKU SIECIOWYM AC/DC

W artykule przedstawiono analizę symptomów uszkodzeń polegających na braku przewodzenia prądu przez jeden z tranzystorów IGBT w układzie sterowania przekształtnikiem AC/DC z orientacją wektora prądu względem wektora napięcia sieci. Głównym celem niniejszej pracy było zbadanie możliwości implementacji w układach przekształtnikowych AC/DC o dwukierunkowym przepływie energii znanych metod diagnostyki awarii tranzystorów dwupoziomowego falownika napięcia. Przedstawione wyniki badań mają charakter porównawczy, tj. zostały uzyskane za pomocą symulacyjnych modeli przekształtnika AC/DC w układzie regulacji z pomiarem napięć sieci zasilającej oraz w strukturze sterowania bezczujnikowego.

1. WSTĘP

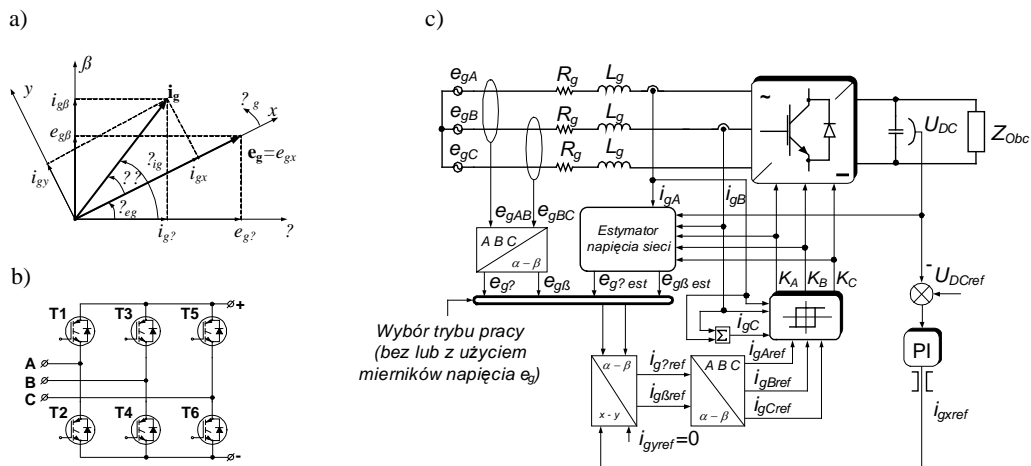
Stosowane w nowoczesnych układach napędowych przekształtniki sieciowe AC/DC ze sterowaniem wektorowym umożliwiają nie tylko dwukierunkowy przepływ energii, ale również zapewniają sinusoidalny kształt prądów pobieranych z sieci oraz jednostkowy współczynnik mocy w każdym stanie bezawaryjnej pracy napędu [3]–[6]. Obniżenie kosztów produkcji wspomnianych przekształtników, nazywanych również prostownikami PWM zostało uzyskane dzięki zastosowaniu algorytmów estymacji zmiennych stanu przetwarzanych w układzie sterowania, pozwalających na redukcję liczby używanych w procesie regulacji układów pomiarowych. Ponadto, dzięki systemom monitorowania uszkodzeń możliwa jest minimalizacja kosztów spowodowanych awariami, których konsekwencją są nieoczekiwane przestoje procesów technologicznych. Jednym z rodzajów uszkodzeń układów przekształtnikowych są nieprawidłowości pracy tranzystorów IGBT, które polegają na braku przewodzenia prądu [8]–[10]. W ostatnich latach zaprezentowano wiele metod

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-370 Wrocław, e-mail: piotr.sobanski@pwr.wroc.pl, teresa.orlowska-kowalska@pwr.wroc.pl

diagnostyki tego rodzaju awarii. Poprawność działania wspomnianych technik została zweryfikowana przede wszystkim w układach falowników napięcia, zasilających silniki prądu przemiennego, np. [1], [2], [9]. Prace, w których przedstawiono metody diagnostyki uszkodzeń łączników tranzystorowych w prostownikach PWM dotyczą głównie struktur z pomiarem napięć sieci, np. [7]. W niniejszym artykule zaprezentowano przebiegi wybranych zmiennych diagnostycznych w układzie sterowania przekształtnikiem AC/DC, zarówno z pomiarem napięć sieci zasilającej jak i w układzie bezczujnikowym. Sformułowano reguły diagnostyczne, które mogą zostać wykorzystane do opracowania systemu detekcji uszkodzeń tranzystorów przekształtnika.

2. METODA STEROWANIA PRZEKSZTAŁTNIKIEM AC/DC W UKŁADZIE Z ORIENTACJĄ WEKTORA PRĄDU SIĘCI WZGLĘDEM WEKTORA NAPIĘCIA SIĘCI

Na rysunku 1 przedstawiono analizowaną strukturę sterowania prostownikiem PWM z orientacją wektora prądu sieci \mathbf{i}_g względem wektora napięcia sieci \mathbf{e}_g oraz wykres wektorowy [3]–[6].



Rys. 1. Układ sterowania przekształtnikiem AC/DC z orientacją wektora prądu sieci względem wektora napięcia sieci: wykres wektorowy opisujący zasadę działania (a), schemat obwodowy mostka prostowniczego (b) oraz schemat blokowy układu sterowania (c)

Wektor napięcia sieci może być wyznaczony na podstawie znajomości wektora napięcia przekształtnika \mathbf{u}_p oraz napięcia dławika sieciowego \mathbf{u}_L zgodnie z zależnościami [4], [5]:

$$\mathbf{e}_{gest} = \mathbf{u}_{pest} + \mathbf{u}_{Lest} \cdot \quad (1)$$

Składowe napięcia przekształtnika zostały obliczone za pomocą równań (2) [4], [5]:

$$u_{p\alpha est} = \frac{2}{3} U_{DC} \left(K_A - \frac{1}{2} (K_B + K_C) \right), \quad (2)$$

$$u_{p\beta est} = \frac{\sqrt{3}}{3} U_{DC} (K_B - K_C)$$

przy czym:

U_{DC} – napięcie na kondensatorze filtrującym,

$K_{A,B,C}$ – wartości sygnałów wyjściowych regulatorów histerezowych prądu poszczególnych faz prostownika.

Napięcie dławika sieciowego obliczono wykorzystując równania (3) [4], [6]:

$$u_{L\alpha est} = -\frac{2}{3} \frac{1}{i_{g\alpha}^2 + i_{g\beta}^2} i_{g\beta} q_L, \quad (3)$$

$$u_{L\beta est} = \frac{2}{3} \frac{1}{i_{g\alpha}^2 + i_{g\beta}^2} i_{g\alpha} q_L$$

gdzie:

$i_{g\alpha,\beta}$ – składowe prądu sieci,

q_L – chwilowa wartość mocy biernej pobieranej przez dławik L_g liczona zgodnie z zależnością (4) [4, 6]:

$$q_L = \frac{3L_g}{\sqrt{3}} \left(\frac{di_{gA}}{dt} i_{gC} - \frac{di_{gC}}{dt} i_{gA} \right) \quad (4)$$

przy czym $i_{gA,B,C}$ – prądy fazowe sieci.

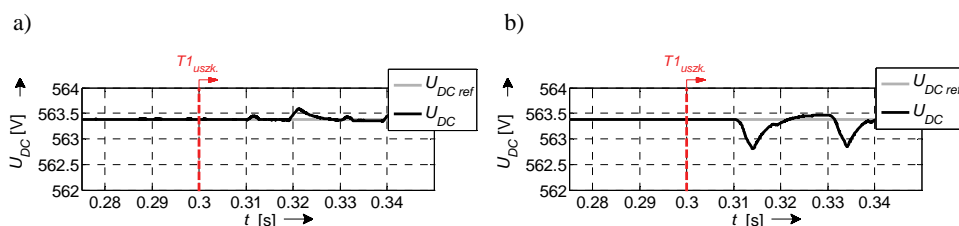
3. DIAGNOSTYKA USZKODZEŃ TRANZYSTORÓW PRZEKSZTAŁTNIKA AC/DC

Dzięki zastosowaniu kondensatora filtrującego (rys. 1c) o dostatecznie dużej pojemności oraz wykorzystaniu dławików sieciowych L_g zarówno w strukturze sterowania z pomiarem napięć sieci jak i układzie bezczujnikowym pulsacje wyjściowego napięcia prostownika U_{DC} spowodowane uszkodzeniem jednego z jego tranzystorów są nieznaczne (rys. 2). Niemniej jednak praca z zachowaniem jednostkowego współczynnika mocy przekształtnika oraz zachowanie sinusoidalnego kształtu prądów sieci $i_{gA,B,C}$ w trakcie awarii polegającej na braku przewodzenia prądu przez jeden z tranzy-

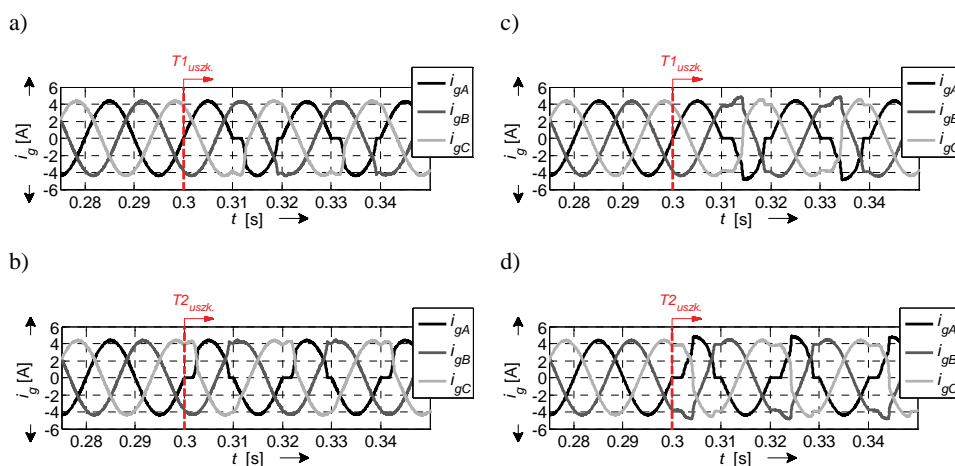
storów prostownika jest niemożliwa (rys. 3). W związku z czym, wydaje się być zasadnym zastosowanie odpowiednich układów monitorujących stan techniczny przekształtnika, pozwalających na możliwie szybkie zlokalizowanie awarii oraz naprawę.

Metody diagnostyki uszkodzeń przekształtników energoelektronicznych można podzielić na techniki, w których są wykorzystywane przetworzone sygnały prądowe bądź napięciowe. W dalszej części pracy przeanalizowano możliwość użycia do diagnostyki prostownika PWM standardowych algorytmów stosowanych przede wszystkim w przypadku monitorowania falowników napięcia w napędach elektrycznych.

Symulacji uszkodzeń poszczególnych tranzystorów przekształtnika AC/DC dokonano w chwili $t = 0,3$ s w trakcie ustalonej, prostownikowej pracy przekształtnika (energia pobierana z sieci) obciążonego odbiornikiem Z_{Obc} o charakterze rezystancyjno-indukcyjnym. Przedstawione wyniki badań mają charakter porównawczy oraz dotyczą testów zrealizowanych przy wykorzystaniu modelu przekształtnika w układzie sterowania z pomiarem napięć sieci oraz w układzie bezczujnikowym.



Rys. 2. Przebiegi napięcia wyjściowego prostownika w trakcie uszkodzenia tranzystora T1 w układzie sterowania z pomiarem napięć sieci zasilającej (a) oraz w układzie bezczujnikowym (b)



Rys. 3. Przebiegi prądów fazowych sieci w trakcie uszkodzenia tranzystorów T1 lub T2 prostownika w układzie sterowania z pomiarem napięć sieci zasilającej (a, b) oraz w układzie bezczujnikowym (c, d)

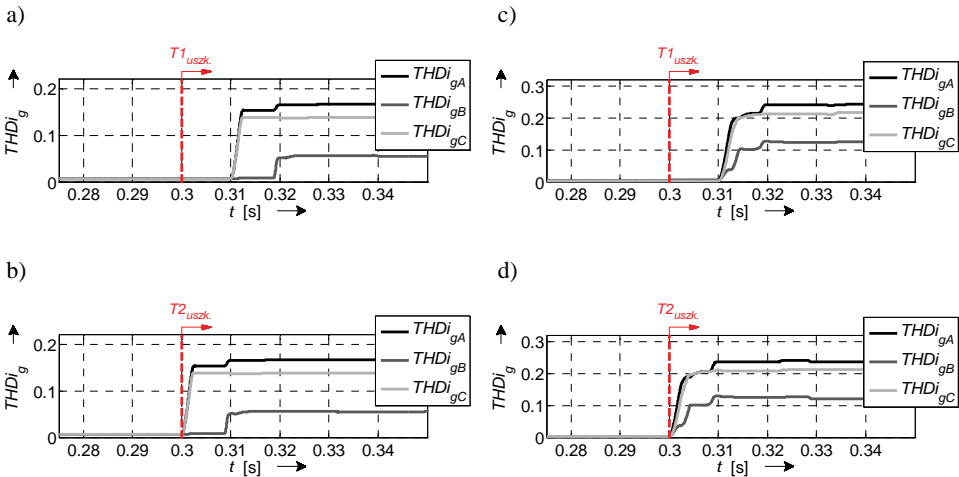
Na rysunku 4 pokazano przykładowe przebiegi współczynnika zawartości harmonicznych THD (ang. *Total Harmonic Distortion*) w prądach fazowych podczas uszkodzenia jednego z tranzystorów fazy A prostownika. Wartości współczynników $THDi_g$ odnoszące się do poszczególnych faz prostownika zostały obliczone zgodnie z zależnością (5):

$$THDi_{gm} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^n I_{gmk}^2}}{I_{gm1}} \quad (5)$$

gdzie:

I_{gmk} – skuteczna wartość k -tej harmonicznej prądu fazy m sieci,

I_{gm1} – skuteczna wartość składowej podstawowej $f_1 = 50$ Hz prądu fazy m sieci, przy czym $m = A, B$ lub C .



Rys. 4. Przebiegi współczynnika zawartości harmonicznych (THD) w prądach fazowych prostownika podczas uszkodzenia tranzystora T1 lub T2 w układzie sterowania z pomiarem napięcia zasilającej (a, b) oraz w układzie bezczujnikowym (c, d)

Na podstawie przeprowadzonych badań stwierdzono znaczny wzrost wartości współczynnika THD prądów sieci zasilającej podczas pracy prostownika w warunkach uszkodzenia jego poszczególnych tranzystorów. Jak można zauważyć, na przykładzie uszkodzeń tranzystorów fazy A, w przypadku obwodu fazowego, w którym doszło do awarii, wartość $THDi_g$ jest największa oraz znacznie przewyższa wartość $THDi_g$ związaną z każdym z pozostałych obwodów prostownika. W tabeli 1 sformułowano reguły pozwalające na identyfikację fazy prostownika, w której doszło do awarii. Wartość progu diagnostycznego k_{THD} może być ustalona na podstawie badań symulacyjnych.

Ponadto zauważono, że w przypadku awaryjnej pracy prostownika w strukturze sterowania beczujnikowego, wartości $THDi_g$ odnoszące się do poszczególnych faz są większe niż w strukturze, w której wykorzystywany jest pomiar napięcia sieci (rys. 4).

Tabela 1. Reguły pozwalające na identyfikację uszkodzonej fazy prostownika

$THDi_{gA}$	$THDi_{gB}$	$THDi_{gC}$	Uszkodzony tranzystor
$>k_{THD}$	$\in(0,25k_{THD}, 0,6k_{THD})$	$>k_{THD}$	T1 lub T2
$>k_{THD}$	$>k_{THD}$	$\in(0,25k_{THD}, 0,6k_{THD})$	T3 lub T4
$\in(0,25k_{THD}, 0,6k_{THD})$	$>k_{THD}$	$>k_{THD}$	T5 lub T6

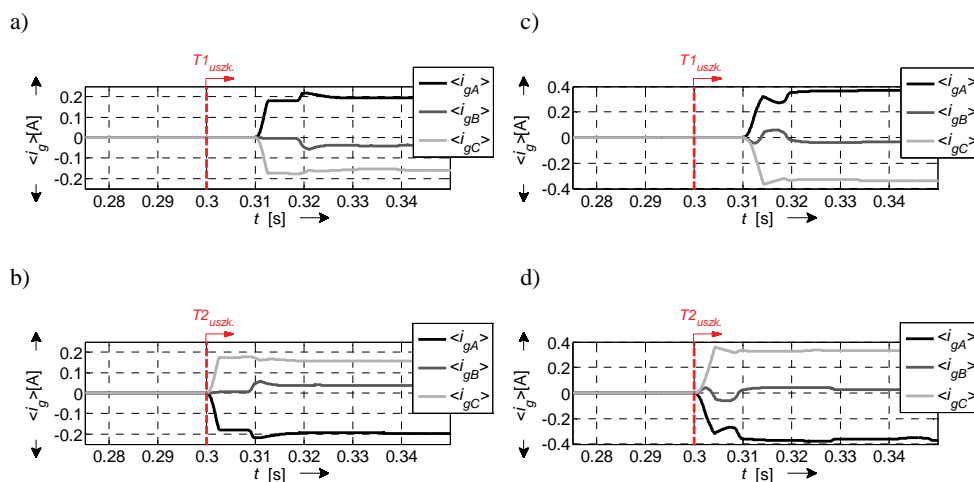
Na rysunku 5 pokazano przykładowe przebiegi średniej wartości prądów fazowych sieci $\langle i_g \rangle$ w trakcie awarii jednego z tranzystorów fazy A prostownika, natomiast na rysunku 6 przedstawiono wybrane przebiegi średniej wartości błędu regulacji prądów fazowych sieci $\langle \Delta i_g \rangle$ w trakcie awarii jednego z tranzystorów fazy B prostownika. Błąd regulacji został zdefiniowany następująco (6):

$$\Delta i_{gm} = i_{gmref} - i_{gm} \quad (6)$$

gdzie:

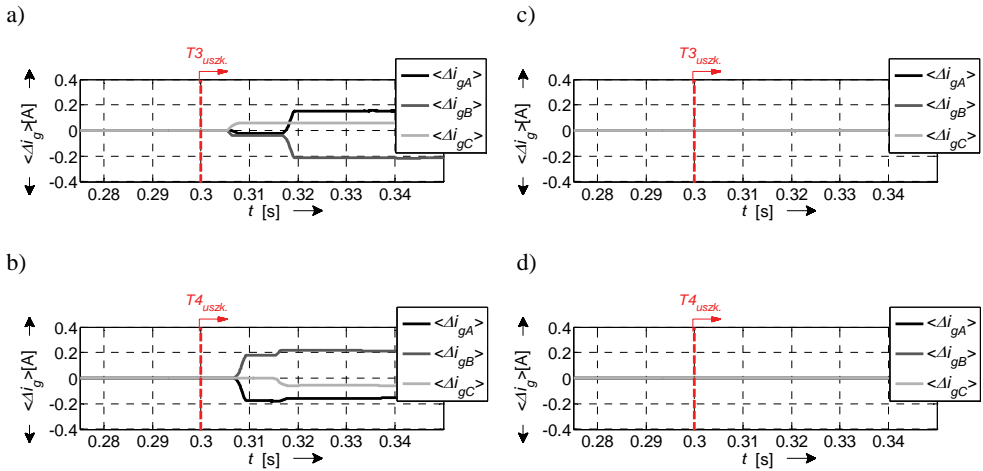
i_{gmref} – zadany prąd fazy f sieci zasilającej,

i_{gm} – mierzony prąd fazy m sieci zasilającej, przy czym $m = A, B$ lub C .



Rys. 5. Przebiegi średniej wartości prądów sieci zasilającej podczas uszkodzenia tranzystora T1 lub T2, w układzie sterowania z pomiarem napięć sieci zasilającej (a, b) oraz w układzie beczujnikowym (c, d)

Można zauważyć, że w układzie prostownika ze sterowaniem bezczujnikowym analiza $\langle \Delta i_g \rangle$ nie niesie informacji diagnostycznej (rys. 6). W pozostałych przypadkach, na skutek uszkodzenia jednego z tranzystorów prostownika zarówno $\langle i_g \rangle$, jak i $\langle \Delta i_g \rangle$ przyjmuje wartości różne od zera (rys. 5, 6). W tabeli 2 przedstawiono zbiór reguł diagnostycznych pozwalających na zlokalizowanie uszkodzonego tranzystora. Symbolami k_{ig} oraz $k_{\Delta ig}$ oznaczono progi diagnostyczne odpowiadające poszczególnym metodom diagnostycznym, tj. technice opartej na analizie $\langle i_g \rangle$ lub $\langle \Delta i_g \rangle$. Przykładowo, jeżeli wartość $\langle i_{gA} \rangle$ jest większa niż k_{ig} oraz równocześnie wartość $\langle i_{gC} \rangle$ jest mniejsza niż $-k_{ig}$ wtedy można stwierdzić uszkodzenie tranzystora T1.



Rys. 6. Przebiegi średniej wartości błędu regulacji prądów sieci zasilającej podczas uszkodzenia tranzystora T3 lub T4, w układzie sterowania z pomiarem napięć sieci zasilającej (a, b) oraz w układzie bezczujnikowym (c, d)

Reguły diagnostyczne sporządzone na podstawie analizy $\langle \Delta i_g \rangle$ zostały sformułowane analogicznie. Wartości k_{ig} oraz $k_{\Delta ig}$ mogą zostać wyznaczone na podstawie badań symulacyjnych.

Tabela 2. Reguły pozwalające na identyfikację uszkodzonej fazy prostownika

$\langle i_{gA} \rangle$	$\langle i_{gB} \rangle$	$\langle i_{gC} \rangle$	$\langle \Delta i_{gA} \rangle$	$\langle \Delta i_{gB} \rangle$	$\langle \Delta i_{gC} \rangle$	Uszkodzony tranzystor
$>k_{ig}$		$<-k_{ig}$	$<-k_{\Delta ig}$		$>k_{\Delta ig}$	T1
$<-k_{ig}$		$>k_{ig}$	$>k_{\Delta ig}$		$<-k_{\Delta ig}$	T2
$<-k_{ig}$	$>k_{ig}$		$>k_{\Delta ig}$	$<-k_{\Delta ig}$		T3
$>k_{ig}$	$<-k_{ig}$		$<-k_{\Delta ig}$	$>k_{\Delta ig}$		T4
	$<-k_{ig}$	$>k_{ig}$		$>k_{\Delta ig}$	$<-k_{\Delta ig}$	T5
	$>k_{ig}$	$<-k_{ig}$		$<-k_{\Delta ig}$	$>k_{\Delta ig}$	T6

W artykule [2] zaprezentowano sposób diagnostyki uszkodzeń falownika napięcia oparty na wykorzystaniu przetworzonych sygnałów napięciowych. W niniejszej pracy została sprawdzona skuteczność wspomnianych algorytmów w przypadku awarii przekształtnika AC/DC. Na rysunku 7 pokazano przykładowe przebiegi średniej wartości estymowanych napięć sieci $\langle e_{g\ est} \rangle$ w trakcie uszkodzenia jednego z tranzystorów fazy B prostownika, natomiast na rysunku 8 przedstawiono wybrane przebiegi średniej wartości błędu estymacji napięć fazowych sieci $\langle \Delta e_g \rangle$ w trakcie awarii jednego z tranzystorów fazy C prostownika, w układzie sterowania z pomiarem napięć sieci zasilającej. Błąd estymacji został zdefiniowany następująco (7):

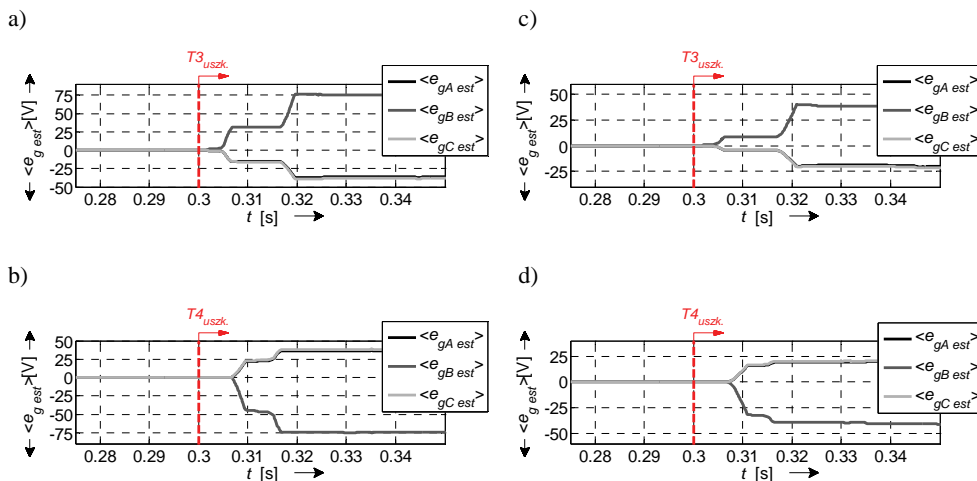
$$\Delta e_{gm} = e_{gm} - e_{gm\ est} \quad (7)$$

gdzie:

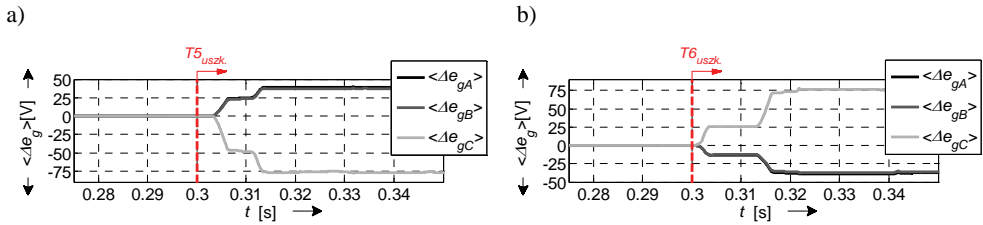
e_{gm} – mierzone napięcie fazy f sieci zasilającej,

$e_{gm\ est}$ – estymowane napięcie fazy m sieci zasilającej, przy czym $m = A, B$ lub C .

W tabeli 3 przedstawiono reguły diagnostyczne pozwalające na zlokalizowanie uszkodzonego tranzystora zarówno w przypadku wykorzystania sygnałów $\langle e_{g\ est} \rangle$, jak i $\langle \Delta e_g \rangle$. Symbolami k_{eg1} , k_{eg2} oraz $k_{\Delta eg1}$, $k_{\Delta eg2}$ oznaczono progi diagnostyczne, których wartości mogą zostać wyznaczone na podstawie badań symulacyjnych. W celu minimalizacji czasu potrzebnego na zidentyfikowanie nieprawidłowo funkcjonującego łącznika należy przyjąć takie wartości progów diagnostycznych, żeby została spełniona nierówność $k_{eg1} > k_{eg2}$. Podobnie w przypadku algorytmu opartego na analizie sygnału $\langle \Delta e_g \rangle$ powinna zostać zachowana relacja: $k_{\Delta eg1} > k_{\Delta eg2}$.



Rys. 7. Przebiegi średniej wartości estymowanych napięć sieci zasilającej podczas uszkodzenia tranzystora T3 lub T4, w układzie sterowania z pomiarem napięć sieci zasilającej (a, b) oraz w układzie bezczujnikowym (c, d)



Rys. 8. Przebiegi średniej wartości błędu estymacji napięć sieci zasilającej podczas uszkodzenia tranzystora T5 (a) lub T6 (b) w układzie sterowania z pomiarem napięć sieci

Tabela 3. Reguły pozwalające na identyfikację uszkodzonego tranzystora

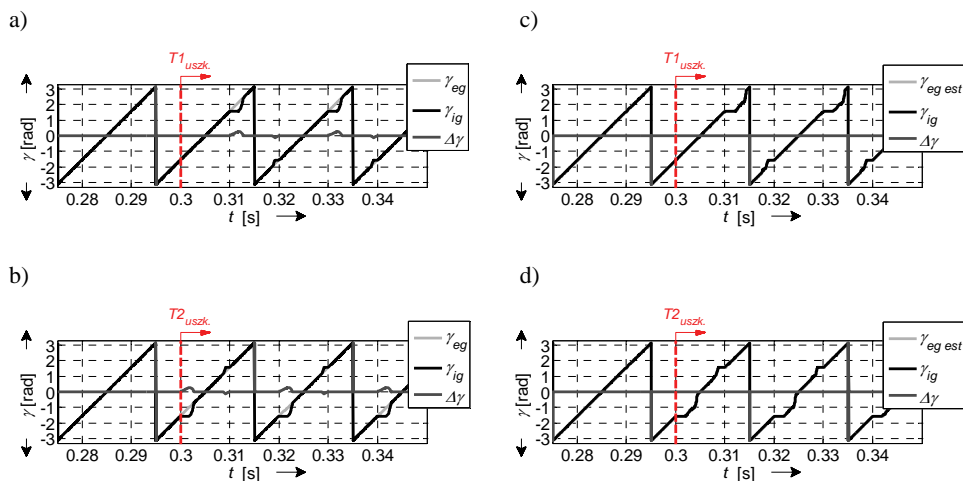
$\langle e_{gA} \text{ est} \rangle$	$\langle e_{gB} \text{ est} \rangle$	$\langle e_{gC} \text{ est} \rangle$	$\langle \Delta e_{gA} \rangle$	$\langle \Delta e_{gB} \rangle$	$\langle \Delta e_{gC} \rangle$	Uszkodzony tranzystor
$>k_{eg1}$	$<-k_{eg2}$	$<-k_{eg2}$	$<-k_{\Delta eg1}$	$>k_{\Delta eg2}$	$>k_{\Delta eg2}$	T1
$<-k_{eg1}$	$>k_{eg2}$	$>k_{eg2}$	$>k_{\Delta eg1}$	$<-k_{\Delta eg2}$	$<-k_{\Delta eg2}$	T2
$<-k_{eg2}$	$>k_{eg1}$	$<-k_{eg2}$	$>k_{\Delta eg2}$	$<-k_{\Delta eg1}$	$>k_{\Delta eg2}$	T3
$>k_{eg2}$	$<-k_{eg1}$	$>k_{eg2}$	$<-k_{\Delta eg2}$	$>k_{\Delta eg1}$	$<-k_{\Delta eg2}$	T4
$<-k_{eg2}$	$<-k_{eg2}$	$>k_{eg1}$	$>k_{\Delta eg2}$	$>k_{\Delta eg2}$	$<-k_{\Delta eg1}$	T5
$>k_{eg2}$	$>k_{eg2}$	$<-k_{eg1}$	$<-k_{\Delta eg2}$	$<-k_{\Delta eg2}$	$>k_{\Delta eg1}$	T6

Diagnostyka uszkodzeń tranzystorów przekształtników energoelektronicznych może zostać oparta na informacji o przebiegu wartości kąta położenia wektora prądu w układzie współrzędnych α - β [1], [7], [9]. W czasie bezawaryjnej pracy przekształtnika sterowania AC/DC ze sterowaniem wektorowym kąt $\Delta\gamma$ zawarty między wektorem prądu, a wektorem napięcia sieci jest równy w przybliżeniu zero (rys. 1a). W przypadku uszkodzenia jednego z tranzystorów prostownika, dwukrotnie w trakcie okresu prądu wektor \mathbf{i}_g wstrzymuje swój ruch obrotowy w charakterystycznej części płaszczyzny α - β . Badając dynamikę zmian kąta γ_{ig} , można – przy znajomości polaryzacji prądów sieci – bezbłędnie zidentyfikować uszkodzony tranzystor [1], [7], [9].

Na rysunku 9 pokazano przebiegi γ_{eg} lub $\gamma_{eg \text{ est}}$, γ_{ig} oraz $\Delta\gamma$ w trakcie uszkodzenia tranzystorów T1 lub T2. W niniejszej pracy zaproponowano algorytm, który może być wykorzystany w strukturze sterowania prostownikiem PWM z pomiarem napięć sieci. W odróżnieniu od wspomnianych technik diagnostycznych, uszkodzony tranzystor został zlokalizowany na podstawie znajomości wartości kąta $\Delta\gamma$ (rys. 1a).

W tabeli 4 przedstawiono reguły umożliwiające zlokalizowanie tranzystora, który uległ awarii. Jak wspomniano w stanie awaryjnej pracy przekształtnika AC/DC wektor prądu sieci dwukrotnie wstrzymuje swój ruch na płaszczyźnie α - β , natomiast wektor napięcia sieci zawsze wiruje z prędkością kątową $\omega_{eg} = 2\pi f_{eg}$, gdzie f_{eg} – częstotliwość sieci zasilającej. Jeżeli $f_{eg} = \text{const}$, to na podstawie wartości $\Delta\gamma$ oraz informacji o położeniu wektora prądu na płaszczyźnie α - β w momencie kiedy \mathbf{i}_g wstrzymał swój ruch ($\gamma =$

$\gamma_{uszk.}$), można zlokalizować uszkodzony tranzystor. W tabeli 4 symbolem $k_{\Delta\gamma}$ oznaczono próg diagnostyczny, który może być ustalony na podstawie badań symulacyjnych.



Rys. 9. Przebiegi γ_{eg} lub $\gamma_{eg est}$, γ_{ig} oraz $\Delta\gamma$ w trakcie uszkodzenia tranzystorów T1 lub T2, w układzie sterowania z pomiarem napięć sieci zasilającej (a, b) oraz w układzie bezczujnikowym (c, d)

Tabela 4. Reguły pozwalające na identyfikację uszkodzonego tranzystora

$\Delta\gamma$	$\gamma_{uszk.}[\text{rad}]$	1,57	-1,57	0,52	-2,61	2,62	-0,52
$\Delta\gamma > k_{\Delta\gamma}$		T1	T2	T4	T3	T6	T5
$\Delta\gamma < -k_{\Delta\gamma}$		T2	T1	T3	T4	T5	T6

4. PODSUMOWANIE

W artykule przeanalizowano wpływ awarii polegającej na braku przewodzenia jednego z tranzystorów przekształtnika AC/DC w układzie regulacji z pomiarem napięć sieci zasilającej oraz w strukturze sterowania bezczujnikowego na przebiegi wybranych zmiennych stanu. Poza tym, zbadano skuteczność współczesnych metod diagnostyki uszkodzeń przekształtników energoelektronicznych, głównie falowników napięcia w przypadku awarii prostownika PWM.

W analizowanych warunkach pracy przekształtnika AC/DC, zarówno w układzie sterowania z pomiarem napięć międzyfazowych sieci, jak i układzie bezczujnikowym, pulsacje napięcia wyjściowego prostownika, które są spowodowane uszkodzeniem jednego z tranzystorów są pomijalnie małe. Ze względu na brak możliwości zachowania jednostkowego współczynnika mocy oraz znaczne zniekształcenie prądów sieci spowodowane awarią prostownika jest wskazane zastosowanie układu diagnostyczne-

go umożliwiającego szybkie zlokalizowanie uszkodzonego tranzystora, w celu przywrócenia pełnej funkcjonalności przekształtnika. Wybór odpowiedniej techniki monitorowania stanu prostownika jest uzależniony od zastosowanego algorytmu sterowania. Metoda diagnostyki uszkodzeń tranzystorów prostownika oparta na analizie przebiegu średniej wartości błędów regulacji prądów fazowych sieci zasilającej oraz technika, w której wykorzystano transformację Clarka, są nieskuteczne w układzie bezczujnikowym. Natomiast wykazują dobrą efektywność w przypadku pracy układu z pomiarem napięcia sieci. W układzie bezczujnikowym mogą być z powodzeniem wykorzystane metody diagnostyczne oparte na analizie średniej wartości (składowej stałej): prądów fazowych sieci zasilającej, błędów regulacji prądów fazowych przekształtnika lub estymowanych napięć sieci zasilającej.

Zastosowanie algorytmu estymacji wektora napięcia sieci zasilającej pozwala zrezygnować ze stosowania układów pomiaru tego napięcia, przez co zarówno koszt wykonania przekształtnika, jak i jego rozmiar ulega zmniejszeniu. Ponadto, niezawodność pracy prostownika jest większa, ponieważ ryzyko wystąpienia awarii układu pomiaru napięć sieci nie występuje.

Zgodnie z wykorzystaną w pracy metodą estymacji, wektor napięcia sieci jest wyznaczany, m.in. na podstawie znajomości sygnałów sterujących tranzystorami przekształtnika. W związku z tym, podczas awarii jednego z tranzystorów, napięcie sieci jest błędnie obliczane, co skutkuje większym odkształceniem prądów fazowych przekształtnika niż w przypadku układu z pomiarem napięć sieci. Fakt ten zwiększa pewność oraz szybkość działania części zaprezentowanych metod diagnostyki uszkodzeń tranzystorów prostownika (rys. 4, 5).

W kolejnej pracy, autorzy planują weryfikację działania zaprezentowanych metod diagnostyki awarii przekształtnika sieciowego AC/DC w trakcie jego pracy z oddawaniem energii odbiornika do sieci.

Praca zrealizowana w ramach projektu finansowanego przez Narodowe Centrum Nauki na podstawie decyzji DEC-2013/09/B/ST7/04199.

Praca została wykonana z wykorzystaniem Infrastruktury PL-Grid.

LITERATURA

- [1] ESTIMA J.O., FREIRE N.M.A., CARDOSO A.J.M., *Recent Advances in Fault Diagnosis by Park' Vector Approach*, IEEE Workshop on Electrical Machines Design Control and Diagnosis, Paris 2013, 279–288.
- [2] FREIRE N.M.A., ESTIMA J.O., CARDOSO A.J.M., *A voltage-based approach for open-circuit fault diagnosis in voltage-fed SVM motor drives without extra hardware*, XXth International Conference on Electrical Machines, Marseille 2012, 2378–2383.
- [3] KNAPCZYK M., PIENKOWSKI K., *Analiza nieliniowych metod sterowania przekształtnikiem sieciowym AC/DC*, Zagadnienia Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, Nr 56, Studia i Materiały, Nr 24, 2004, 381–392.

- [4] KNAPCZYK M., *Nonlinear control strategies of AC/DC line-side converters using sliding-mode approach*, Ph.D. Thesis, Wrocław 2004.
- [5] LEE D.C., LIM D.S., *AC Voltage and Current Sensorless Control of Three-Phase PWM Rectifiers*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, No. 6, 2002, 883–890.
- [6] MALINOWSKI M., KAŻMIERKOWSKI M.P., TRZYNADŁOWSKI A.M., *A Comparative Study of Control Techniques for PWM Rectifiers in AC Adjustable Speed Drives*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 6, 2003, 1390–1396.
- [7] ROTHENHAGEN K., FUCHS F.W., *Performance of diagnosis methods for IGBT open circuit faults in voltage source active rectifiers*, IEEE 35th Annual Conference of Power Electronics Specialists, Vol. 6, Aachen 2004, 4348–4354.
- [8] SOBAŃSKI P., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Wpływ uszkodzenia tranzystora IGBT falownika napięcia na przebiegi zmiennych stanu silnika indukcyjnego ze sterowaniem wektorowym*, Przegląd Elektrotechniczny, R. 89, nr 2b, 2013, 162–165.
- [9] SOBAŃSKI P., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Metoda diagnostyki uszkodzenia typu przerwa łącznika IGBT falownika napięcia w układzie wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym*, Przegląd Elektrotechniczny, R. 89, nr 6, 2013, 159–163.
- [10] SOBAŃSKI P., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Analiza symptomów uszkodzeń łączników tranzystorowych falownika napięcia w napędzie indukcyjnym*, Poznań University of Technology, Academic Journals Electrical Engineering, nr 75, 2013, 71–78.

ANALYSIS AND DIAGNOSIS OF IGBT FAULTS IN AC/DC LINE SIDE CONVERTER

In this paper a single IGBT open-circuit fault symptoms analysis in the voltage-oriented-control AC/DC converter was carried out. The aim of the present contribution was to confirm an effectiveness of the well-known diagnosis methods for open-switch faults in two level voltage inverter in case of the reversible AC/DC line side converter. Presented results have a comparative character and they were achieved by utilizing simulation model of the AC/DC converter control structure based on voltage sensor or sensorless control concept.

*silnik indukcyjny, sterowanie prędkością
ruch ślizgowy, chattering*

Grzegorz TARCHAŁA*, Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA*

EKWIWALENTNE STEROWANIE ŚLIZGOWE PRĘDKOŚCIĄ KĄTOWĄ SILNIKA INDUKCYJNEGO

W artykule przedstawiono układ sterowania prędkością kątową napędu z silnikiem indukcyjnym, wykorzystujący ruch ślizgowy. W celu zmniejszenia oscylacji regulowanych zmiennych (zjawisko *chatteringu*), w stosunku do powszechnie stosowanej metody dwustanowej, zastosowano ekwiwalentną metodę sterowania ślizgowego, w której sygnał sterujący składa się z dwóch części: ciągłej oraz nieciągłej. Przedstawiono sposób projektowania takiego regulatora przy wykorzystaniu ogólnej metodyki syntezy układów sterowania ślizgowego, którą opisano we wstępnej części artykułu. Opracowany algorytm sterowania zweryfikowano za pomocą badań symulacyjnych i eksperymentalnych na stanowisku laboratoryjnym z silnikiem indukcyjnym o mocy 3 kW.

1. WSTĘP

Silniki indukcyjnego stosowane są powszechnie w wielu gałęziach przemysłu, a liczba ich aplikacji stale rośnie. Przyczyniły się do tego zarówno zalety samego silnika indukcyjnego (niski koszt, niezawodność działania, wysoki współczynnik moc/wymiary) jak i rozwój techniki mikroprocesorowej [1]. Jednakże, w celu osiągnięcia doskonałej dynamiki, silniki te wymagają zastosowania nowoczesnych metod sterowania wektorowego. Jedną z metod, która zapewnia taką pracę układu napędowego jest sterowanie ślizgowe [2].

Sterowanie ślizgowe posiada szereg pozytywnych jak i negatywnych właściwości. Wśród zalet należy wyróżnić niewrażliwość na zmiany lub niedokładne określenie parametrów silnika napędowego, jak i zakłócenia zewnętrzne (moment obciążenia), redukcję rzędu układu, naturalność w sterowaniu przekształtnikami (funkcja signum może definiować bezpośrednio sygnały włącz/wyłącz łączników falownika) oraz doskonałą, definiowalną dynamikę regulowanych sygnałów. Niestety, sterowanie to

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, grzegorz.tarchala@pwr.edu.pl, teresa.orlowska-kowalska@pwr.edu.pl.

posiada również cechy, które utrudniają implementację w zastosowaniach przemysłowych. Wśród nich wymienić należy *chattering* (wysokoczęstotliwościowe oscylacje sygnałów powodowane użyciem funkcji *signum*, skutkujące drganiami mechanicznymi i niekorzystnymi zjawiskami akustycznymi), uchyb ustalony (brak członu całkującego), brak kontroli wewnętrznych zmiennych (prędkości, momentu) w układach bezpośrednich (naturalnych dla przekształtnika) czy zmienną częstotliwość łączy tranzystorów falownika napięcia (brak stosowania modulatora wektorowego). W związku z tym powstało wiele różnych metod i modyfikacji mających na celu wyeliminowanie lub co najmniej redukcję wymienionych negatywnych cech sterowania ślizgowego. Część badań skupiono na wyeliminowaniu uchybu ustalonego poprzez zaproponowanie całkowitego sterowania ślizgowego I-SMC [3], w sterowaniu prędkością [4] oraz składowymi prądu stojana [5]. W celu zmniejszenia oscylacji regulowanych zmiennych wykorzystano szereg rozwiązań, wśród których można wyróżnić: metody adaptacyjne [6], metody sztucznej inteligencji: sieci neuronowo-rozmyte w sterowaniu pozycją [7], logikę rozmytą [8], sieci neuronowo-falkowe [9] czy metody sterowania ślizgowego wyższych rzędów, w sterowaniu momentem [10] czy napędem zasilanym z falownika prądu [11].

Jedną z metod redukcji oscylacji zmiennych stanu jest metoda ekwiwalentnego sterowania ślizgowego [12]. Metoda ta może być również zastosowana w sterowaniu silnikiem indukcyjnym, między innymi w sterowaniu pozycją wału [13]. W niniejszym artykule metoda ekwiwalentnego sterowania ślizgowego zastosowana została w układzie regulacji prędkości kątowej. Zakłada się, że układ sterowania działa w strukturze kaskadowej, a wewnętrzne sterowanie momentem odbywa się za pomocą dowolnego regulatora, z określonym opóźnieniem.

Niniejszy artykuł został uporządkowany w następujący sposób. W kolejnym punkcie przedstawiono etapy, które należy zrealizować w celu zaprojektowania układów sterowania ślizgowego. Zwrócono uwagę na wzajemne powiązania poszczególnych etapów między sobą. W punkcie 3 opisane kroki projektowania zostały zastosowane w sterowaniu prędkością kątową silnika indukcyjnego. Przedstawione rozważanie teoretyczne zilustrowano za pomocą wyników badań symulacyjnych i eksperymentalnych, otrzymanych dla silnika indukcyjnego o mocy 3 kW. W załączniku zamieszczono tabele z danymi znamionowymi, parametrami i wielkościami bazowymi dla badanego silnika.

2. ETAPY PROJEKTOWANIA UKŁADÓW STEROWANIA ŚLIZGOWEGO

Projektowanie algorytmów sterowania ślizgowego można podzielić na szereg następujących po sobie etapów [14]. W trakcie projektowania zakłada się, że parametry obiektu są znane i stacjonarne, a zmienne dokładnie i bezzwłocznie mierzone. Jak zostanie wykazane w dalszej części artykułu, etapy projektowania są ze sobą ściśle powiązane:

• **Zdefiniowanie modelu matematycznego badanego obiektu i identyfikacja jego parametrów.**

Metody sterowania ślizgowego, jako metody algorytmiczne, bazują bezpośrednio na modelu matematycznym sterowanego obiektu. Model ten może zostać zapisany między innymi za pomocą ogólnego równania stanu:

$$\dot{\mathbf{x}} = g(\mathbf{x}, t, \mathbf{k}) \quad (1)$$

gdzie:

- \mathbf{x} – wektor stanu,
- t – czas,
- \mathbf{k} – wektor sygnałów sterujących,
- $g(\mathbf{x}, t, \mathbf{k})$ – funkcja opisująca dynamikę układu.

Metody sterowania ślizgowego wymagają również znajomości parametrów modelu – parametry te zawarte są wewnątrz funkcji $g(\mathbf{x}, t, \mathbf{k})$.

• **Przyjęcie wektora sygnałów sterujących.**

Kolejnym krokiem projektowania jest zdefiniowanie wektora kolumnowego sygnałów sterujących $\mathbf{k} \in R^{n \times 1}$. Wektor ten wynika bezpośrednio z przyjętego w poprzednim punkcie modelu matematycznego badanego obiektu:

$$\mathbf{k} = [k_1 \quad k_2 \quad \dots \quad k_n]^T. \quad (2)$$

• **Określenie elementów wektora funkcji przełączających.**

Jednym z najistotniejszych punktów projektowania algorytmów sterowania ślizgowego jest dobór funkcji przełączających, które stanowią wektor $\mathbf{s} \in R^{m \times 1}$:

$$\mathbf{s} = [s_1 \quad s_2 \quad \dots \quad s_m]^T. \quad (3)$$

Dobór składowych wektora (3) jest bezpośrednio związany zarówno z przyjętym modelem matematycznym obiektu (1), jak i z kolejnym krokiem projektowania, tj. przyjęciem prawa sterowania ślizgowego. Wynika to z faktu, że prawo sterowania ślizgowego będzie miało na celu zapewnienie zerowej wartości wszystkich składowych wektora (3).

W dalszej części projektowania wymaga się znajomości pochodnej wektora funkcji przełączających, który można zdefiniować następująco:

$$\dot{\mathbf{s}} = [\dot{s}_1 \quad \dot{s}_2 \quad \dots \quad \dot{s}_m]^T. \quad (4)$$

W bogatej literaturze związanej ze sterowaniem ślizgowym spotykane są głównie stacjonarne funkcje przełączające. Mogą być one zarówno liniowe [15], jak i nieliniowe [16]. W celu wyeliminowania fazy osiągania prostej przełączającej (w przypadku układu drugiego rzędu; w przypadku ogólnym jest to hiperpłaszczyzna w przestrzeni wielowymiarowej), wrażliwej na zakłócenia, w literaturze proponowane są zmienne w czasie proste przełączające, zarówno liniowe [17], jak i nieliniowe [18], [19].

• **Zdefiniowanie prawa sterowania ślizgowego.**

Najważniejszym etapem projektowania regulatorów z ruchem ślizgowych jest dobór algorytmu sterowania. W metodzie sterowania ekwiwalentnego (ang. *equivalent control method*), która zostanie zastosowana w niniejszej pracy do sterowania prędkością silnika indukcyjnego, sygnał sterujący składa się z dwóch części [14]:

$$\mathbf{k} = \mathbf{k}^{\text{eq}} + \mathbf{k}^{\text{d}}, \quad (5)$$

z części nieciągłej $\mathbf{k}^{\text{d}} \in R^{n \times 1}$ oraz części ciągłej $\mathbf{k}^{\text{eq}} \in R^{n \times 1}$, którą można obliczyć na podstawie następującego równania:

$$\dot{\mathbf{s}} = \mathbf{f} + \mathbf{D}\mathbf{k}^{\text{eq}} = \mathbf{0}, \quad (6)$$

skąd:

$$\mathbf{k}^{\text{eq}} = -\mathbf{D}^{-1}\mathbf{f}. \quad (7)$$

gdzie:

$\mathbf{f} \in R^{m \times 1}$ – wektor niezależny,

$\mathbf{D} \in R^{m \times n}$ – macierz zależna od wektora sygnałów sterujących \mathbf{k} , części składowe pochodnej wektora funkcji przełączających.

W przypadku dokładnej znajomości modelu matematycznego i jego parametrów, zastosowanie jedynie sterowania (7) doprowadziłoby do spełnienia zadania układu sterowania, tj. osiągnięcia zerowej wartości wektora funkcji przełączających ($\mathbf{s} = \dot{\mathbf{s}} = \mathbf{0}$). Nie zawsze jednak istnieje możliwość wyznaczenia wszystkich elementów wektora \mathbf{f} , dlatego dokonuje się jego podziału na część, którą można obliczyć \mathbf{f}_1 (lub estymować) oraz część nieznaną \mathbf{f}_2 :

$$\mathbf{f} = \mathbf{f}_1 + \mathbf{f}_2. \quad (8)$$

W takim przypadku część ciągła sterowania przyjmuje następującą postać:

$$\mathbf{k}^{\text{eq}} = -\mathbf{D}^{-1}\mathbf{f}_1. \quad (9)$$

Część nieciągłą sygnału sterującego projektuje się w taki sposób, aby skompensować wpływ nieznaną części wektora \mathbf{f} :

$$\mathbf{k}^{\text{d}} = -\mathbf{\Gamma}^{\text{d}} \text{sign}(\mathbf{s}^*)^T, \quad (10)$$

gdzie zmodyfikowany wektor funkcji przełączających $\mathbf{s}^* = \mathbf{s}^T \mathbf{D} \in R^{1 \times n}$ oraz macierz wzmocnień $\mathbf{\Gamma}^{\text{d}} \in R^{n \times n}$ części nieciągłej:

$$\mathbf{\Gamma}^{\text{d}} = \begin{bmatrix} \gamma_1^{\text{d}} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \gamma_2^{\text{d}} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \gamma_n^{\text{d}} \end{bmatrix}; \quad \gamma_1^{\text{d}}, \gamma_2^{\text{d}}, \dots, \gamma_n^{\text{d}} > 0. \quad (11)$$

• **Dobór parametrów projektowych regulatora ślizgowego.**

W przypadku każdej metody sterowania należy dokonać odpowiedniego wyboru parametrów sterowania, w tym przypadku zawartych w macierzy Γ^d . Ten punkt projektowania łączy się bezpośrednio z kolejnym etapem projektowania, mianowicie parametry regulatorów powinny zostać dobrane na takim poziomie, aby zapewnić stabilność projektowanego układu. Jednakże, im większa wartość parametrów, tym większe oscylacje regulowanych zmiennych, wobec czego dobór parametrów regulatorów musi być kompromisem pomiędzy szybkością działania regulatorów, a poziomem indukowanych oscylacji w regulowanych zmiennych (zjawisko *chattering*).

• **Analiza stabilności zaprojektowanego układu.**

Ostatnim etapem projektowania układów z ruchem ślizgowym powinno być sprawdzenie stabilności zaprojektowanego układu. Zarówno prawo sterowania, jak i parametry regulatorów muszą być tak dobrane, aby zapewnić asymptotyczną stabilnością układu. Najczęściej spotykaną metodą analizy stabilności w przypadku stosowania ruchu ślizgowego jest metoda Lapunowa. Zgodnie z tą metodą, ujemna wartość pochodnej dodatnio-określonej funkcji Lapunowa L , gwarantuje asymptotyczną zbieżność wektora funkcji przełączających \mathbf{s} , co jest zadaniem układu sterowania. Funkcję Lapunowa przyjmuje się zazwyczaj w następującej postaci:

$$L = \frac{1}{2} \mathbf{s}^T \mathbf{s} = \frac{1}{2} (s_1^2 + s_2^2 + \dots + s_m^2) \geq 0, \quad (12)$$

wtedy jej pochodna:

$$\dot{L} = \mathbf{s}^T \dot{\mathbf{s}} = s_1 \dot{s}_1 + s_2 \dot{s}_2 + \dots + s_m \dot{s}_m. \quad (13)$$

W przypadku sterowania ekwiwalentnego (5), równanie pochodnej funkcji Lapunowa (13) jest następujące:

$$\begin{aligned} \dot{L} &= \mathbf{s}^T \dot{\mathbf{s}} = \mathbf{s}^T (\mathbf{f}_1 + \mathbf{f}_2 + \mathbf{D}\mathbf{k}) \\ &= \mathbf{s}^T (\mathbf{f}_1 + \mathbf{f}_2 - \mathbf{D}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{f}_1 - \mathbf{D}\Gamma^d \text{sign}(\mathbf{s}^*)^T) = \mathbf{s}^T \mathbf{f}_2 - \mathbf{s}^* \Gamma^d \text{sign}(\mathbf{s}^*)^T. \end{aligned} \quad (14)$$

Jeśli zdefiniowany zostanie wektor wartości bezwzględnych oraz jednostkowy wektor wierszowy $\mathbf{I} \in R^{1 \times n}$, odpowiednio:

$$|\mathbf{a}| = [|a_1| \ |a_2| \ \dots \ |a_n|], \quad (15)$$

$$\mathbf{I} = [1 \ 1 \ \dots \ 1], \quad (16)$$

pochodną funkcji Lapunowa (14) można zapisać jako:

$$\dot{L} = \mathbf{s}^T \mathbf{f}_2 - \mathbf{I} \Gamma^d |\mathbf{s}^*|^T. \quad (17)$$

Warunek stabilności układu przyjmuje wówczas następującą postać:

$$\mathbf{s}^T \mathbf{f}_2 < \mathbf{\Gamma}^d | \mathbf{s}^T \mathbf{D} |^T \quad (18a)$$

co odpowiada nierówności:

$$\mathbf{\Gamma}^d \mathbf{\Gamma}^T > | \mathbf{D}^{-1} \mathbf{f}_2 |. \quad (18b)$$

Parametry sterowania, zawarte w macierzy $\mathbf{\Gamma}^d$ muszą zostać przyjęte na odpowiednio wysokim poziomie, aby zapewnić warunek opisany równaniem (18b).

3. ZASTOSOWANIE METOD STEROWANIA ŚLIZGOWEGO W STEROWANIU SILNIKIEM INDUKCYJNYM

Etapy projektowania przedstawione w poprzedniej części artykułu zostaną zastosowane do zaprojektowania ślizgowego układu sterowania prędkością kątową napędu indukcyjnego. Poszczególne kroki projektowania są następujące:

• **Zdefiniowanie modelu matematyczny silnika indukcyjnego, identyfikacja parametrów.**

Model silnika indukcyjnego otrzymuje się przy uwzględnieniu powszechnie znanych założeń upraszczających [1]. Wszystkie zmienne zapisane są w jednostkach względnych [p.u.], przy zastosowaniu notacji wektorowej (pogrubiona czcionka). Równania definiujące model matematyczny silnika indukcyjnego w stacjonarnym układzie współrzędnych α - β są następujące:

– Równania napięciowe:

$$\mathbf{u}_s = r_s \dot{\mathbf{i}}_s + T_N \frac{d}{dt} \boldsymbol{\Psi}_s, \quad (19)$$

$$\mathbf{0} = r_r \dot{\mathbf{i}}_r + T_N \frac{d}{dt} \boldsymbol{\Psi}_r - j\omega_m \boldsymbol{\Psi}_r. \quad (20)$$

– Równania strumieniowo-prądowe:

$$\boldsymbol{\Psi}_s = x_s \dot{\mathbf{i}}_s + x_m \dot{\mathbf{i}}_r, \quad (21)$$

$$\boldsymbol{\Psi}_r = x_r \dot{\mathbf{i}}_r + x_m \dot{\mathbf{i}}_s. \quad (22)$$

– Równanie ruchu i równanie na moment elektromagnetyczny:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{T_M} (m_e - m_o), \quad (23)$$

$$m_e = \text{Im}(\boldsymbol{\Psi}_s^* \dot{\mathbf{i}}_s) = \psi_{s\alpha} \dot{i}_{s\beta} - \psi_{s\beta} \dot{i}_{s\alpha}. \quad (24)$$

W powyższych równaniach, odpowiednio: $\mathbf{u}_s = u_{s\alpha} + j u_{s\beta}$, $\dot{\mathbf{i}}_s = \dot{i}_{s\alpha} + j \dot{i}_{s\beta}$, $\dot{\mathbf{i}}_r = \dot{i}_{r\alpha} + j \dot{i}_{r\beta}$ – wektory przestrzenne; napięcia stojana, prądu stojana, prądu wirnika; $\boldsymbol{\Psi}_s = \psi_{s\alpha} + j \psi_{s\beta}$,

$\Psi_r = \psi_{ra} + j\psi_{r\beta}$ – wektory przestrzenne strumienia stojana i wirnika; m_e, m_o – momenty elektromagnetyczny i obciążenia; ω_m – prędkość mechaniczna; $T_N = 1/(2\pi f_{sN})$ – stała czasowa znamionowa, wynikająca z wprowadzenia jednostek względnych; f_{sN} – częstotliwość znamionowa napięcia zasilania silnika.

Parametrami które muszą zostać wyznaczone przy użyciu odpowiedniego algorytmu identyfikacyjnego są: $r_s, r_r, x_m, x_s = x_m + x_{s\sigma}, x_r = x_m + x_{r\sigma}$ – rezystancje uzwojeń stojana i wirnika, reaktancja (indukcyjność) główna, reaktancje (indukcyjności) stojana i wirnika; $x_{s\sigma}, x_{r\sigma}$ – reaktancje rozproszenia (indukcyjności) uzwojeń stojana i wirnika (przy czym w jednostkach względnych wartości indukcyjności i reaktancji są takie same [1]); T_M – mechaniczna stała czasowa.

W ekwiwalentnej metodzie sterowania, bazującej na kaskadowym połączeniu regulatorów prędkości i momentu, zakłada się następujące uproszczenie pętli sterowania momentem (dynamika członu inercyjnego pierwszego rzędu):

$$\frac{dm_e}{dt} = \frac{1}{T_{me}}(m_e^{\text{ref}} - m_e), \quad (25)$$

gdzie T_{me} – zastępcza stała czasowa.

• Przyjęcie wektora sygnałów sterujących.

W przypadku metody sterowania bazującej na szeregowym połączeniu regulatorów prędkości i momentu, wektor sygnałów sterujących staje się skalarem i przyjmuje wartość zadanej wartości momentu elektromagnetycznego:

$$\mathbf{k} = [m_e^{\text{ref}}]. \quad (26)$$

• Określenie elementów wektora funkcji przełączających.

Podobnie jak w przypadku wektora sygnałów sterujących (26), wektor funkcji przełączających staje się skalarem. W celu zapewnienia regulacji prędkości z zadaną dynamiką, można zdefiniować następującą funkcję przełączającą:

$$s = [s_\omega] = \omega_m^{\text{ref}} - \omega_m - T_c \dot{\omega}_m, \quad (27)$$

gdzie T_c – stała czasowa definiująca dynamikę przebiegu prędkości.

Pochodna funkcji przełączającej (27), przy uwzględnieniu równania (25), przyjmuje postać:

$$\dot{s}_\omega = f_{1\omega} + f_{2\omega} + d_\omega m_e^{\text{ref}}, \quad (28)$$

gdzie część $f_{1\omega}$, która może zostać wyznaczona (zmierzona lub estymowana):

$$f_{1\omega} = \dot{\omega}_m^{\text{ref}} + \frac{T_c - T_{me}}{T_M T_{me}} m_e, \quad (29)$$

część $f_{2\omega}$, o nieznannej wartości (zależna od momentu obciążenia):

Schemat blokowy układu ekwiwalentnego sterowania prędkością kątową SI przedstawiono na rys. 1. Zakłada się, że regulacja momentu zapewniona jest przez dowolny regulator momentu, umożliwiający uzyskanie dynamiki opisanej równaniem (25). W badaniach symulacyjnych i eksperymentalnych, których wyniki przedstawione zostaną w następnym rozdziale, zastosowano układ bezpośredniego ślizgowego sterowania momentem SM-DTC (zawarty również na rys. 1), opisany dokładnie w [20]. Wspomniany układ sterowania wymaga znajomości niemierzalnych zmiennych stanu, które muszą być estymowane poprzez odpowiedni estymator. Sterowanie w układzie kaskadowym, zgodnie z rys. 1 pozwala na ograniczenie zadanego momentu na wartości m_e^{\max} . Napięcia fazowe silnika obliczane są na podstawie sygnałów załączeń tranzystorów oraz napięcia w obwodzie pośredniczącym u_{DC} .

• **Dobór parametrów projektowych regulatora ślizgowego, sprawdzenie stabilności zaprojektowanego układu.**

W opisywanej metodzie sterowania ślizgowego pojawia się parametr Γ_{me}^d , który musi przyjąć odpowiednio dużą wartość, aby zapewnić stabilność badanego układu. Jest to równoznaczne z osiągnięciem ujemnej wartości przez pochodną funkcji Lapunowa (17), która w przypadku ślizgowego sterowania prędkością przyjmuje postać:

$$\dot{L} = s_\omega \dot{s}_\omega = s_\omega f_{2\omega} - \Gamma_{me}^d |s_\omega|. \quad (35)$$

Ujemna wartość (35) jest równoznaczna z:

$$\Gamma_{me}^d > |f_{2\omega}|, \quad (36a)$$

co odpowiada nierówności:

$$\Gamma_{me}^d > \left| \frac{T_c}{T_M} \dot{m}_o + \frac{1}{T_M} m_o \right|. \quad (36b)$$

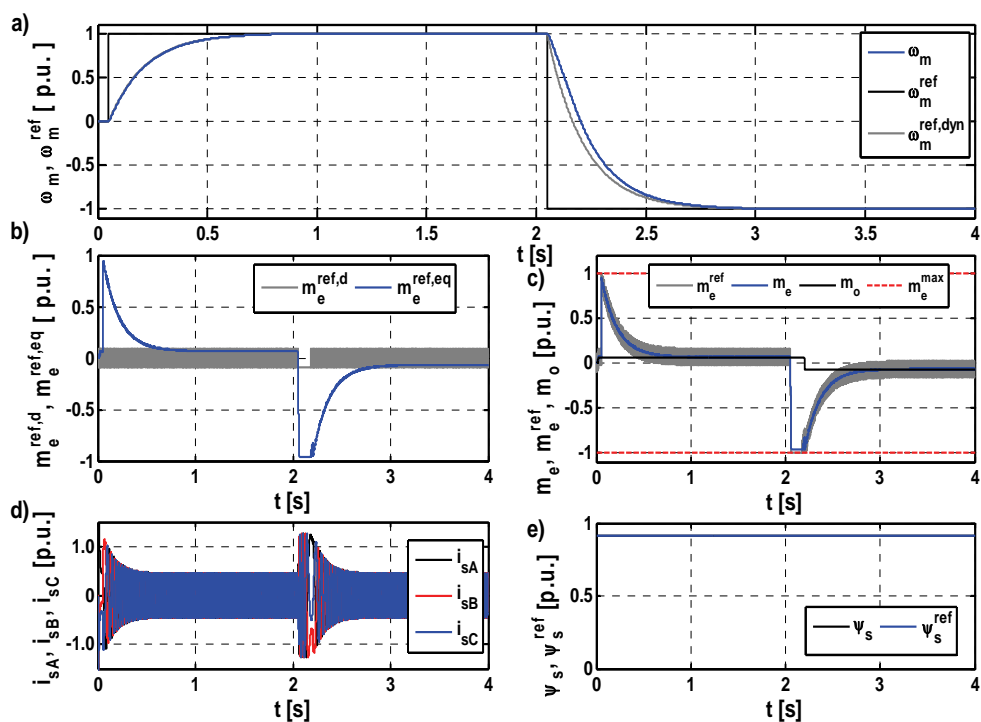
Parametr sterowania Γ_{me}^d ma na celu skompensowanie aktualnego momentu obciążenia oraz jego zmian, zgodnie z nierównością (36b). W rzeczywistym układzie parametr ten kompensować musi również błędy estymacji zmiennych i parametrów wchodzących w skład części ciągłej sterowania (33).

4. WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH I EKSPERYMENTALNYCH

W celu zweryfikowania opisanego w poprzednim rozdziale układu sterowania, przeprowadzono szereg badań symulacyjnych i eksperymentalnych. Badania symulacyjne przeprowadzono w programie Matlab/Simulink. Badania eksperymentalne wykonano na stanowisku laboratoryjnym z silnikiem o mocy 3 kW. Za akwizycję danych, estymację i wyznaczenie algorytmu sterowania odpowiedzialny był procesor

sygnałowy dSpace 1103, a cały program napisany został w języku C. Program ten wykonywany był z częstotliwością 10 kHz (czas obliczeń 100 μ s).

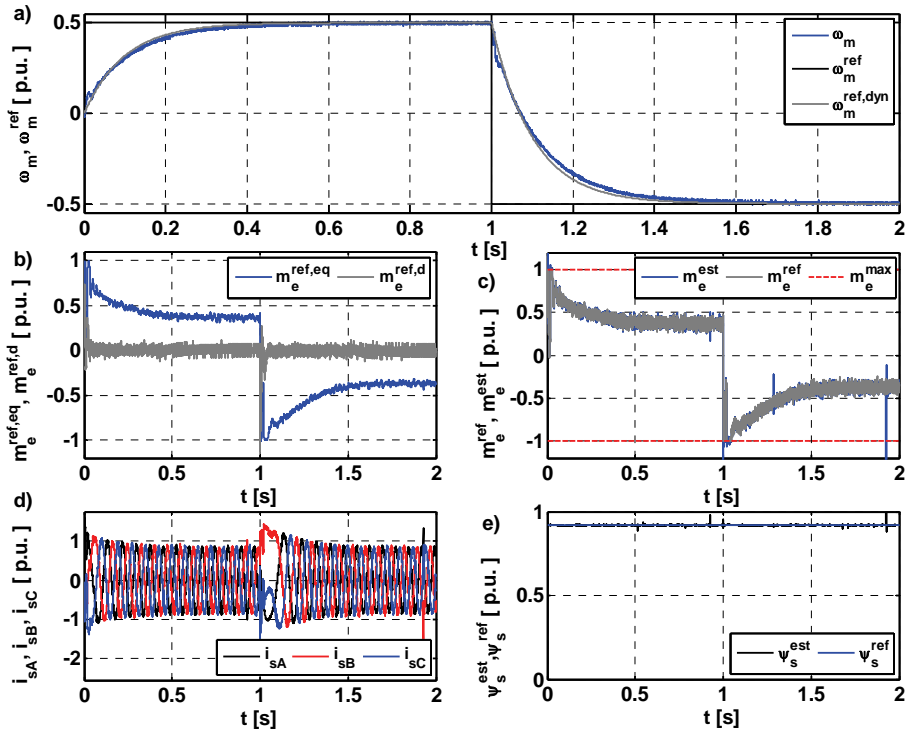
Na rysunku 2 przedstawiono wyniki badań symulacyjnych w przypadku, w którym napęd działa jedynie z niewielkim momentem. Zadane nawroty prędkości (rys. 2a) śledzone są z żądaną dynamiką. Dwie składowe sygnału sterującego (zadanego momentu) przedstawione są na rys. 2b. Prędkość silnika nie osiąga zadanej dynamiki jedynie podczas początkowej fazy pełnego nawrotu (ok. 2 s), co związane jest z chwilowym ograniczeniem momentu elektromagnetycznego (rys. 2c). Ograniczenie to przyjęte zostało na poziomie $m_e^{\max} = 1,5 m_N$. Jednocześnie z ograniczeniem momentu ograniczane są prądy fazowe (rys. 2d). Wewnętrzny regulator momentu stabilizuje również amplitudę strumienia stojana na znamionowym poziomie (rys. 2e).



Rys. 2. Działanie ekwiwalentnego sterowania ślizgowego prędkością kątową SI:
 a) prędkość zadana i mierzona, b) składowa ciągła i nieciągła sygnału sterującego,
 c) moment zadany, rzeczywisty, obciążenia i maksymalny, d) prądy fazowe,
 e) zadana i rzeczywista amplituda strumienia stojana; badania symulacyjne

Badania symulacyjne potwierdzone zostały podczas badań eksperymentalnych, których wyniki przedstawiono na rys. 3. Podobnie jak podczas badań symulacyjnych prędkość mierzona silnika podąża za prędkością zadaną z żądaną dynamiką, określoną

przez parametr T_c (rys. 3a). Układ napędowy pracuje z połową momentu znamionowego, z tego też powodu część ciągła sygnału sterującego (rys. 3b) ustala się na wartości różnej od zera. Estymowany moment silnika podąża za wartością zadaną, jednocześnie podlegając ograniczeniu na wartości maksymalnej (rys. 3c). Podobnie jak w przypadku badań symulacyjnych, prądy fazowe są ograniczone (rys. 3d), a amplituda strumienia stojana stabilizowana na znamionowej wartości (rys. 3e).



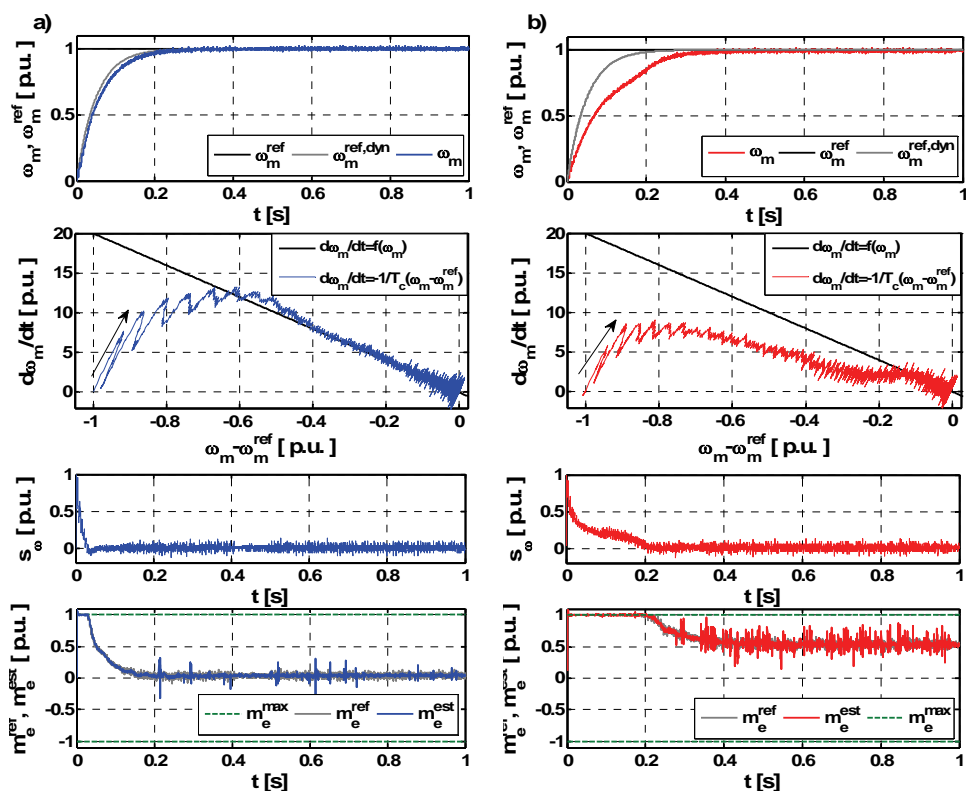
Rys. 3. Wyniki badań eksperymentalnych ekwiwalentnego sterowania ślizgowego prędkością SI:

- a) prędkość zadana i mierzona, b) składowa ciągła i nieciągła sygnału sterującego,
- c) moment zadany, estymowany i maksymalny, d) prądy fazowe,
- e) zadana i estymowana amplituda strumienia stojana

Działanie układu ekwiwalentnego sterowania ślizgowego prędkością porównane zostało dla przypadku pracy bez momentu obciążenia, jak i w przypadku znamionowego momentu obciążenia, co pokazano na rys. 4. Stała czasowa dynamiki prędkości zadana została na bardzo wysokim poziomie ($T_c = 0,05$ s, co odpowiada czasowi ustalenia $T_s = 0,15$ s). Układ napędowy śledzi zadaną prędkość prawie idealnie, gdy moment obciążenia spowodowany jest jedynie tarcie (rys. 4a, pierwszy wiersz). Osiągnięcie prostej przełączającej, pokazanej na rys. 4 (drugi wiersz), i zerowej wartości funkcji przełączającej (rys. 4, trzeci wiersz) oznacza osiągnięcie zadanej dynamiki. Można zauważyć,

że w przypadku pracy ze znamionowym momentem obciążenia, prędkość osiąga żądaną dynamikę dopiero po 0,2 s – jest to spowodowane ograniczeniem momentu na maksymalnej, przyjętej dopuszczalnej wartości (rys. 4b, czwarty wiersz).

Podsumowując, można stwierdzić, że opisywana metoda zapewnia żądaną dynamikę przebiegu prędkości, o ile tylko pozwala na to ograniczenie momentu elektromagnetycznego.



Rys. 4. Porównanie działania układu sterowania w przypadku pracy:
 a) bez momentu obciążenia, b) ze znamionowym momentem obciążenia;
 odpowiednio: przebiegi prędkości zadanej i mierzonej (pierwszy wiersz),
 trajektoria fazowa prędkości (drugi wiersz), funkcja przełączająca (trzeci wiersz),
 moment zadany, estymowany i maksymalny (czwarty wiersz); badania eksperymentalne

5. PODSUMOWANIE

W artykule przedstawiono metodę ekwiwalentnego ślizgowego sterowania prędkością kątową silnika indukcyjnego. Zastosowanie tej metody sterowania umożliwiło

zmniejszenie oscylacji regulowanych zmiennych, w stosunku do najczęściej stosowanej metody dwustanowej. Redukcja oscylacji wynika z rozdzielania sygnału sterującego na dwie części: ciągłą, która w przypadku dokładnej znajomości parametrów silnika pozwoliłaby na idealne sterowanie prędkością silnika, oraz z nieciągłej, która ma na celu kompensację niedokładnej znajomości parametrów i nieznanymi zakłóceń.

W artykule skupiono się na przedstawieniu kolejnych etapów projektowania układów z ruchem ślizgowym, rozpoczynając od zdefiniowania modelu matematycznego silnika i kończąc na analizie stabilności projektowanego układu. Wspomniane etapy zastosowane zostały bezpośrednio w układzie sterowania prędkością kątową silnika indukcyjnego.

Zaprezentowane rozwiązanie pozwoliło na realizację sterowania prędkością kątową silnika, zapewniającego osiągnięcie zadanej dynamiki przebiegu prędkości, odpowiadającej dynamice członu inercyjnego pierwszego rzędu. Jak zostało pokazane, prędkość silnika osiąga żądaną dynamikę wtedy, gdy moment silnika nie przekracza ograniczenia wprowadzonego przez projektanta systemu napędowego.

W celu zilustrowania przedstawionych rozważań teoretycznych, pokazano wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych, zrealizowanych na stanowisku laboratoryjnym z silnikiem indukcyjnym o mocy 3 kW.

ZAŁĄCZNIK

W tabeli 1 przedstawiono dane znamionowe, w tabeli 2 parametry badanego silnika indukcyjnego, natomiast w tabeli 3 wielkości bazowe, niezbędne do przejścia z jednostek fizycznych do jednostek względnych [p.u.]. Moment bezwładności wyniósł $J = 0,0292 \text{ kg m}^2$, co odpowiada stałej czasowej napędu $T_M = J\Omega_b/(p_b M_b) = 0,15 \text{ s}$.

Tabela 1. Dane znamionowe badanego silnika

Nazwa	Symbol	Jednostki fizyczne		Jednostki względne [p.u.]
Moc	P_N	3,0	[kW]	0,625
Moment	M_N	20,46	[Nm]	0,67
Prędkość obrotowa	N_N	1400	[rpm]	0,93
Napięcie stojana	U_{sN}	400	[V]	0,707
Prąd stojana	I_{sN}	4,0	[A]	0,707
Częstotliwość	f_{sN}	50	[Hz]	1
Strumień stojana	Ψ_{sN}	1,65	[Wb]	0,9188
Strumień wirnika	Ψ_{rN}	1,54	[Wb]	0,8605
Liczba par biegunów	p_b	2	[-]	2

Tabela 2. Parametry badanego silnika

Nazwa	Symbol	Jednostki fizyczne [Ω]	Jednostki względne [p.u.]
Rezystancja stojana	R_s	7,073	0,071
Rezystancja wirnika	R_r	7,372	0,074
Reaktancja główna	X_m	187,8	1,88
Reaktancja rozproszenia stojana	$X_{s\sigma}$	9,80	0,098
Reaktancja rozproszenia wirnika	$X_{r\sigma}$	9,80	0,098

Tabela 3. Wielkości bazowe

Nazwa	Równanie	Wartość	Jednostka
Moc	$S_b = 3/2 U_b I_b$	4,8	[kW]
Moment	$M_b = p_b S_b / \Omega_b$	30,56	[Nm]
Prędkość obrotowa	$N_b = 60 f_{sN} / p_b$	1500	[obr/min]
Napięcie stojana	$U_{sb} = \sqrt{2} U_{sN}$	565,7	[V]
Prąd stojana	$I_{sb} = \sqrt{2} I_{sN}$	5,66	[A]
Częstotliwość	$f_{sb} = f_{sN}$	50	[Hz]
Pulsacja kąтова	$\Omega_b = 2\pi f_{sN}$	100π	[rad/s]
Strumień	$\Psi_b = U_b / \Omega_b$	1,80	[Wb]

Praca finansowana ze środków Narodowego Centrum Nauki w latach 2012–2014 jako projekt badawczy UMO-2011/03/N/ST7/03508

LITERATURA

- [1] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*, Wrocław, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2003.
- [2] UTKIN V.I., *Sliding mode control design principles and applications to electric drives*, IEEE Trans. Industrial Electronics, 1993, Vol. 40, No. 1, 23–36.
- [3] UTKIN V.I., SHI J.X., *Integral sliding mode in systems operating under uncertainty conditions*, 35th IEEE Conf. on Decision and Control, Japonia, 1996, 4591–4596.
- [4] RIVERA J, LOUKIANOV A., *Integral nested sliding mode control: Application to the induction motor*, International Workshop on Variable Structure Systems, 2006, 110–114.
- [5] COMANESCU M., *An induction-motor speed estimator based on integral sliding-mode current control*, IEEE Trans. Industrial Electronics, 2009, Vol. 56, No. 9, 3414–3423.
- [6] BARAMBONES O., GARRIDO A.J., *Adaptive sensorless robust control of AC drives based on sliding mode control theory*, International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2007, Vol. 17, No. 9, 862–879.
- [7] WAI R.J., LIN F.J., *Fuzzy neural network sliding-mode position controller for induction servo motor drive*, IEE Proceedings-Electric Power Applications, 1999, Vol. 146, No. 3, 297–308.
- [8] WAI R.J., LIN C.M., HSU C.F., *Adaptive fuzzy sliding-mode control for electrical servo drive*, Fuzzy Sets and Systems, 2004, Vol. 143, No. 2, 295–310.

- [9] WAI R.J., DUAN R.Y., LEE J.D., CHANG H.H., *Wavelet neural network control for induction motor drive using sliding-mode design technique*, IEEE Trans. Industrial Electronics, 2003, Vol. 50, No. 4, 733–748.
- [10] ZHANG Z., ZHU J., TANG R., BAI B., ZHANG H., *Second order sliding mode control of flux and torque for induction motor*, Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conf. (APPEEC), 2010, 1–4.
- [11] FERRARA A., RUBAGOTTI M., *A sub-optimal second order sliding mode controller for current-fed induction motors*, American Control Conference (ACC), USA, 2009, 59–64.
- [12] BETIN F., PINCHON D., CAPOLINO G.A., *A time-varying sliding surface for robust position control of a DC motor drive*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, Vol. 49, No. 2, 462–473.
- [13] ABID M., MANSOURI A., AISSOUY A.G., BELABBES B., *Sliding mode application in position control of an induction machine*, Journal of Electrical Engineering, 2008, Vol. 59, No. 6, 322–327.
- [14] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., TARCHAŁA G., *Unified approach to the sliding-mode control and state estimation – application to the induction motor drive*, Bulletin of the Polish Academy of Sciences – Technical Sciences, 2013, Vol. 61, No. 4, 1–10.
- [15] DECARLO R.A., ZAK S.H., MATTHEWS G.P., *Variable structure control of nonlinear multivariable systems – a tutorial*, Proceedings of the IEEE, 1988, Vol. 76, No. 3, 212–232.
- [16] JABBARI A., TOMISUKA M., SAKAGUCH T., *Robust nonlinear control of positioning systems with stiction*, American Control Conference (ACC), USA, 1990, 1097–1102.
- [17] BARTOSZEWICZ A., *Time-varying sliding modes for second-order systems*, IEE Proceedings – Control Theory and Applications, 1996, Vol. 143, No. 5, 455–462.
- [18] BARTOSZEWICZ A., *Design of a nonlinear time-varying switching line for second order systems*, 37th IEEE Conf. on Decision and Control, 1998, 2404–2408.
- [19] TOKAT S., EKSIN I., GUZELKAYA M., SOYLEMEZ M.T., *Design of a sliding mode controller with a nonlinear time-varying sliding surface*, Transactions of the Institute of Measurement and Control, 2003, Vol. 25, No. 2, 145–162.
- [20] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., TARCHAŁA G., *Integral sliding mode direct torque control of the induction motor drives*, 39th Annual Conf. IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Wiedeń 2013, 8482–8487.

EQUIVALENT SLIDING-MODE CONTROL OF THE INDUCTION MOTOR SPEED

The paper deals with the speed control of the induction motor drive, which utilizes the sliding modes. In order to reduce the oscillations of regulated variables (the chattering phenomenon), in contradiction to the commonly used relay control method, the equivalent control method is applied. In this method, control signal consists of two different parts: continuous and discontinuous. The design method of such controller has been presented, based on the general design methodology of the systems with sliding modes, which has been demonstrated in the introductory part of the paper. The proposed control algorithm has been verified in simulation and experimental tests for the 3 kW induction motor.

*regulator neuronowo-rozmyty, warstwy Petriego
sieci Petriego, sterowanie napędem elektrycznym*

Piotr DERUGO*

ANALIZA WPLYWU KONKURENCYJNYCH WARSTW PETRIEGO NA DZIAŁANIE REGULATORA NEURONOWO-ROZMYTEGO

W artykule przeprowadzono analizę możliwości wykorzystania konkurencyjnych warstw Petriego w regulatorze neuronowo-rozmytym w celu poprawy wskaźników jakości sterowania. Opisano zasadę działania, oraz możliwe miejsca implementacji konkurencyjnej warstwy Petriego we wspomnianym regulatorze. Przeprowadzono serię badań symulacyjnych oraz eksperymentalnych. Jako obiekt badawczy użyto obcowzbudnego silnika prądu stałego w kaskadowej strukturze regulacji. Analizowany regulator został wykorzystany w zewnętrznej pętli regulacji prędkości.

1. WSTĘP

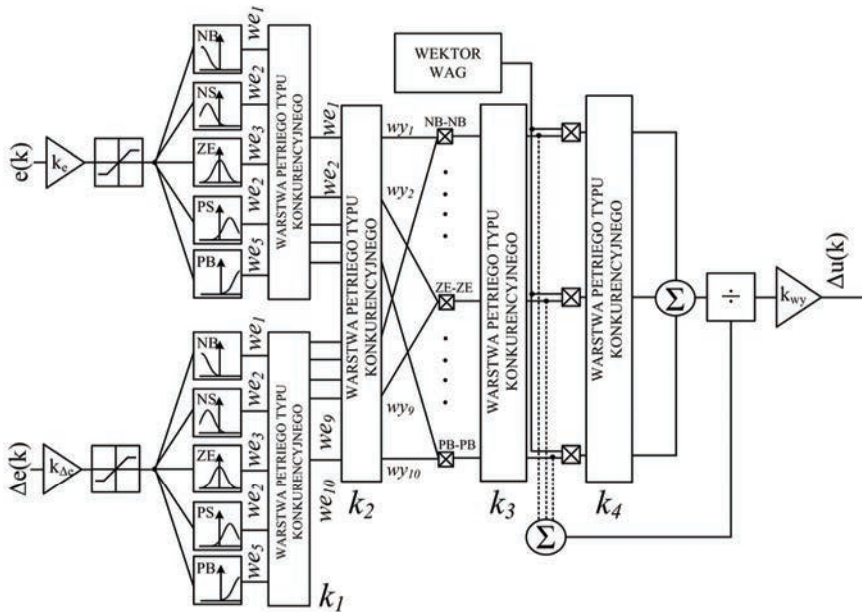
Współczesne przemysłowe układy napędowe cechują się znacznymi wymaganiami, odnośnie do jakości sterowania. Wymagania te podyktowane są wciąż rosnącymi oczekiwaniami odbiorców końcowych. Dokładność oraz powtarzalność produkcji przemysłowej w dużej mierze zależy od sterowania poszczególnymi procesami. W związku z tym, prowadzone są ciągle badania nad możliwościami poprawy jakości procesów. Koniecznym staje się tworzenie rozwiązań znacznie bardziej zaawansowanych niż klasyczne regulatory typu PID. Jedną z takich możliwości jest logika rozmyta. W niniejszej publikacji przeprowadzono analizę możliwości wykorzystania konkurencyjnych Warstw Petriego (WP) [5, 6] w neuronowo-rozmytym regulatorze neuronowo-rozmytym [1] o 25 regułach celem poprawy wskaźników jakości sterowania układu napędowego z silnikiem prądu stałego.

* Politechnika Wrocławska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: piotr.derugo@pwr.wroc.pl

2. REGULATOR NEURONOWO-ROZMYTY Z KONKURENCYJNYMI WARSTWAMI PETREIGO

2.1. MOŻLIWE MIEJSCA ROZMIESZCZENIA WARSTWY KONKURENCYJNEJ

W trakcie analizy uwzględniono wszystkie możliwe miejsca rozmieszczenia konkurencyjnej WP. W przypadku klasycznego regulatora neuronowo-rozmytego [1] pierwszym możliwym miejscem implementacji WP jest jej umieszczenie pomiędzy warstwą przynależności oraz wnioskowania. W warstwie tej istnieją dwie piątki sygnałów odpowiadające wartościom funkcji przynależności sygnałów wejściowych. Potencjalne możliwości to umieszczenie dwóch warstw konkurencyjnych, z których każda odpowiadałaby za kontrolę jednej piątki sygnałów (k_1), lub umieszczenie jednej warstwy odpowiedzialnej za wszystkie dziesięć sygnałów (k_2). Aby układ umożliwiał sterowanie, każda z warstw k_1 musi akceptować co najmniej jeden sygnał natomiast warstwa k_2 powinna akceptować co najmniej trzy sygnały. W przeciwnym wypadku, w stanach gdzie dwa lub więcej sygnałów mają tę samą wartość modułu, może się zdarzyć, że układ regulacji będzie działał w sposób nieprawidłowy.



Rys. 1. Neuronowo-rozmyty regulator z zaznaczonymi możliwymi miejscami implementacji konkurencyjnych warstw Petreigo

Kolejnym z możliwych miejsc umieszczenia konkurencyjnej WP jest warstwa wnioskowania, przed odczytaniem wartości współczynników przynależności do algo-

rytmu inferencji (k3). Sygnały o najmniejszej wartości są zerowane i nie mają wpływu na wyjściową wartość sterowania.

Ostatnią z możliwości jest umieszczenie WP w warstwie defuzyfikacji, w ten sposób, że wszystkie sygnały są sumowane podczas obliczania mianownika funkcji defuzyfikacji, jednak nie wszystkie są brane pod uwagę podczas wyznaczania licznika tej funkcji (k4). Wszystkie z możliwych implementacji oznaczono na rysunku 1.

2.2. KONKURENCYJNA WARSTWA PETRIEGO

Konkurencyjna WP spośród znanej ilości sygnałów wejściowych podaje na wyjścia jedynie k sygnałów o największej wartości, co do modułu. Pozostałe sygnały są zerowane zgodnie z równiami (1)–(3).

$$A = \max_k \left\{ \underset{i=1 \dots n}{\text{sort}} \frac{we}{N_d} \right\} \quad (1)$$

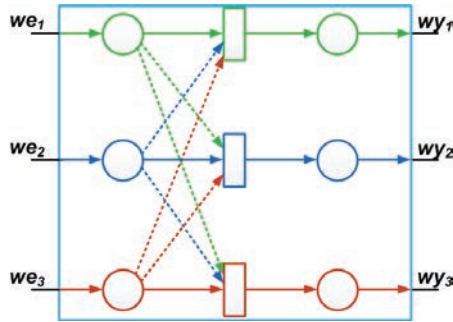
$$\underset{\substack{we_i \in A \\ i=1 \dots n}}{\forall} wy_i = we_i \quad (2)$$

$$\underset{\substack{we_i \notin A \\ i=1 \dots n}}{\forall} wy_i = 0 \quad (3)$$

gdzie: A – wektor k wartości maksymalnych z wartości wektora wejściowego, \max_k – operator wyboru k wartości maksymalnych z wektora wejściowego, sort – operator sortowania wartości malejąco według wartości ich modułów, \underline{we} – wektor wejściowy, wy_i – i -ta wartość wektora wyjściowego, N_d – zadana ilość wartości maksymalnych mających pozostawać aktywnymi, n – liczba elementów wektorów wejściowego oraz wyjściowego.

Operator \max_k uwzględnia możliwość występowania stanów, gdy więcej niż jeden sygnał wejściowy ma tę samą wartość modułu. W przypadku, gdy co najmniej jeden z takich sygnałów powinien zostać przepuszczony przez warstwę bez ingerencji w jego wartość, wówczas wszystkie sygnały są akceptowane. Rozwiązanie to jest istotne z punktu widzenia stabilności układu. W przyszłych pracach przewidziana jest implementacja operatora \max_k akceptująca sztywną liczbę sygnałów, w przypadku równości sygnałów, która mogłaby spowodować konieczność akceptacji większej liczby sygnałów, algorytm będzie dokonywał selekcji na podstawie znajomości stanów układu w poprzednich chwilach czasowych oraz wiedzy eksperckiej.

Na rysunku 2 przedstawiono schemat sieci Petriego opisujący trójwejściową warstwę konkurencyjną typu Petriego. Warunkiem aktywacji przejścia dla danego toru $we_n - wy_n$ jest spełnienie przez sygnał warunku przynależności do operatora \max_k .



Rys. 2. Sieć Petriego opisująca warstwę konkurencyjną

3. UKŁAD BADAWCZY

3.1. MODEL SYMULACYJNY

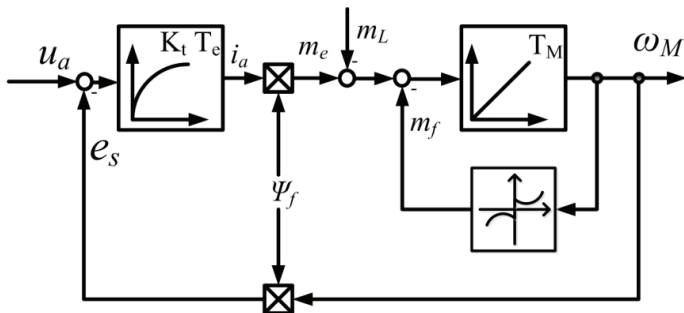
W badaniach do niniejszej pracy wykorzystano obcowzbudny silnik prądu stałego. Założono stałą wartość strumienia wzbudzenia Ψ_f . Dzięki takiemu założeniu silnik taki można opisać za pomocą równań w jednostkach względnych [3].

$$T_e \frac{di_a}{dt} = -i_a + K_t(u_a - \psi_f \omega_M) \quad (4)$$

$$T_M \frac{d\omega_M}{dt} = \psi_f i_a - m_L - m_f \quad (5)$$

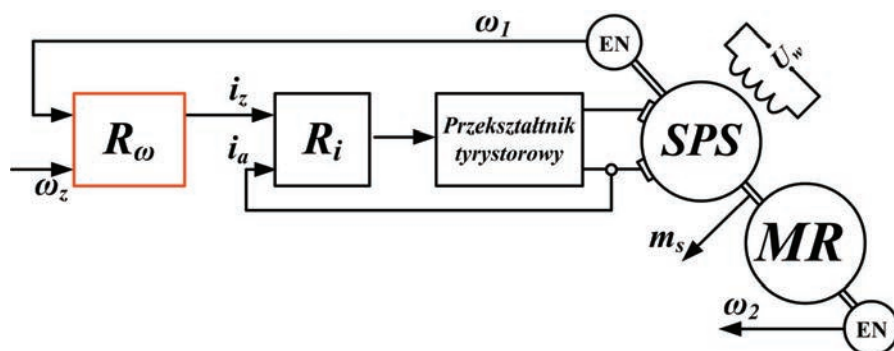
gdzie: T_e – stała elektromagnetyczna, T_M – stała mechaniczna, i_a – prąd twornika, ω_m – prędkość, Ψ_f – strumień wzbudzenia, m_L – moment obciążenia, m_f – tarcie.

Schemat blokowy silnika DC odpowiadający równaniom (4) i (5), przedstawiono na rysunku 3.



Rys. 3. Schemat blokowy silnika prądu stałego

Układ sterowania składa się z dwóch kaskadowo połączonych regulatorów (rys. 4). W pętli zewnętrznej zastosowano regulator prędkości mający na celu skompensowanie stałej mechanicznej układu, będącej największą stałą czasową układu. W pętli wewnętrznej użyty został regulator prądowy niwelujący wpływ mniejszych stałych czasowych występujących w układzie. W trakcie badań zaproponowane regulatory implementowane były jako regulator prędkości.



Rys. 4. Schemat blokowy kaskadowej struktury sterowania

W przypadku badań zarówno symulacyjnych, jak i eksperymentalnych użyto układu z połączeniem sprzężystym. Część mechaniczną takiego układu można opisać równaniami (6)–(8) [2, 4].

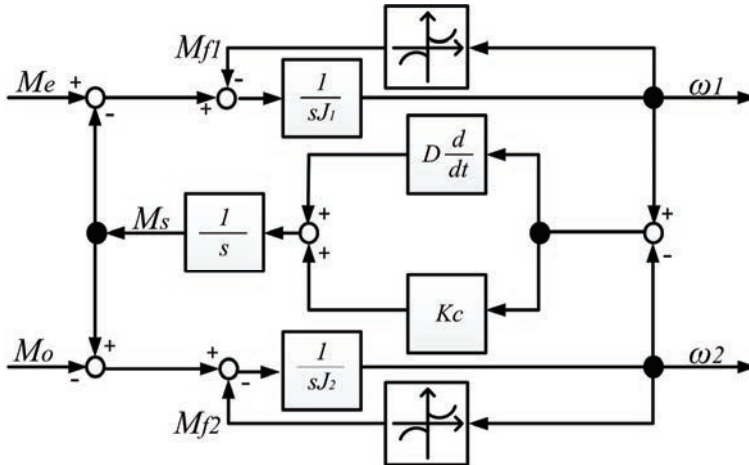
$$\frac{d\omega_1(t)}{dt} = \frac{1}{J_1} [M_e(t) - M_s(t) - M_{f1}] \quad (6)$$

$$\frac{d\omega_2(t)}{dt} = \frac{1}{J_2} [M_s(t) - M_o(t) - M_{f2}] \quad (7)$$

$$\frac{dM_s}{dt} = K_C [\omega_1(t) - \omega_2(t)] + D \frac{d[\omega_1(t) - \omega_2(t)]}{dt} \quad (8)$$

gdzie: ω_1 , ω_2 – prędkości maszyny napędzającej i roboczej, M_S – moment skrotny, K_C , D – współczynniki sprzężystości i tłumienia drgań, $M_{f1,2}$ – moment tarcia, $J_{1,2}$ – momenty bezwładności silnika i obciążenia.

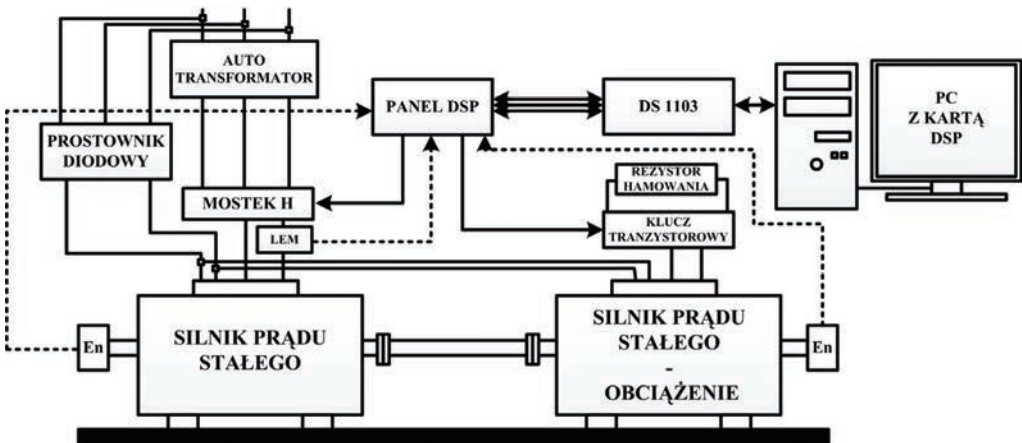
Schemat blokowy odpowiadający powyższym równaniom prezentuje rysunek 5.



Rys. 5. Schemat blokowy części mechanicznej silnika z połączeniem sprężystym

3.2. UKŁAD EKSPERYMENTALNY

Badania eksperymentalne zostały zrealizowanych na stanowisku laboratoryjnym składającym się z dwóch silników prądu stałego typu PZBb 22b (silnik-obciążenie). Zasilanie silnika odbywa się poprzez mostek H. Sterowanie zestawem odbywa się za pomocą komputera wyposażonego w procesor sygnałowy i oprogramowanie dSPACE 1106. Obwód regulacji próbkowany jest z częstotliwością 2 kHz. Układ dwumasowy uzyskano poprzez użycie wału sprężystego. Schemat blokowy układu badawczego przedstawiono na rysunku 6.



Rys. 6. Schemat blokowy układu eksperymentalnego

4. BADANIA

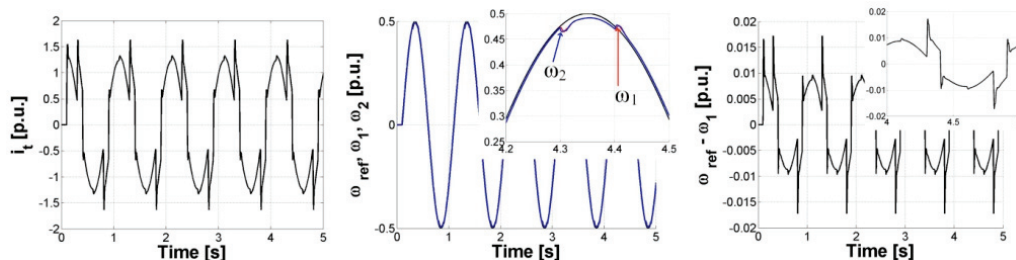
W trakcie badań, w pierwszej kolejności przeprowadzono pełne testy symulacyjne. Przeanalizowano wszelkie możliwe pozycje oraz parametry konkurencyjnych WP. Badania przeprowadzono dla trajektorii sinusoidalnej i prostokątnej. Układ pracował w trybie pracy nawrotnej z okresowo załączanym obciążeniem. Zastosowano trzy kryteria jakości sterowania. B1 – ISE (suma kwadratów błędów w czasie symulacji), B2 – ISE dla stanów statycznych ($t = [0,75-2 \text{ s}], [2,75-4 \text{ s}], [4,75-6 \text{ s}], [6,75-8 \text{ s}], [8,75-10 \text{ s}]$), B3 – ISE dla stanów dynamicznych (B1-B2). Wyniki zestawiono w tabelach 1–4. Jako n oznaczono ilość zerowanych sygnałów, oznaczenie ZE oznacza niepożądaną pracę układu.

4.1. WYNIKI SYMULACYJNE

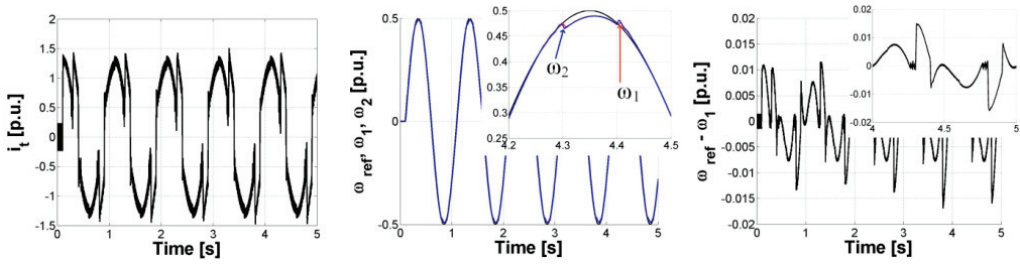
W tabeli 1 przedstawiono zmiany kryteriów jakości sterowania dla przypadków różnej ilości odrzucanych reguł przez warstwę k_1 . Analizując tabelę zauważyć można istotną poprawę wskaźników jakości regulacji dla przypadku odrzucania 3 z 5 sygnałów wejściowych. Odrzucanie 1 i 2 sygnałów skutkuje nieznaczną zmianą wskaźników, jednak jest to zmiana na poziomie błędu numerycznego.

Tabela 1. Zestawienie zmian kryteriów jakości sterowania dla przypadku warstwy k_1

K1	n	0	1	2	3	4
Nawroty – prostokąt	B1	0,00%	–0,01%	0,07%	–48,63%	ZE
	B2	0,00%	–0,01%	0,06%	–59,11%	ZE
	B3	0,00%	–0,03%	0,07%	–3,35%	ZE
Nawroty – sinus	B1	0,00%	–0,11%	0,07%	–36,41%	ZE
	B2	0,00%	–0,11%	0,07%	–32,15%	ZE
	B3	0,00%	–0,11%	0,07%	–43,28%	ZE



Rys. 7. Przebiegi wybranych zmiennych stanu dla układu z regulatorem bez WP



Rys. 8. Przebiegi wybranych zmiennych stanu dla układu z regulatorem z warstwą k_1 zerujące 3 sygnały

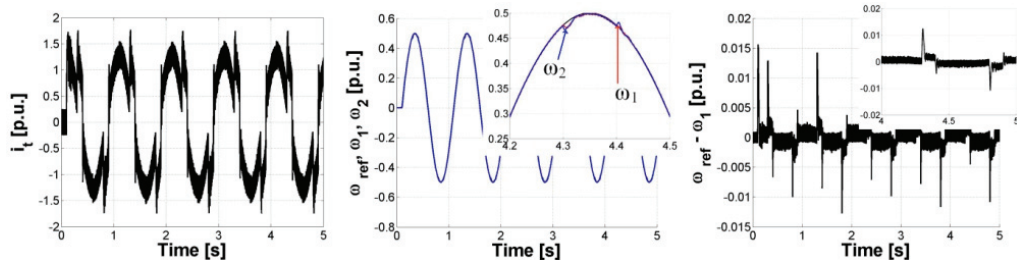
Na rysunkach 7 i 8 zaprezentowano przebiegi wybranych zmiennych odpowiednio układu z regulatorem bez WP oraz z WP k_1 zerującą 3 spośród 5 sygnałów. Dla większej przejrzystości przedstawiono jedynie 5 pierwszych sekund symulacji. Układ rozpoczyna pracę w chwili czasowej $t = 0,2$ s. Poza chwilami skokowych zmian obciążenia układ z dobrą dokładnością śledzi zadaną trajektorię.

Analizując przebiegi, zauważyć można lepsze śledzenie trajektorii zadanej przez układ z WP w porównaniu do układu bez WP. Dobrze widoczne jest to na przykładzie przebiegów różnicy prędkości referencyjnej oraz mierzonej. Co istotne pomimo mniejszych wartości maksymalnych prądu, zauważyć można jego oscylacje o małej amplitudzie.

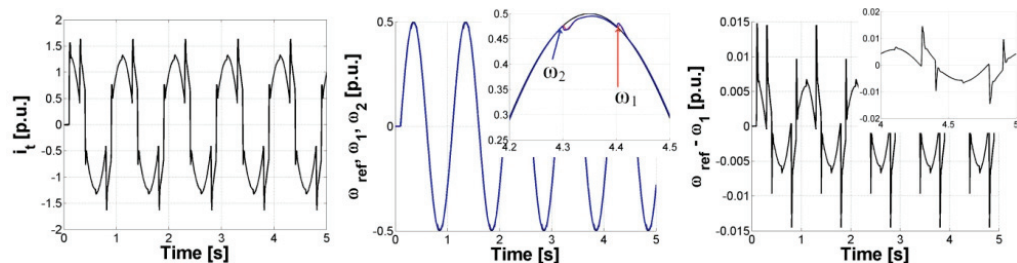
W przypadku warstwy k_2 (tabela 2) widać analogiczne zachowanie układu, istotną poprawę obserwuje się dla przypadków warstwy zerującej 5–7 sygnałów. Na rysunku 9 widać znaczne zmniejszenie wartości uchybów regulacji dla stanów statycznych, okupione jest to jednak wzrostem amplitudy oscylacji w przebiegach prądu oraz różnicy prędkości zadanej i mierzonej.

Tabela 2. Zestawienie zmian kryteriów jakości sterowania dla przypadku warstwy k_2

K2	n	0	1	2	3	4	5	6	7	8
Nawroty – prostokąt	B1	0,00%	-0,16%	-0,01%	-0,16%	0,07%	-87,03%	-48,63%	-87,03%	ZE
	B2	0,00%	-0,14%	-0,01%	-0,14%	0,06%	-88,78%	-59,11%	-88,78%	ZE
	B3	0,00%	-0,24%	-0,03%	-0,23%	0,07%	-79,45%	-3,35%	-79,45%	ZE
Nawroty – sinus	B1	0,00%	-0,13%	-0,11%	-0,13%	0,07%	-91,90%	-36,41%	-91,90%	ZE
	B2	0,00%	-0,13%	-0,11%	-0,13%	0,07%	-91,44%	-32,15%	-91,44%	ZE
	B3	0,00%	-0,13%	-0,11%	-0,13%	0,07%	-92,65%	-43,28%	-92,65%	ZE



Rys. 9. Przebiegi wybranych zmiennych stanu dla układu z regulatorem z warstwą k_2 zerujące 7 sygnały



Rys. 10. Przebiegi wybranych zmiennych stanu dla układu z regulatorem z warstwą k_3 zerujące 18 sygnały

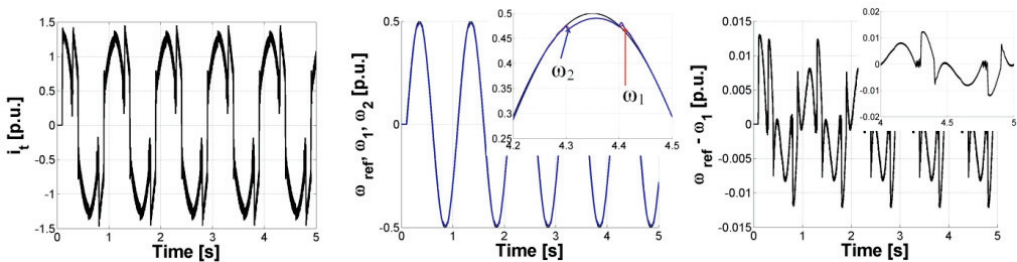
Tabela 3. Zestawienie zmian kryteriów jakości sterowania dla przypadku warstwy k_3

K3	n	Nawroty - prostokąt																								
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
Nawroty - sinus	B1	0%	0%	0%	0%	0%	0%	-0,01%	-0,01%	-0,02%	-0,01%	-0,01%	0%	0,01%	-0,12%	0%	-0,12%	0,07%	-26,6%	-57,9%	-18,1%	17,9%	-91,4%	-37,4%	-91,4%	ZE
	B2	0%	0%	0%	0%	0%	0%	-0,01%	-0,01%	-0,02%	-0,01%	0%	0,01%	-0,12%	-0,09%	-0,12%	0,07%	-25,7%	-57,8%	-16,9%	17,6%	-90,1%	-33,9%	-90,1%	ZE	
	B3	0%	0%	0%	0%	0%	0%	-0,01%	-0,01%	-0,02%	-0,01%	0%	0,01%	-0,11%	-0,09%	-0,12%	0,07%	-28,1%	-58,1%	-20,2%	18,5%	-93,5%	-42,9%	-93,5%	ZE	
	B1	0%	0%	0%	0%	0%	0%	-0,01%	-0,01%	-0,02%	-0,01%	0%	0,01%	-0,12%	-0,09%	-0,12%	0,07%	-26,6%	-57,9%	-18,1%	17,9%	-91,4%	-37,4%	-91,4%	ZE	
	B2	0%	0%	0%	0%	0%	0%	-0,01%	-0,01%	-0,02%	-0,01%	0%	0,01%	-0,12%	-0,09%	-0,12%	0,07%	-25,7%	-57,8%	-16,9%	17,6%	-90,1%	-33,9%	-90,1%	ZE	
	B3	0%	0%	0%	0%	0%	0%	-0,01%	-0,01%	-0,02%	-0,01%	0%	0,01%	-0,11%	-0,09%	-0,12%	0,07%	-28,1%	-58,1%	-20,2%	18,5%	-93,5%	-42,9%	-93,5%	ZE	
	B1	0%	0%	0%	0%	0%	0%	-0,01%	-0,01%	-0,02%	-0,01%	0%	0,01%	-0,12%	-0,14%	0%	-0,14%	0,07%	-27,7%	-57,8%	-21,6%	16,6%	-85,4%	-47,8%	-85,4%	ZE
	B2	0%	0%	0%	0%	0%	0%	-0,01%	-0,01%	-0,02%	-0,01%	0%	0,01%	-0,12%	-0,12%	0%	-0,12%	0,06%	-28,3%	-56,7%	-23,2%	16,3%	-88,0%	-58,1%	-88,0%	ZE
	B3	0%	0%	0%	0%	0%	0%	-0,01%	-0,02%	-0,03%	-0,02%	0%	0,01%	-0,21%	-0,21%	-0,02%	-0,21%	0,07%	-25,2%	-62,6%	-14,7%	17,6%	-73,8%	-3,3%	-73,8%	ZE

W tabelach 3 oraz 4 przedstawiono odpowiednio wpływ parametrów konkurencyjnych WP oznaczonych jako k_3 oraz k_4 na wartości wskaźników jakości sterowania. Podobnie jak w przypadku warstw k_1 oraz k_2 obserwuje się małe zmiany wskaźników jakości w momencie odrzucania mniej niż połowy sygnałów. Istotne zmiany obserwuje się dla przypadków odrzucania więcej niż 16 sygnałów, dla warstwy k_3 oraz więcej niż 19 sygnałów, dla warstwy k_4 . Dla przypadku warstwy k_4 odrzucającej 23 sygnały obserwuje się podobne zachowanie układu jak dla przypadku układu z warstwą k_1 odrzucającą 3 sygnały, mniejszy błąd regulacji, oraz pojawienie się oscylacji prądu.

Tabela 4. Zestawienie zmian kryteriów jakości sterowania dla przypadku warstwy k_4

K4	n	Nawroty - prostokąt																								
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
Nawroty - sinus	B1	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	-0.01%	-0.02%	-0.01%	0.01%	-0.14%	0%	-0.14%	0.07%	-57.4%	18.1%	-85.4%	-48.5%	-85.4%
	B2	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	-0.01%	-0.02%	-0.01%	0.01%	-0.12%	0%	-0.12%	0.07%	-56.2%	17.8%	-88.0%	-51.4%	-88.0%
	B3	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	-0.01%	0%	0%	-0.01%	-0.03%	-0.01%	0.01%	-0.21%	-0.02%	-0.21%	0.07%	-62.4%	19.2%	-73.8%	-35.9%	-73.8%
	B1	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	-0.01%	-0.02%	-0.01%	0.01%	-0.11%	-0.09%	-0.11%	0.07%	-57.5%	19.6%	-91.4%	-41.9%	-91.4%
	B2	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	-0.01%	-0.02%	-0.01%	0.01%	-0.12%	-0.09%	-0.12%	0.07%	-57.4%	19.2%	-90.1%	-41.9%	-90.1%
	B3	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	-0.01%	-0.02%	0%	0.01%	-0.11%	-0.09%	-0.11%	0.08%	-57.7%	20.2%	-93.5%	-42.1%	-93.5%



Rys. 11. Przebiegi wybranych zmiennych stanu dla układu z regulatorem z warstwą k_4 zerującą 23 sygnały

4.2. WYNIKI EKSPERYMENTALNE

W niniejszym rozdziale zaprezentowano wyniki eksperymentalne uzyskane w układzie napędowym z dwoma silnikami prądu stałego oraz kartą DSpace 1103. Badania przeprowadzono dla wybranych parametrów konkurencyjnych warstw Petriego. Wyniki zmian wskaźników jakości pod wpływem implementacji poszczególnych warstw wraz z parametrami zestawiono w tabeli 5. Wybrane przebiegi zmiennych stanu układu dla różnych przypadków zaprezentowano na rysunkach 12–15.

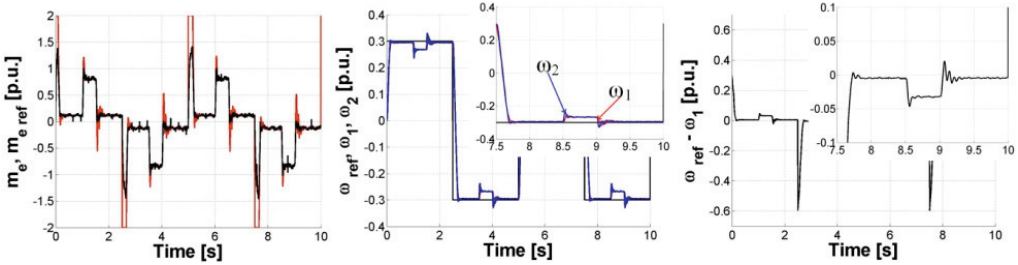
Tabela 5. Zestawienie zmian kryteriów jakości sterowania w badaniach eksperymentalnych

Prostokąt	Ref		$k_1 = 3$		$k_2 = 5$		$k_2 = 6$		$k_2 = 7$		$k_3 = 17$		$k_3 = 18$		$k_3 = 19$		$k_3 = 20$		$k_3 = 21$		$k_3 = 22$		$k_3 = 23$		$k_4 = 20$		$k_4 = 21$		$k_4 = 22$		$k_4 = 23$		$k_4 = 24$			
	B3	B2	B1	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%			
	0,0%	0,0%	0,0%	-1,39%	1,19%	-1,09%	1,51%	2,13%	2,22%	2,45%	0,94%	1,64%	-0,76%	0,72%	2,23%	1,30%	3,36%	2,03%	2,84%	0,0%	-4,06%	-1,47%	-3,75%	-1,07%	1,92%	1,67%	1,97%	1,29%	-0,92%	-3,40%	-1,81%	1,66%	1,56%	0,75%	-0,67%	0,33%

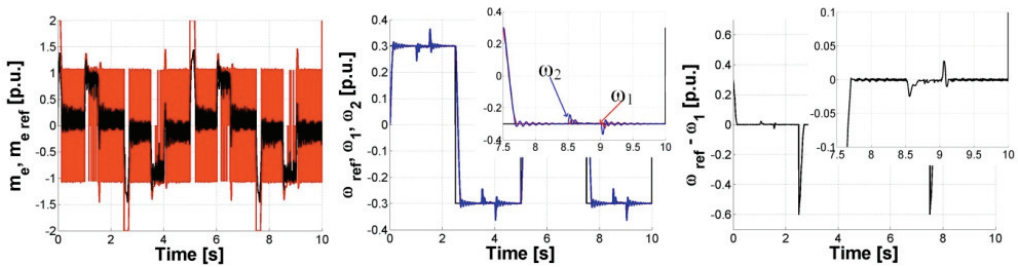
Analizując tabelę 5, można zauważyć znaczne zmiany wartości wskaźników. Szczególnie w przypadkach $k_1 = 3$, $k_2 = 6$, $k_3 = 22$ widoczna jest poprawa analizowanych wskaźników, co zgadza się z symulacjami. Podobnie w przypadku $k_4 = 21$ oraz $k_3 = 20$ zarówno w symulacjach, jak i w eksperymentach wszystkie wskaźniki ulegają pogorszeniu. W pozostałych przypadkach zgodność pomiędzy symulacjami, a eksperymentem wykazuje jedynie wskaźnik B2. Z uwagi na to iż sygnały są zerowane w kolejności od najmniejszego do największego pod względem wartości modułu oraz faktu funkcji przynależności o kształcie gaussowskim największy wpływ na aktualną wartość sterowania mają 3–5 reguł o największym poziomie aktywacji. Pomiedzy regułą o największym poziomie aktywacji, a piątą w kolejności, są co najmniej trzy rzędy różnicy. W związku z tym poziom zmian oferowany w przypadku pozostawienia co najmniej 4 najbardziej aktywnych reguł jest kilkukrotnie mniejszy niż w przypadku zerowania co najmniej jednej z nich.

Rysunki 12–15 prezentują wybrane przebiegi zmiennych układu, kolejno dla układu z regulatorem bez WP, z warstwą k_1 zerującą 3 sygnały, warstwą k_3 zerującą 22 sygnały oraz warstwą k_4 zerującą 23 sygnały. Jak można zauważyć analizując wspomniane przebiegi, implementacja każdej z warstw pozwoliła na znaczne ograniczenie wartości błędu ustalonego podczas pracy z obciążeniem. Lepsza kontrola

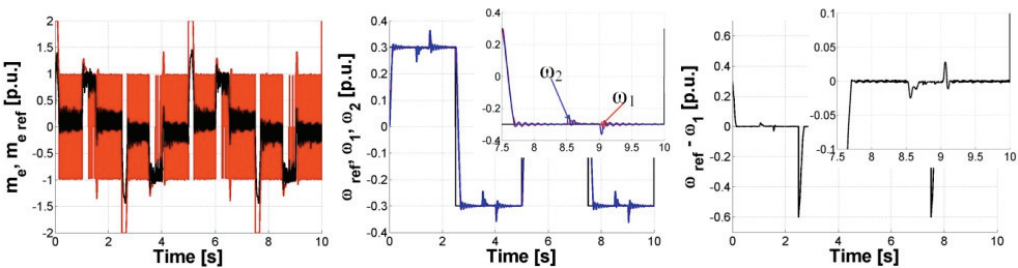
ω_1 skutkuje niestety większymi oscylacjami prędkości maszyny obciążającej w stanach o dużej dynamice. Zauważalne są także, podobnie jak w badaniach symulacyjnych, oscylacje prądu mierzonego o dużej częstotliwości oraz stosunkowo niewielkiej amplitudzie.



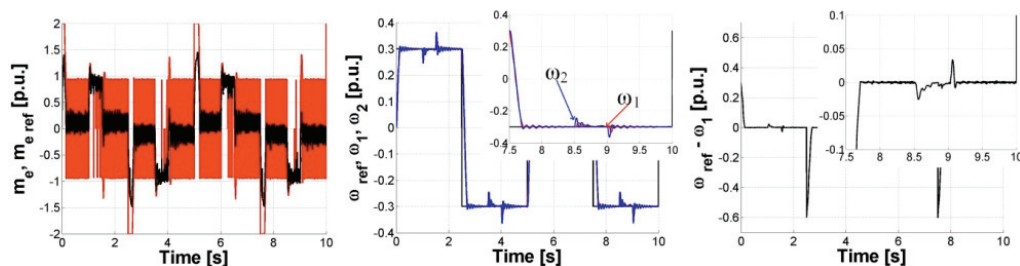
Rys. 12. Przebiegi eksperymentalne wybranych zmiennych stanu dla układu z regulatorem bez WP



Rys. 13. Przebiegi wybranych zmiennych stanu dla układu z regulatorem z warstwą k_1 zerujące 3 sygnały



Rys. 14. Przebiegi wybranych zmiennych stanu dla układu z regulatorem z warstwą k_3 zerujące 22 sygnały



Rys. 15. Przebiegi wybranych zmiennych stanu dla układu z regulatorem z warstwą k_4 zerujące 23 sygnały

Analizując przebiegi z rysunków 13–15, można stwierdzić brak istotnych różnic w zależności od implementacji poszczególnych warstw. W przypadku przebiegów różnicy prędkości zadanej oraz mierzonej widać nieznaczne różnice w chwilach gdy układ działa pod obciążeniem. Co istotne, każda z zaprezentowanych warstw pozwala na znaczne poprawienie wskaźników jakości w stosunku do układu odniesienia bez konkurencyjnych WP.

5. WNIOSKI

Na podstawie wykonanych badań symulacyjnych oraz eksperymentalnych, stwierdzić można o słuszności stosowania konkurencyjnych warstw Petriego w regulatorach neuronowo-rozmytych w celu eliminacji pewnej liczby sygnałów. Pozorne ograniczenie skutkuje poprawą dynamiki działania układu, a tym samym prowadzi to zmniejszenia wartości zaproponowanych wskaźników jakości regulacji. Szczególnie dobre efekty dają warstwy oznaczone jako k_1 oraz k_2 zerujące odpowiednio 3 oraz 6 sygnałów. Implementacje te sprawdzają się zarówno w przypadku badań symulacyjnych jak i eksperymentalnych. W przyszłych pracach planowane są inne algorytmy wyznaczania sygnałów które mają ulegać zerowaniu.

Praca finansowana przez Narodowe Centrum Nauki w ramach projektu: „Adaptacyjne sterowanie rozmyte złożonego układu napędowego o zmiennych parametrach”, 2011/03/B/ST7/02517.

LITERATURA

- [1] DERUGO P., DYBKOWSKI M., SZABAT K., *Zastosowanie adaptacyjnego neuronowo-rozmytego regulatora prędkości z konkurencyjnymi warstwami Petriego do sterowania silnika elektrycznego*, Przegląd Elektrotechniczny, vol. 89, nr 12, 2013, 64–67.
- [2] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., SZABAT K., DYBKOWSKI M., *Neuro-Fuzzy Adaptive Control of the IM Drive with Elastic Coupling*, EPE – PEMC 2008, Poznań, Poland, on CD.

- [3] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., SZABAT K., JASZCZAK K., *The influence of parameters and structure of PI-type fuzzy-logic controller on DC drive system dynamics*, Fuzzy Sets and Systems, 2002, 131, 251–264.
- [4] SERKIES P., SZABAT K., *Predykcyjny regulator prędkości napędu dwumasowego z rozmytą adaptacją ograniczeń*, Przegląd Elektrotechniczny, 2012, vol. 88, nr 4, 209–212.
- [5] WAI RONG-JONG, CHU CHIA-CHIN, *Motion Control of Linear Induction Motor via Petri Fuzzy Neural Network*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, Vol. 54, No. 1, 281–295.
- [6] WAI RONG-JONG, LIU CHIA-MING, *Robust Control for Linear Induction Motor Servo Drive Using Neural Network Uncertainty Observer*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, July 2009, Vol. 56, No. 7, 2667–2683.

ANALYSIS OF COMPETITIVE PETRI LAYERS IMPACT ON FUZZY MAMDANI TYPE REGULATOR PERFORMANCE

The article analyzes the possibility of using competitive Petri layers in neuro-fuzzy controller for improvement of control quality. Principle of operation, and the possible implementation of a competitive Petri layer in controller are presented. A series of simulations and experiments are conducted in order to show improvement. As a research plant separately excited DC motor in a cascade control structure was used. Analyzed controller is used in the outer speed control loop.

*sieć falkowa, falki, sieci neuronowe
układy adaptacyjne, sterowanie napędem elektrycznym*

Piotr DERUGO*, Krzysztof SZABAT*

ZASTOSOWANIE ADAPTACYJNEJ SIECI FALKOWEJ DO REGULACJI PRĘDKOŚCI SILNIKA PRĄDU STAŁEGO

W referacie zaprezentowano zagadnienia związane z zastosowaniem sieci falkowej jako adaptacyjnego regulatora prędkości silnika prądu stałego. Do badań wykorzystano powszechnie znaną kaskadową strukturę regulacji. W strukturze tej klasyczny regulator prędkości został zastąpiony siecią falkową o dziesięciu neuronach w warstwie aktywacji. W wykonanych badaniach sprawdzono działanie struktury układu w różnych warunkach pracy. Zaproponowano metody pozwalające na zachowanie stabilności układu w przypadku próby wymuszenia szybko zmieniającej się trajektorii prędkości.

1. WSTĘP

Układowi regulacji stawiane są coraz wyższe wymagania dotyczące ich właściwości dynamicznych i statycznych [1], [4]. W celu ich osiągnięcia w wielu ośrodkach naukowych w kraju i na świecie prowadzone są badania nad różnego rodzaju inteligentnymi układami sterowania. Oprócz szeroko obecnie rozpowszechnionych układów rozmytych [5], [6], [12] czy sieci neuronowych [2], [3], w ostatnich latach pojawiły się prace mające na celu wykorzystanie własności aproksymacyjnych funkcji falkowych [8] również w układach sterowania [7], [9], [10], [11]. Zastosowanie nieliniowych funkcji w warstwach rozmywania (aktywacji) i/lub konkluzji umożliwia, w porównaniu do funkcji liniowych, wprowadzenie do regulatora dodatkowych nieliniowości. Nieliniowości te z kolei pozwalają na lepsze odwzorowanie nieliniowych funkcji sterowania, dedykowanych obiektom nieliniowym.

W niniejszej pracy zdecydowano się na przyjęcie funkcji Falkowej opartej o pierwszą pochodną funkcji Gaussa, którą to można rozważać jako ciągłą i różniczkowalną

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: piotr.derugo@pwr.wroc.pl

odpowiednik falki Haara [10]; tak jak popularna w sieciach neuronowych sigmoidalna funkcja aktywacji może być traktowana jako różniczkowalny odpowiednik funkcji skokowej.

Referat składa się z pięciu rozdziałów w których kolejno przedstawiono model matematyczny kaskadowej struktury sterowania silnikiem prądu stałego. Kolejno zamieszczono schemat wraz z opisem matematycznym sieci falkowej użytej jako regulator prędkości we wcześniej opisanym układzie sterowania. Następnie zamieszczono wyniki badań symulacyjnych układu. W czasie badań symulacyjnych przeanalizowano wpływ szybkości zmian sygnału zadanego na działanie układu. Zaproponowano rozwiązanie w postaci wyłączania bloków adaptacji w zdefiniowanej chwili czasowej. Wnioski podsumowujące zamieszczono na końcu pracy.

2. MODEL MATEMATYCZNY UKŁADU NAPĘDOWEGO

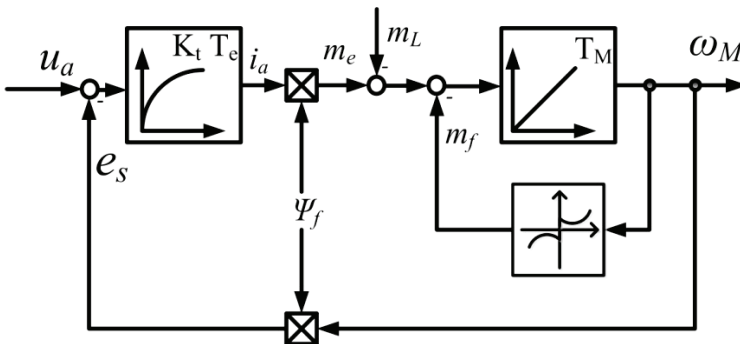
Do badań, w niniejszej pracy, użyty został model matematyczny obcowzbudnego silnika prądu stałego. Jako założenie upraszczające przyjęto stałą wartość strumienia wzbudzenia ψ_f . Obiekt taki daje się opisać równaniami w jednostkach względnych [6].

$$T_e \frac{di_a}{dt} = -i_a + K_t(u_a - \psi_f \omega_M) \quad (1)$$

$$T_M \frac{d\omega_M}{dt} = \psi_f i_a - m_L - m_f \quad (2)$$

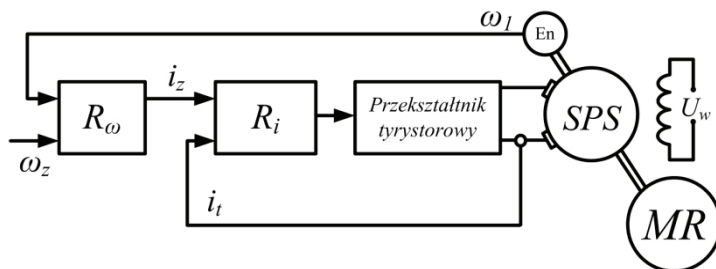
gdzie: T_e – stała elektromagnetyczna, T_M – stała mechaniczna, i_a – prąd twornika, ω_m – prędkość, ψ_f – strumień wzbudzenia, m_L – moment obciążenia, m_f – tarcie.

Schemat blokowy silnika DC, opracowany na podstawie równa (1) i (2), przedstawiono na rys. 1.



Rys. 1. Schemat blokowy silnika prądu stałego

Układ sterowania składa się z dwóch kaskadowo połączonych regulatorów (rys. 2). W pętli zewnętrznej zastosowano proponowaną sieć falkową pełniącą rolę regulatora prędkości. W pętli wymuszenia momentu użyty został klasyczny regulator prądu typu PI.



Rys. 2. Schemat układu sterowania

3. MODEL SIECI FALKOWEJ PEŁNIĄCEJ ROLĘ REGULATORA PRĘDKOŚCI

Zgodnie z opisem proponowanym w [10], [11] sieć falkowa pełniąca rolę regulatora można opisać za pomocą czterech warstw. O numerze warstwy mówią wartości w nawiasach indeksów górnych w poniższych wzorach. Pierwsza warstwa jest warstwą wejściową. Normalizuje ona, w razie konieczności, sygnały wejściowe. W niniejszym przypadku węzły wejściowe są opisane równaniem (3).

$$y_i^{(1)} = f(x_i^{(1)}) = x_i^{(1)}, \quad i = 1, 2 \quad (3)$$

Wyjście warstwy pierwszej, jest wejściem warstwy drugiej. W warstwie tej odbywa się kolejno skalowanie oraz przesunięcie sygnału (4), wyznaczenie wartości funkcji aktywacji będącej funkcją Falkową bazująca na pierwszej pochodnej funkcji Gaussa (5) której argument jest wynikiem równania (6) co jest zgodne z [10], [11], a na końcu pomnożenie poprzez wagę tej funkcji. W przypadku układu adaptacyjnego wagi te mogą przyjąć wartości jedności, gdyż inne parametry ulegające adaptacji pozwolą układowi na dopasowanie. Parametry m i σ odpowiadają odpowiednio za przesunięcie i rozszerzenie funkcji Falkowej.

$$net_j^{(2)} = \frac{y_i^{(1)} - m_{ij}}{\sigma_{ij}} \quad (4)$$

$$\Phi_j(x) = -x \cdot e^{-x^2/2} \quad (5)$$

$$y_j^{(2)} = f = \Phi_j(net_j^{(2)}), \quad j = 1 \dots 10 \quad (6)$$

Trzecią z kolei jest warstwa iloczynów. W warstwie tej odpowiednio mnożone są wartości wyjściowe warstwy drugiej. Odbywa się to zgodnie ze wzorem (7)

$$y_k^{(3)} = y_{j_1}^{(2)} y_{j_2}^{(2)} \quad (7)$$

W warstwie wyjściowej wyznaczana jest ostateczna wartość sygnału wejściowego sieci. Odbywa się to zgodnie z równaniem (8)

$$y_o^{(4)} = \sum_k w_{ko}^{(4)} \cdot y_k^{(3)}, \quad o = 1 \quad (8)$$

Analizowana sieć jest siecią adaptacyjną. Adaptowane są w niej trzy zmienne. Wagi warstwy wyjściowej, oraz parametry funkcji Falkowych. Adaptacje tych współczynników odbywają się zgodnie ze wzorami (9)–(14) [3a]

$$w_{ko}^{(4)}(N+1) = w_{ko}^{(4)}(N) + \Delta w_{ko}^{(4)} \quad (9)$$

$$\Delta w_{ko}^{(4)} = \eta_w \delta_o^{(4)} x_k^{(4)} \quad (10)$$

$$m_{ij}(N+1) = m_{ij}(N) + \Delta m_{ij} \quad (11)$$

$$\Delta m_{ij} = -\eta_m \frac{\delta_j^{(2)}}{\sigma_{ij}} \quad (12)$$

$$\sigma_{ij}(N+1) = \sigma_{ij}(N) + \Delta \sigma_{ij} \quad (13)$$

$$\Delta \sigma_{ij} = \eta_\sigma \delta_j^{(2)} \frac{(m_{ij} - x_i^{(2)})}{(\sigma_{ij})^2} \quad (14)$$

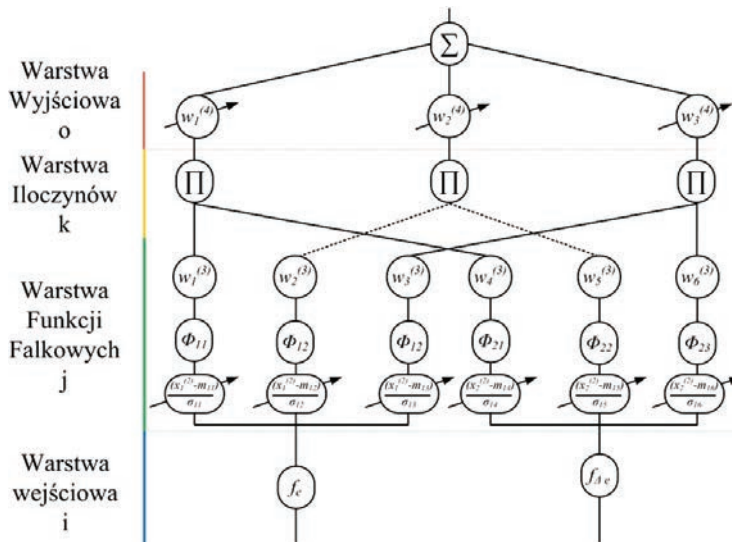
gdzie η_w , η_m , η_σ równe odpowiednio 0,01, 0,01, 0,2/5 [5a] natomiast zmienne δ są wartościami sprzężeń pomiędzy warstwami [3a], takimi że:

$$\delta_j^{(2)} = \sum_k \delta_k^3 y_k^3 \quad (15)$$

$$\delta_k^{(3)} = \delta_o^4 w_{ko}^4 \quad (16)$$

$$\delta_o^{(4)} \cong e + \Delta e \quad (17)$$

Schemat ideowy analizowanego regulatora zaprezentowano na rysunku 3, dla przejrzystości przedstawia on regulator o 6 funkcjach falkowych oraz 3 blokach mnożenia, w badaniach wykorzystano analogiczny układ o 10 funkcjach Falkowych, a tym samym 5 blokach mnożenia w warstwie iloczynów k .



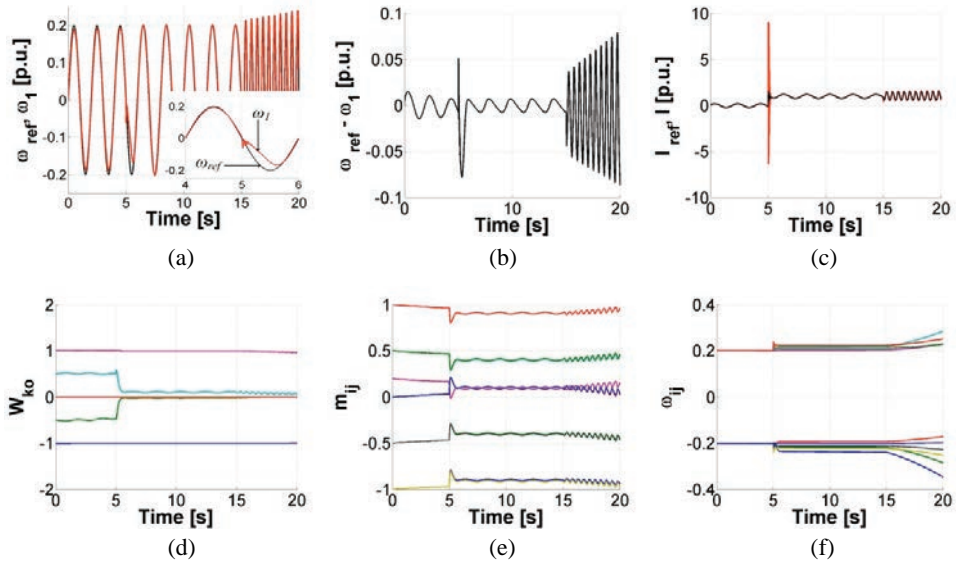
Rys. 3. Schemat ideowy sieci falkowej

Tak zdefiniowana sieć nie może zostać zainicjalizowana w sposób losowy, jak to ma miejsce w przypadku niektórych sieci neuronowych, inicjalizacji dokonano na podstawie [7].

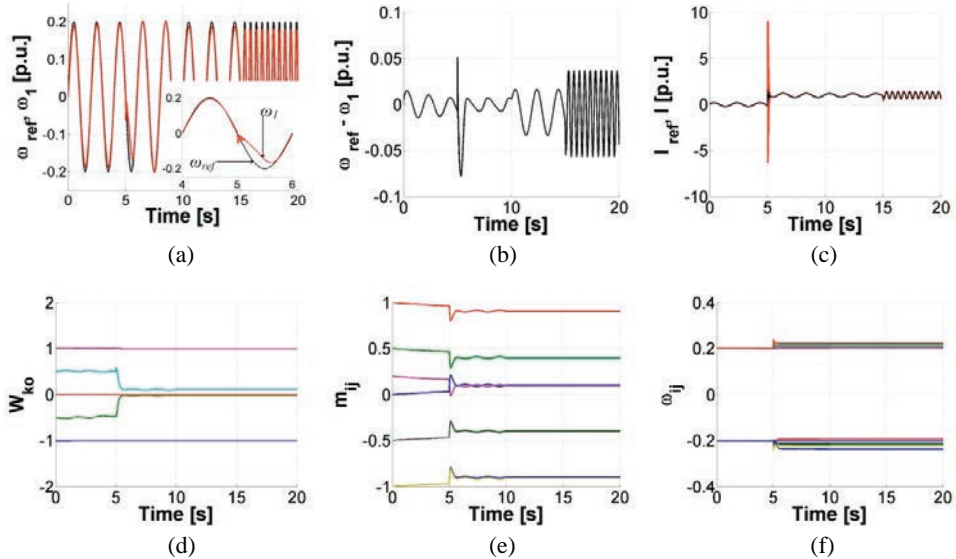
4. BADANIA SYMULACYJNE

W trakcie badań symulacyjnych zadano na układ trajektorię w postaci sygnału sinusoidalnego o amplitudzie 0,2 wartości znamionowej. Przez pierwsze 15 sekund częstotliwość wymuszenia wynosiła 0,5 Hz, kolejno częstotliwość zwiększono skokowo do 2 Hz. Dodatkowo w chwili czasowej $t = 5$ s załączono znamionowe obciążenie które utrzymano na tym poziomie do końca badań.

Na rysunku 4 zaprezentowano wybrane przebiegi układu dla przypadku adaptacji wszystkich współczynników (w , m , σ) w czasie całej symulacji. Jak widać na przebiegu różnicy prędkości zadanej oraz odtwarzanej przez silnik, amplituda uchybu sterowania po zwiększeniu częstotliwości wymuszenia wzrasta. Należy jednak podkreślić, że w specyficznych warunkach pracy układ może stracić stabilność. Fakt ten wynika z ciągłej adaptacji poszczególnych współczynników sieci w celu lepszego śledzenia zadanej prędkości, przy jednoczesnym występowaniu fizycznych ograniczeń w układzie. W związku z powyższym, jako pierwsze rozwiązanie, zaproponowano wyłączenia adaptacji wszystkich współczynników układu w zadanej chwili czasowej (rys. 5) oraz (kolejny przypadek) wyłączenia adaptacji parametrów funkcji Falkowych (m , σ) przy zachowaniu adaptacji wartości współczynników wagowych w warstwie wyjściowej (rys. 6). Należy jednak podkreślić, że wartości wag wyjściowych posiadają górne ograniczenie.

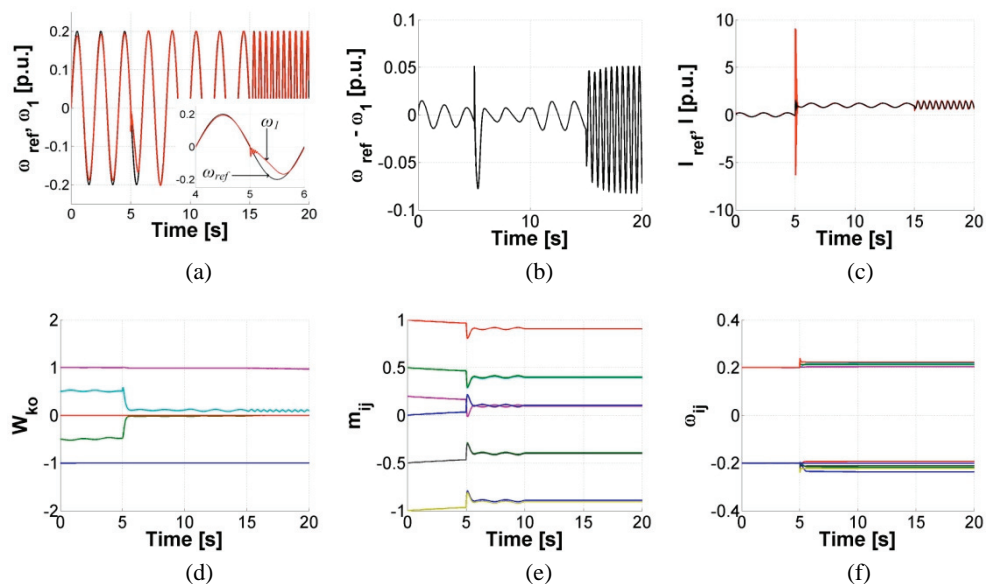


Rys. 4. Wybrane przebiegi zmiennych dla przypadku układu z adaptacyjną siecią falkową z adaptacją w czasie całej symulacji. Prędkość zadana i odtwarzana (a), różnica tych prędkości (b), prąd zadany i odtwarzany (c), przebiegi zmienności parametrów adaptowanych w (d), m (e), σ (f)



Rys. 5. Wybrane przebiegi zmiennych dla przypadku układu z adaptacyjną siecią falkową z odłączeniem bloków adaptacji w chwili czasowej $t=10$ s. Prędkość zadana i odtwarzana (a), różnica tych prędkości (b), prąd zadany i odtwarzany (c), przebiegi zmienności parametrów adaptowanych w (d), m (e), σ (f)

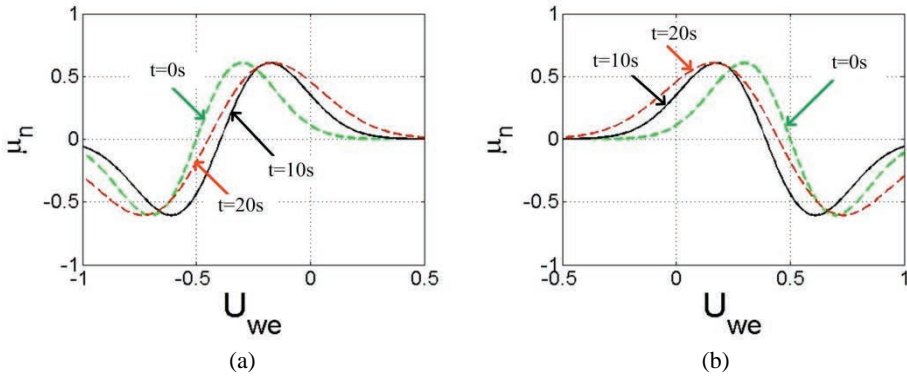
Jak wynika z przedstawionych przebiegów oba proponowane rozwiązania pozwalają na zachowanie stabilności układu regulacji. Po zatrzymaniu procesu adaptacji zarówno w pierwszym, jak i drugim przypadku zwiększenie częstotliwości wymuszenia nie spowodowało wzrostu uchybu sterowania i utraty stabilności przez układ. Warto zauważyć, iż odłączenie wszystkich bloków adaptacji (rys. 5) w porównaniu do wyłączenia adaptacji jedynie parametrów funkcji falkowych (rys. 6) poskutkowało większymi uchybami regulacji w czasie wymuszenia o pierwotnej częstotliwości.



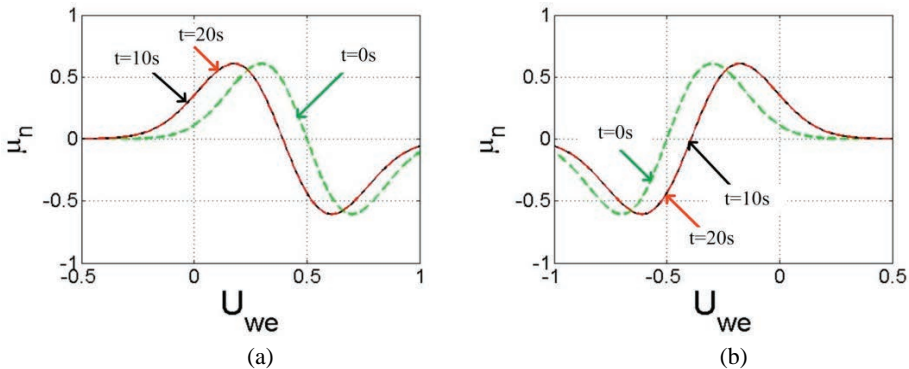
Rys. 6. Wybrane przebiegi zmiennych dla przypadku układu z adaptacyjną siecią falkową z odłączeniem bloków adaptacji parametrów funkcji falkowych w chwili czasowej $t = 10$ s. Prędkość zadana i odtwarzana (a), różnica tych prędkości (b), prąd zadany i odtwarzany (c), przebiegi zmienności parametrów adaptowanych w (d), m (e), σ (f)

Na kolejnych rysunkach 7 i 8 przedstawiono kształt wybranych falkowych funkcji aktywacji w chwilach czasowych $t = 0$, 10 i 20 s. Rysunki przedstawiają odpowiednio przypadki układu gdzie adaptacja trwała w czasie całej symulacji (rys. 7) oraz przypadku gdzie w chwili czasowej $t = 10$ s wyłączono adaptacje parametrów funkcji falkowych.

Jak można zauważyć na poniższych rysunkach, falka w pierwszej fazie ($t = 0-10$ s) ulega głównie przesunięciu w kierunku zera. W fazie drugiej ($t = 10-20$ s) falka ta zaczyna ulegać rozszerzeniu. W przypadku układu gdzie adaptacja jest wyłączana, parametry kształtu funkcji przestają ulegać zmianom w czasie dalszych symulacji, a tym samym kształt falek się nie zmienia, widoczne jest to na rys. 8.



Rys. 7. Kształty falek $j = 2$ (a) i $j = 4$ (b) w chwilach czasowych $t = 0, 10, 20$ s bez wyłączenia bloków adaptacji



Rys. 8. Kształty falek $j = 4$ (a) i $j = 2$ (b) w chwilach czasowych $t = 0, 10, 20$ s dla przypadku układu z wyłączeniem bloków adaptacji w chwili czasowej $t = 10$ s

5. PODSUMOWANIE

W trakcie badań symulacyjnych sprawdzono możliwość wykorzystania sieci Falkowej jako regulatora prędkości układu napędowego. Układ taki wykazał się bardzo dobrym śledzeniem prędkości zadanej w przypadku szybko zmieniającej się, ale możliwej do osiągnięcia przez napęd wartości wymuszenia.

W przypadku trajektorii o większej dynamice układ wykazuje cechy niestabilności. Zaproponowane rozwiązania w postaci zatrzymywania procesu adaptacji wszystkich zmiennych parametrów oraz zatrzymywania procesu adaptowania jedynie parametrów odpowiadających za kształt funkcji falkowych pozwoliły na zachowanie stabilności układu. Przyszłe badania będą obejmowały modyfikacje zastosowanego prawa adaptacji oraz implementację praktyczną układu na stanowisku laboratoryjnym.

Praca finansowana przez Narodowe Centrum Nauki w ramach projektu „Adaptacyjne sterowanie rozmyte złożonego układu napędowego o zmiennych parametrach”, 2011/03/B/ST7/02517.

LITERATURA

- [1] BROCK S., ZAWIRSKI K., *New approaches to selected problems of precise speed and position control of drives*, IECON 2012, 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2012, 6291–6296.
- [2] KAMIŃSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *FPGA Implementation of ADALINE-Based Speed Controller for the Drive System with Elastic Joint*, IEEE Trans. Ind. Informat., Vol. 9, No. 3, Aug. 2013, 1301–1311.
- [3] KAMIŃSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T. *FPGA Implementation of the Multilayer Neural Network for the Speed Estimation of the Two-Mass Drive System*, IEEE Transactions on Industrial Informatics, Vol. 7, No. 3, Aug. 2011, 436–445.
- [4] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*, Oficyna wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2003.
- [5] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., SZABAT K., DYBKOWSKI M., *Neuro-Fuzzy Adaptive Control of the IM Drive with Elastic Coupling*, EPE – PEMC 2008, Poznań, Poland (on CD).
- [6] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., SZABAT K., JASZCZAK K., *The influence of parameters and structure of PI-type fuzzy-logic controller on DC drive system dynamics*, Fuzzy Sets and Systems, 131, 2002, 251–264.
- [7] OUSSAR Y., RIVALS I., PERSONNAZ L., DREYFUS G., *Training wavelet networks for nonlinear dynamic input-output modeling*, Neurocomputing, 20, 1998, 173–188.
- [8] QINGHUA ZHANG, ALBERT BENVENISTE, *Wavelet Networks*, IEEE Transactions on Industrial Electronics Neural Networks, Vol. 3, No. 6, Nov. 1992, 889–898.
- [9] RAHIB HIDAYAT ABIYEV, OKYAY KAYNAK, *Fuzzy Wavelet Neural Networks for Identification and Control of Dynamic Plants – A Novel Structure and a Comparative Study*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 8, Aug. 2008, 3133–3140.
- [10] RONG-JONG WAI, JIA-MING CHANG, *Intelligent control of induction servo motor drive via wavelet neural Network*, Electric Power Systems Research, 61, 2002, 67–76.
- [11] RONG-JONG WAI, ROU-YONG DUAN, JENG-DAO LEE, HAN-HSIANG CHANG, *Wavelet Neural Network Control for Induction Motor Drive Using Sliding-Mode Design Technique*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 50, No. 4, Aug. 2003, 733–748.
- [12] ZAWIRSKI K., URBAŃSKI K., *Application of fuzzy control technique to thyristor DC drive*. Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vol. 3, 1997, 1173–1178.

APPLICATION OF THE WAVELET NETWORK TO SPEED CONTROL OF DC MOTOR

This paper presents the possibility of using wavelet network as DC motor speed controller in a cascade control structure. For this purpose cascade control structure has been modeled in MATLAB Simulink package. Possible to achieve dynamic has been tested during simulations. Methods allowing structure to remain stable under high trajectory has been proposed.

*DTC-SVM, ANFC, regulator adaptacyjny,
MRAS^{CC}, silnik indukcyjny,
napęd bezczujnikowy, wrażliwość*

Piotr DERUGO*, Mateusz DYBKOWSKI*

ANALIZA WPLYWU WARTOŚCI POCZĄTKOWYCH WEKTORA WAG NA PRACĘ BEZCZUJNIKOWEGO UKŁADU ADAPTACYJNEGO STEROWANIA DTC-SVM

W artykule przedstawiono możliwość wykorzystania neuronowo-rozmytego regulatora adaptacyjnego w bezczujnikowej strukturze bezpośredniego sterowania momentem elektromagnetycznym silnika indukcyjnego DTC-SVM. Przeanalizowano wpływ nastaw początkowych wartości wag regulatora na działanie układu sterowania silnika w przypadku błędnej identyfikacji parametrów silnika. Badania symulacyjne przeprowadzono z użyciem pakietu MATLAB-SIMULINK z biblioteką SimPowerSystems.

1. WPROWADZENIE

Ciągły rozwój układów napędowych z silnikami indukcyjnymi (SI) jest przyczyną konieczności ciągłego doskonalenia systemów sterowania takimi maszynami, w taki sposób aby móc je bezpiecznie używać w coraz to bardziej wymagających procesach [12], [13]. Istotnymi tendencjami widocznymi na świecie są badania nad układami bezczujnikowymi [4], [10], [3] a także nad różnego rodzaju układami adaptacyjnymi [2], [4], [9], [11]. Często spotyka się także rozwiązania wykorzystujące logikę rozmytą [7], [9], [15], [16]. W pracach [9], [3] przeprowadzono analizę adaptacyjnego bezczujnikowego układu sterowania prędkością silnika indukcyjnego w strukturze DFOC. Niniejsza praca ma na celu uzupełnienie tematu o analizę pracy silnika indukcyjnego w adaptacyjnej bezczujnikowej strukturze bezpośredniego sterowania momentem DTC-SVM oraz badaniu wpływu wag regulatora na pracę takiego napędu. Zagadnienie

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: piotr.derugo@pwr.wroc.pl

gdzie: m_e – moment elektromagnetyczny, x_M – reaktancja główna, σ – współczynnik rozproszenia, x_s, x_r – reaktancje własne uzwojeń stojana i wirnika, ψ_s, ψ_r – strumienie stojana i wirnika, δ_ψ – kąt pomiędzy wektorami strumieni wirnika i stojana.

Estymacja strumienia wirnika i momentu odbywa się za pomocą estymatora opartego na modelu prądowym maszyny indukcyjnej [8].

2.1. MODEL MATEMATYCZNY ESTYMATORA MRAS^{CC}

Model matematyczny estymatora MRAS^{CC} opisano szczegółowo w pracy [10]. Wartości składowych wektora strumienia wirnika obliczane są na podstawie modelu prądowego. Równanie estymatora prądu stojana można opisać za pomocą (2):

$$T_N \frac{d\hat{\mathbf{i}}_s}{dt} = \frac{1}{x_s \sigma} \left[\mathbf{u}_s - r_s \hat{\mathbf{i}}_s - \frac{r_r x_m^2}{x_r^2} \hat{\mathbf{i}}_s + \frac{x_m r_r}{x_r^2} \hat{\psi}_r - j \frac{x_m}{x_r} \hat{\psi}_r \hat{\omega}_m \right] \quad (2)$$

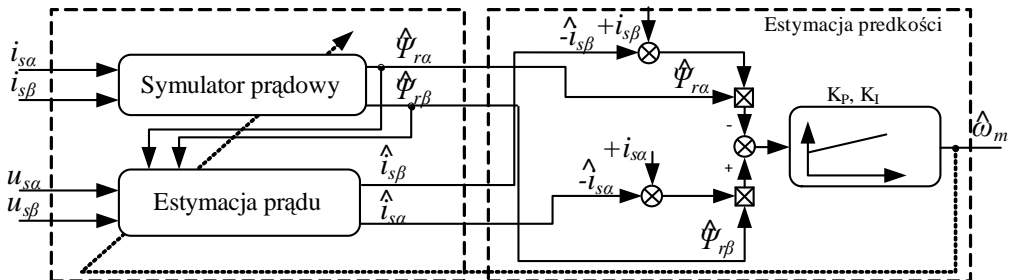
gdzie: $T_N = 1/2\pi f_{SN}$, f_{SN} – znamionowa częstotliwość stojana, $\hat{\mathbf{i}}_s$ – estymowany wektor prądu stojana, \mathbf{u}_s – estymowany wektor napięcia stojana, $\hat{\psi}_r$ – estymowany wektor strumienia wirnika, $\hat{\omega}_m$ – prędkość estymowana.

W estymatorze MRAS^{CC} prędkość kątowna otrzymywana jest na wyjściu regulatora PI, który w tym przypadku pełni rolę mechanizmu adaptacji. Wielkością wejściową regulatora jest sygnał zależny od aktualnej wartości strumienia wirnika i błędu estymacji składowych wektora prądu stojana. Mechanizm ten jest opisany zależnością:

$$\hat{\omega}_m = k_p [e_{is\alpha} \hat{\psi}_{r\beta} - e_{is\beta} \hat{\psi}_{r\alpha}] + k_I \int [e_{is\alpha} \hat{\psi}_{r\beta} - e_{is\beta} \hat{\psi}_{r\alpha}] dt \quad (3)$$

gdzie: $e_{is\alpha, \beta}$ – błąd estymacji prądu stojana, $\hat{\psi}_{r\beta}$, $\hat{\psi}_{r\alpha}$ – wartości estymowane strumienia wirnika w osiach α i β , k_I, k_p – współczynniki wzmocnienia filtra na wyjściu.

Schemat ideowy estymatora zaprezentowano na rysunku 2.



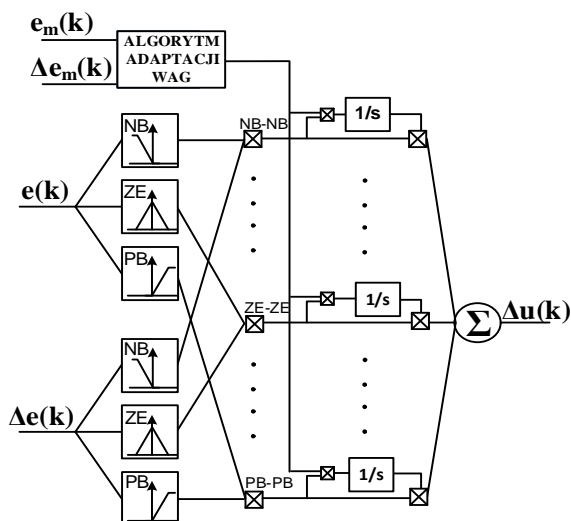
Rys. 2. Schemat ideowy estymatora MRAS^{CC} [7]

Otrzymywana w ten sposób prędkość kątowna wykorzystywana jest do przestrajania zarówno modelu prądowego jak i estymatora prądu stojana. Sygnał ten, bez dodatkowej filtracji może być używana w układzie sterowania. Układ ten nie wymaga żadnej transformacji współrzędnych. Samo strojenie regulatora PI w pętli adaptacji prędkości jest stosunkowo proste [4].

2.2. ADAPTACYJNY REGULATOR NEURONOWO-ROZMYTY

Zasada działania adaptacyjnego regulatora neuronowo-rozmytego typu została opisana między innymi w [1], [5], [6]. Opiera się on na bazie reguł i stosowaniu operatorów lingwistycznych. Jest to z punktu widzenia logiki rozmytej podejście bardzo naturalne i jednocześnie szeroko stosowane. Na podstawie sygnałów wejściowych (uchyb regulacji oraz jego pochodna), a także na podstawie wcześniej zaimplementowanej wiedzy eksperckiej wyznaczane jest sterowanie, jakie powinno zostać podane na obiekt.

W odróżnieniu od klasycznych regulatorów neuronowo-rozmytych o stałych wagach w regulatorze adaptacyjnym zmieniają się wartości współczynników wagowych funkcji aktywacji poszczególnych reguł [2], [9].



Rys. 3. Schemat ideowy adaptacyjnego regulatora neuronowo-rozmytego (ANFC)

W przypadku regulatora adaptacyjnego (ANFC) są one funkcją wszystkich poprzednich sterowań. Dodatkowo zrezygnowano z klasycznego mechanizmu defuzyfikacji w regulatorach neuronowo-rozmytych i zastąpiono go metodą singletonów [12]. Schemat ideowy adaptacyjnego regulatora neuronowo-rozmytego z trójkątnymi funkcjami przynależności przedstawiono na rys. 3. Wykorzystany został regulator typu PD.

3. BADANIA UKŁADU NAPĘDOWEGO DTC-SVM

Badania miały na celu ocenę możliwości użycia adaptacyjnego estymatora prędkości typu MRAS^{CC} działającego w beczujnikowym układzie sterowania wektorowego DTC-SVM oraz analizę doboru wag regulatora adaptacyjnego na pracę napędu. W układzie zastosowano także adaptacyjny neuronowo-rozmyty regulator prędkości. Użycie w pętli sterowania prędkością dwóch struktur adaptacyjnych wymaga większej dokładności identyfikacji parametrów silnika niż ma to miejsce w przypadku nieadaptacyjnej pętli wymuszenia momentu.

W trakcie badań symulacyjnych przeanalizowano zmiany parametrów wirnika oraz stojana maszyny indukcyjnej x_r , x_s , r_r i r_s . Przeanalizowano indywidualne zmiany każdego z parametrów w zakresie $\pm 20\%$ w stosunku do wartości rzeczywistej. Dodatkowo dla każdego z przypadków przeanalizowano 7 różnych wartości początkowych wektora współczynników wagowych adaptacyjnego regulatora neuronowo-rozmytego.

Użyte wektory zestawiono w tabeli 1 są to odpowiednio: Zerowy (tabela 1, Lp. 1): wektor wartości zerowych, gdzie wszystkie współczynniki wagowe w chwili czasowej $t = 0$ s są zerami. 10 s adaptacji (tabela 1, Lp. 2): wektor będący wartościami jakie regulator osiąga po 10 sekundach działania układu w przypadku rozpoczęcia działania z wagami zerowymi dla układu o poprawnie zidentyfikowanych parametrach silnika. Wiedza ekspercka (tabela 1, Lp. 3.) wartości wag oszacowane na podstawie znajomości przybliżonej właściwej powierzchni sterowania. Jeden parametr błędny (tabela 1, Lp. 4) wagi analogiczne do przypadku 3 z jednym dodatkowo błędnie dobranym współczynnikiem (NB-PB). Losowe 1 (tabela 1, Lp. 5) i 2 (tabela 1, Lp. 6), wektor wartości losowych. Zły (tabela 1, Lp. 7.) Współczynniki o świadomie nieprawidłowo dobranych wartościach w stosunku do prawidłowej powierzchni sterowania.

Tabela 1. Użyte w badaniach wartości wektora wag w chwili czasowej $t = 0$ s

Lp.	1	2	3	4	5	6	7
NB-NB	0	0,0860	0,1	1,0	0,5377	-1,1480	-1,0
NB-ZE	0	-0,0177	0,0	0	1,8339	0,1049	-0,5
NB-PB	0	0,0335	0,0	0,5	-2,2588	0,7223	0,0
ZE-NB	0	-0,7981	-1,0	-1,0	0,8622	2,5855	-0,5
ZE-ZE	0	-0,0096	0,0	0	0,3188	-0,6669	0,0
ZE-PB	0	0,8024	1,0	1,0	-1,3077	0,1873	0,5
PB-NB	0	-0,0402	0,0	0	-0,4336	-0,0825	0,0
PB-ZE	0	0,0389	0,0	0	0,3426	-1,9330	0,5
PB-PB	0	-0,0690	-0,1	-1,0	3,5784	-0,4390	1,0
Typ wektora	Zerowy	10 s adaptacji	wiedza ekspercka	1 parametr błędny	losowe 1	Losowe 2	zły

W tabelach 2–5 zestawiono symulacyjne wyniki działania układu serowania dla zmiennych wektorów współczynników wagowych w chwili $t = 0$ s oraz zmiennych parametrów zidentyfikowanych napędu. W tabelach użyto następujących oznaczeń:

- S – układ działa stabilnie, N – układ działa niestabilnie,
- SŚ – układ działa stabilnie jednak z relatywnie dużymi błędami regulacji,
- SŻ – układ działa stabilnie, jednak jakość regulacji jest bardzo niska.

Analizując dane przedstawione w tabelach widać, że układ DTC-SVM z dwoma elementami adaptacyjnymi jest bardzo czuły na nieprawidłową identyfikację parametrów silnika indukcyjnego. W pracach [10], [3] układ DFOC pracował stabilnie w przypadku zmian parametrów nawet o ponad 30%. W przedstawionych badaniach stabilna praca zapewniająca dobrą jakość regulacji wymagała błędu identyfikacji poszczególnych parametrów nie większego niż 5%, a w przypadku x_s nawet 5% zmiana powodowała utratę stabilności układu.

Tabela 2. Badania wpływu zmian r_r

Wektor	1	2	3	4	5	6	7
r_r							
80%	N	N	N	N	N	N	N
85%	N	N	N	N	SŚ	SŻ	N
90%	SŚ	SŚ	SŚ	SŚ	SŚ	SŻ	SŚ
95%	S	S	S	S	SŚ	N	S
100%	S	S	S	S	S	N	S
105%	S	S	S	S	SŚ	N	N
110%	N	N	N	N	N	N	N
115%	N	N	N	N	N	N	N
120%	N	N	N	N	N	N	N

Tabela 3. Badania wpływu zmian r_s

Wektor	1	2	3	4	5	6	7
r_s							
80%	N	N	N	N	N	SŻ	N
85%	N	N	N	N	N	N	N
90%	SŚ	SŚ	SŚ	SŚ	SŚ	N	SŚ
95%	S	S	S	S	SŚ	N	S
100%	S	S	S	S	SŚ	N	S
105%	N	N	N	N	N	N	N
110%	N	N	N	N	N	N	N
115%	N	N	N	N	N	N	N
120%	N	N	N	N	N	N	N

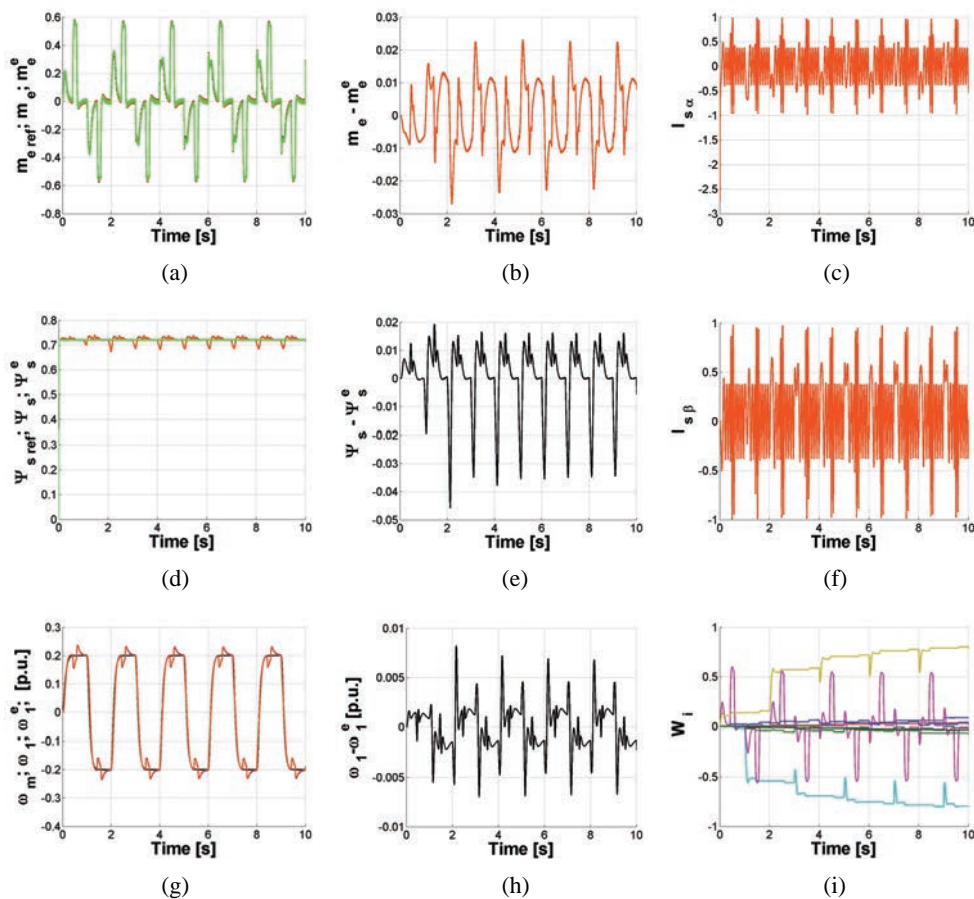
Tabela 4. Badania wpływu zmian x_r

Wektor x_r	1	2	3	4	5	6	7
80%	N	N	N	N	N	N	N
85%	N	N	N	N	N	N	N
90%	N	N	N	N	N	N	N
95%	N	N	N	N	N	N	N
100%	S	S	S	S	SS	N	S
105%	S	S	S	S	S	N	S
110%	SS	SS	SS	SS	SS	N	SS
115%	N	N	N	N	N	N	N
120%	N	N	N	N	N	N	N

Tabela 5. Badania wpływu zmian x_s

Wektor x_s	1	2	3	4	5	6	7
80%	N	N	N	N	N	N	N
85%	N	N	N	N	N	N	N
90%	N	N	N	N	N	N	N
95%	N	N	N	N	N	N	N
100%	S	S	S	S	SS	N	S
105%	N	N	N	N	N	N	N
110%	N	N	N	N	N	N	N
115%	N	N	N	N	N	N	N
120%	N	N	N	N	N	N	N

Kolejnym istotnym wnioskiem jest stosunkowo duża niewrażliwość układu na wartości początkowe wektora współczynników wagowych adaptacyjnego regulatora neuronowo-rozmytego. W przypadku wektora 6, będącego wektorem wartości losowych uzyskano istotne pogorszenie właściwości układu sterowania, niemal w każdym wypadku układ taki tracił stabilność. Wynika to z faktu różnicy znaku wagi w przypadku 4 współczynników wagowych, a co ważniejsze dla przypadku NB-NB i NB-ZE będących regułami sąsiadującymi błąd znaku powoduje zmianę znaku sterowania w stosunku do błędu wejściowego a tym samym niestabilność. W przypadku pozostałych wektorów nie uzyskano poprawy jakości sterowania lub stabilności w porównaniu do wektora o wartościach zerowych. Można więc stwierdzić że poprzez dobór niezerowego wektora można pogorszyć, natomiast nie można istotnie poprawić jakości sterowania układu.

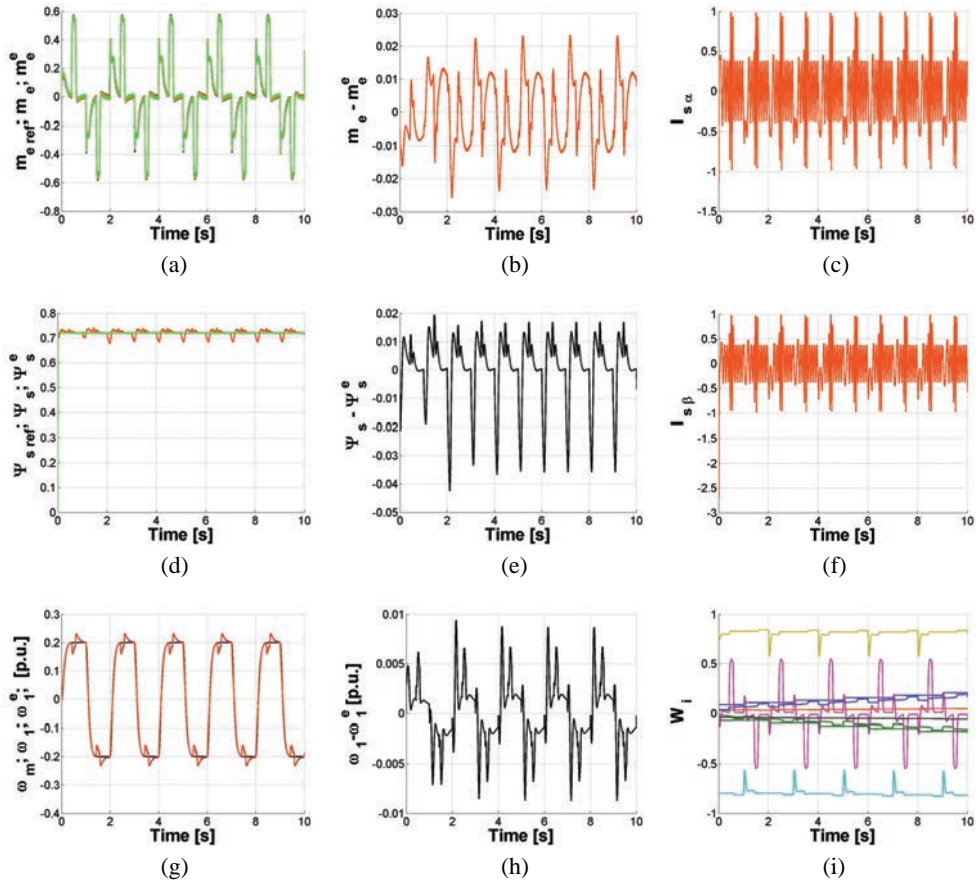


Rys. 3. Przebiegi wybranych zmiennych dla przypadku wektora zerowego (1) współczynników wagowych dla prawidłowo zidentyfikowanych parametrów silnika

Na rysunkach 3–5 zaprezentowane zostały wybrane przebiegi dla wybranych przypadków początkowych wektorów wagowych oraz wartości zidentyfikowanych parametrów. Są to kolejno, moment elektromagnetyczny zadany, rzeczywisty i estymowany (a) różnicę pomiędzy momentem rzeczywistym i estymowanym (b) prąd stojana w osi β (c) strumień stojana zadany, rzeczywisty i mierzony (d) różnica pomiędzy rzeczywistym, a estymowanym strumieniem stojana (e) prąd stojana w osi α (f) prędkości modelu, silnika oraz estymowana (g) różnica między prędkością silnika i estymowaną (h) przebiegi współczynników wagowych (i).

Rysunek 3 prezentuje przypadek poprawnie zidentyfikowanych parametrów silnika oraz użycie wektora zerowego współczynników wagowych. Na rysunku 4 pokazane zostały przebiegi dla przypadku wektora równego wektorowi współczynników wago-

wych z chwili $t = 10$ s przypadku pierwszego oraz z błędnie zidentyfikowaną wartością rezystancji wirnika $r_r = 1,05 r_r$.

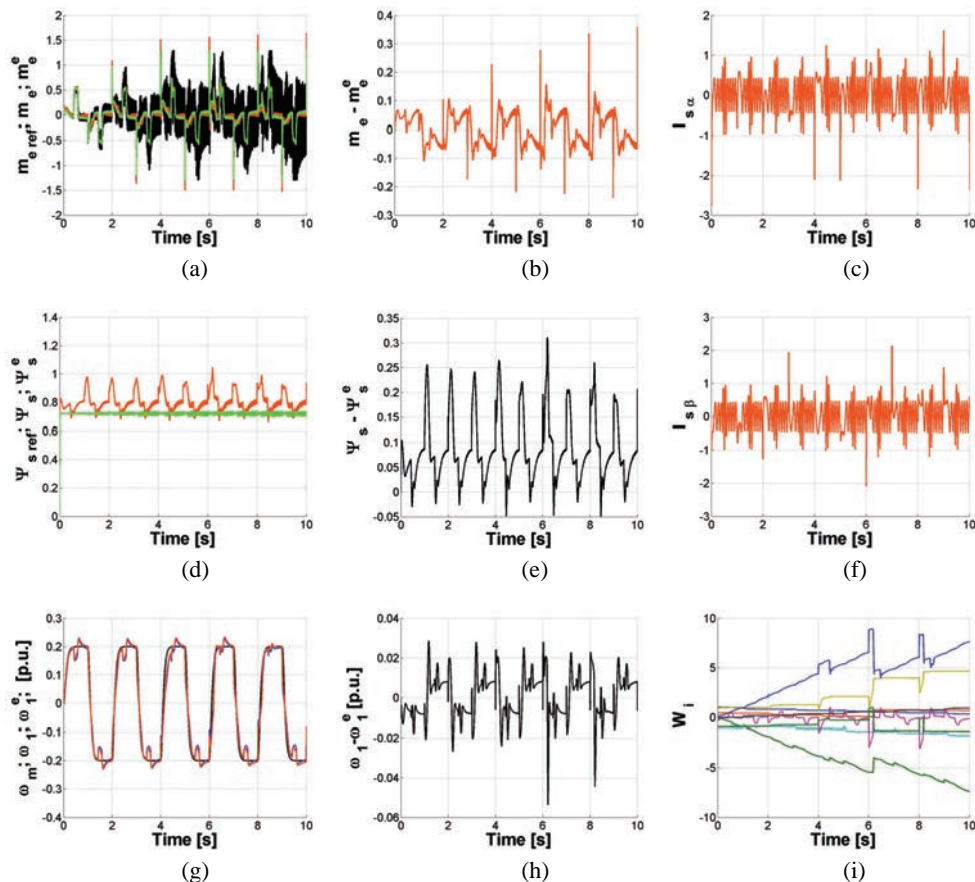


Rys.4. Przebiegi wybranych zmiennych dla przypadku wektora współczynników wagowych równego wektorowi po 10 s adaptacji w przypadku prawidłowo zidentyfikowanych parametrów obiektu (2), dla błędnie zidentyfikowanego parametru silnika $r_r = 1.05r_m$

Rysunek 5 przedstawia przypadek wektora współczynników wagowych opartego o wiedzę ekspercką oraz błędnie zidentyfikowany parametr reaktancji własnej wirnika $x_r = 1,10x_m$.

Z kształtu przebiegów wynika że, w przypadku prawidłowej identyfikacji parametrów obiektu, jakim jest silnik indukcyjny estymator MRAS^{CC} odtwarza zmienne stanu z bardzo dobrą dokładnością. Neuronowo-rozmyty regulator adaptacyjny typu PD jest w stanie prawidłowo się dostosować do obiektu sterowania jakim jest silnik indukcyjny w układzie bezczujnikowym. W chwili czasowej wszystkie współczyn-

niki wagowe są zerami jednak wszystkie wagi w czasie około 10 s osiągają wartości bliskie optymalnym.



Rys. 5. Przebiegi wybranych zmiennych dla przypadku wektora współczynników wagowych z jednym błędem (4) dla błędnie zidentyfikowanego parametru silnika $x_r = 1,10x_m$

Największe niedokładności odtwarzania zmiennych stanu są zauważalne w trakcie nawrotów, błędy te jednak nie prowadzą do destabilizacji pracy układu.

Nieprawidłowe wartości schematu zastępczego maszyny mogą wynikać z nieprawidłowej ich identyfikacji lub z ich zmienności w czasie. Przypadek taki przedstawiono na rysunku 4, w chwili czasowej $t = 0$ s współczynniki wagowe regulatora ustawione zostały na wartości jakie osiągnęły po 10 sekundach adaptacji w przypadku obiektu prawidłowo zidentyfikowanego, jednak rezystancję wirnika (r_r) obserwatora zwiększono o 5% w stosunku do wartości rzeczywistej.

Zauważyć można między innymi zwiększenie błędu odtwarzania prędkości mechanicznej (rys. 4h), jednak układ zachowuje stabilność. W przebiegu wartości współ-

czynników wagowych widać znaczne spowolnienie zmian co oznacza osiągnięcie wartości bliskich optymalnym dla użytego algorytmu adaptacji.

Rysunek 5 prezentuje przypadek gdy wektor współczynników wagowych został opracowany na podstawie wiedzy eksperckiej z jednym parametrem o wartości błędnej (wektor 4). Błędnie został również dobrany parametr x_r obserwatora.

Pomimo stabilnej pracy układ znacznie pogarsza swe właściwości odtwarzania prędkości zadanej po 4 sekundach by po 6 powrócić do prawidłowego działania. W przebiegu strumienia estymowanego pojawia się uchyb ustalony natomiast szybkość zmian danego momentu elektromagnetycznego znacznie wzrasta.

Układ w badanym okresie działał prawidłowo, jednak w dłuższym horyzoncie czasowym jakość sterowania jest niezadowalająca. Okresowe pojawianie się znacznych uchybów sterowania dyskwalifikuje ten układ z pracy ciągłej.

4. WNIOSKI

Układ z dwoma członami adaptacyjnymi działającymi jednocześnie w strukturze bezpośredniego sterowania momentem (DTC) jest bardzo czuły na niedokładności w identyfikacji parametrów silnika (inaczej niż to miało miejsce w układzie DFOC). Stosunkowo nieduże, przekraczające 5%, błędy w identyfikacji parametrów, prowadzą do znacznego pogorszenia jakości sterowania, a nierzadko do pełnej utraty stabilności przez układ.

Wartości wektora współczynników wagowych nie pozwalają na istotną poprawę jakości sterowania, jednocześnie w przypadku nieprawidłowego doboru mogą pogorszyć jakość sterowania lub w skrajnych przypadkach doprowadzić do utraty stabilności.

Praca finansowana przez Narodowe Centrum Nauki w ramach projektu: *Adaptacyjne sterowanie rozmyte złożonego układu napędowego o zmiennych parametrach*, 2011/03/B/ST7/02517.

LITERATURA

- [1] BOVA S., CODARA P., MACCARI D., MARRA V., *A logical analysis of Mamdani-type fuzzy inference, I theoretical bases*, Barcelona, 18–23 July 2010, Print ISBN: 978-1-4244-6919-2.
- [2] DERUGO P., DYBKOWSKI M., SZABAT K., *Adaptacyjne wektorowe sterowanie układem napędowym z połączeniem sprężystym*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 66, Studia i Materiały, Nr 32, t. 2, 2012, 67–76.
- [3] DYBKOWSKI M., *Estymacja prędkości kątowej w złożonych układach napędowych – zagadnienia wybrane*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 67, Monografie, Nr 20, Wrocław 2013.
- [4] DYBKOWSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Self-tuning adaptive sensorless induction motor drive with the stator current based MRAS speed estimator*, EUROCON, 2009, 804–810.

- [5] DYBKOWSKI M. ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Wpływ sposobu adaptacji prędkości kątowej w estymatorze MRAS na właściwości bezczujnikowego układu wektorowego sterowania silnika indukcyjnego*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 58, Studia i Materiały, Nr 25, 2005, 328–340.
- [6] GÓRNIAK K., *Wpływ opóźnienia na dynamikę układów z regulacją klasyczną i rozmytą*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 65, Studia i Materiały, Nr 31, 2011, 222–232.
- [7] JOSÉ L. AZCUE P., ALFEU J. SGUAREZI FILHO, ERNESTO R., *The DTC-SVM scheme with Takagi-Sugeno fuzzy controller for three-phase Induction Motor*, Fuzzy Systems and Knowledge Discovery (FSKD), Vol. 2, 2011, 901–906.
- [8] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*, Oficyna wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2003.
- [9] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., SZABAT K., *Adaptive sliding mode neuro-fuzzy control of the two-mass induction motor drive without mechanical sensors*, Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, No. 2, 2010, 553–564, 19.
- [10] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., *Stator Current-based MRAS Estimator for a Wide Range Speed-Sensorless Induction Motor Drive*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 57, No. 4, April 2010, 1296–1308.
- [11] PAJCHROWSKI T., *Application of Artificial Neural Network for Speed Control of Servodrive with Variable Parameters*, Springer International Publishing, Mechatronics, 2013, 693–700.
- [12] SZABAT K., *Robust control of electrical drives using adaptive control structures – a comparison*, ICIT 2008, IEEE International Conference, Industrial Technology, 2008, 1–6.
- [13] SZABAT K., SERKIES P., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., CYCHOWSKI M., *Robust torque constraints handling in drive systems with elastic transmission*, Proc. ICIT 2010, 398–403.
- [14] SIEKLUCKI G., ORZECZOWSKI T., SYKULSKI R., *Model matematyczny napędu z silnikiem indukcyjnym – metoda DTC-SVM*, Elektrotechnika i Elektronika, vol. 29, z. 1–2, 2010, 33–40.
- [15] WAI RONG-JONG, LIU CHIA-MING, *Robust Control for Linear Induction Motor Servo Drive Using Neural Network Uncertainty Observer*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 7, July 2009, 2667–2683.
- [16] WAI RONG-JONG, CHU CHIA-CHIN, *Motion Control of Linear Induction Motor via Petri Fuzzy Neural Network*; IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 1, 2007, 281–295.

ANALYSIS OF IMPACT OF INITIAL WEIGHT VECTOR VALUES ON WORK OF THE ADAPTIVE SENSORLESS DTC-SVM CONTROL SYSTEM

The paper presents the possibility of using neuro-fuzzy adaptive controller in sensorless direct torque control structure DTC-SVM of the induction motor. The influence of the initial set of weights parameters on the machine performance in case of incorrect identification of motor parameters has been investigated during simulations in MATLAB-SIMULINK package using SimPowerSystems toolbox.

*estymacja zmiennych stanu, napęd PMSM,
sztuczne sieci neuronowe*

Krzysztof DRÓŹDŹ*, Marcin KAMIŃSKI*,
Piotr J. SERKIES*, Krzysztof SZABAT*

ZASTOSOWANIE SIECI NEURONOWYCH DO ESTYMACJI PRĘDKOŚCI NAPĘDU ELEKTRYCZNEGO Z SILNIKIEM SYNCHRONICZNYM Z MAGNESAMI TRWAŁYMI

W niniejszym artykule zaprezentowano analizę możliwości zastosowania sieci neuronowych w estymacji prędkości silnika synchronicznego z magnesami trwałymi. W celu realizacji tego zadania zastosowano jednokierunkowe wielowarstwowe sieci neuronowe (*Multi Layer Perceptron Neural Network*). Opisana została metodyka projektowania, ze szczególnym uwzględnieniem doboru struktury sieci neuronowej oraz postaci wektora wejściowego. Przedstawiono wybrane wyniki badań zaprojektowanego modelu neuronowego. Uzyskano bardzo wysoką dokładność odtwarzania prędkości silnika. Badania potwierdziły też odporność estymatora na zmiany rezystancji stojana maszyny. Obliczenia związane z opracowanym modelem wykonano w środowisku Matlab.

1. WPROWADZENIE

Estymacja zmiennych stanu układów napędowych jest jednym z głównych trendów rozwoju napędów elektrycznych. Zagadnienia związane z odtwarzaniem zmiennych stanu w rozpatrywanym obszarze można podzielić na dwie główne grupy [5]:

- metody algorytmiczne,
- oraz zastosowanie modelowania neuronowego.

Wśród metod algorytmicznych należy wymienić symulatory zmiennych stanu, obserwatory zmiennych stanu oraz metody bazujące na teorii filtru Kalmana [2]. W przypadku zastosowania symulatorów zmiennych stanu odtwarzana zmienna jest wyznaczana z odpowiedniego równania różniczkowego, z wykorzystaniem dostęp-

* Instytut Maszyn Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: krzysztof.drozd@pwr.wroc.pl; marcin.kaminski@pwr.wroc.pl; piotr.serkies@pwr.wroc.pl; krzysztof.szabat@pwr.wroc.pl

nych pomiarowo i łatwo mierzalnych sygnałów struktury sterowania (np. prąd) [1], [4]. W innym przypadku realizowane są modele odpowiednich układów według znanych z teorii sterowania algorytmów estymacji zmiennych stanu obiektów dynamicznych [8]. Analizując wymienione powyżej metody postępowania w estymacji zmiennych stanu należy zaznaczyć, że dokładność uzyskiwanych wyników w każdym z przypadków zależy od precyzji posiadanych informacji dotyczących parametrów układu napędowego oraz jego opisu matematycznego.

Odmierna sytuacja jest w przypadku zastosowania sieci neuronowych. Etap identyfikacji zostaje praktycznie pominięty, a precyzując, zrealizowany w etapie treningu sieci neuronowej. Tego typu modele zawierają dużą liczbę współczynników, które są dobierane za pomocą algorytmu optymalizacyjnego, który minimalizuje funkcję celu. Ten proces projektowania może zostać zrealizowany *off-line* na podstawie uprzednio przygotowanego zbioru danych treningowych [6] lub *on-line* [3], przy zastosowaniu modelu odniesienia. Właściwości sieci neuronowych oraz aktualne możliwości praktycznej implementacji sprzętowej powodują, że liczba aplikacji związanych z tego typu układami zastosowanymi w napędzie elektrycznym rośnie [1].

Od współczesnych układów napędowych oczekuje się bardzo dobrej dynamiki i minimalizacji wymiarów silnika napędowego. Wymagania te spełniają silniki synchroniczne o magnesach trwałych, które przy małej masie i niskim momencie bezwładności mają dużą przeciążalność momentem. [9]. W związku z powyższymi zaletami silniki te praktycznie wyparły inne konstrukcje w zastosowaniach, w których wymagana jest wysoka dynamika napędu.

W artykule przedstawiono zagadnienia projektowania neuronowych estymatorów dla silników PMSM.

2. MODEL MATEMATYCZNY NAPĘDU

Model silnika w jednostkach względnych dla układu współrzędnych związanych z wirnikiem ($d-q$) składa się z następujących równań [9]:

$$u_d = R_s i_d + T_N \frac{d\psi_d}{dt} - \omega L_q i_q, \quad (1)$$

$$u_q = R_s i_q + T_N \frac{d\psi_q}{dt} + \omega L_d i_d, \quad (2)$$

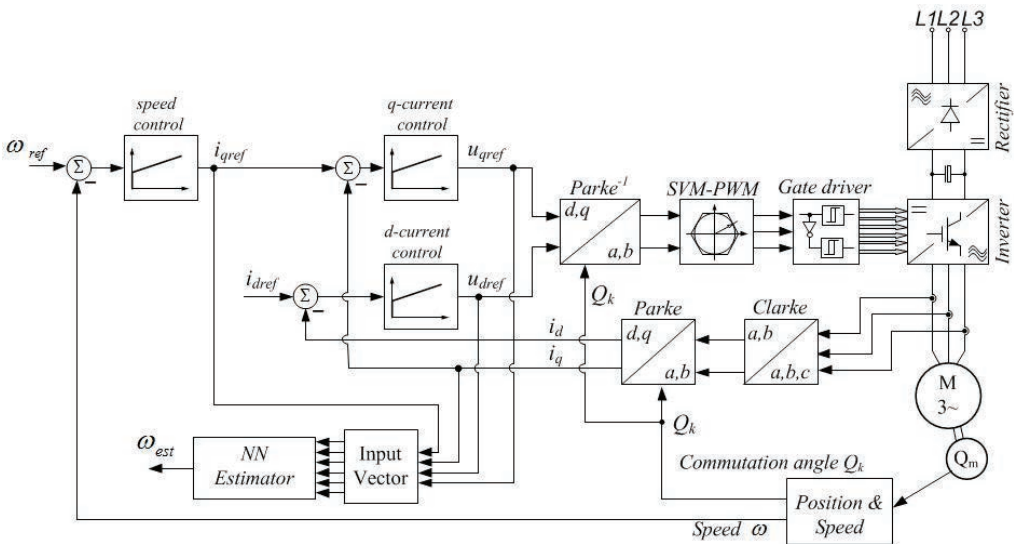
$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{T_M} ((\psi_d i_q - \psi_q i_d) - m_L), \quad (3)$$

$$\frac{d\Theta}{dt} = \omega \quad (4)$$

gdzie:

- u_d, u_q, i_d, i_q – napięcia i prądy stojana w osiach d i q ,
- R_s – rezystancja stojana,
- L_d, L_q – indukcyjności w osiach d i q ,
- Ψ_d, Ψ_q – strumienie w osiach d i q ,
- Ψ_f – strumień od magnesów trwałych,
- ω – prędkość kątowna wirnika,
- m_L – moment obciążenia,
- T_m – mechaniczna stała czasowa,
- T_N – wielkość podstawowa czasu.

W przypadku silników synchronicznych o magnesach trwałych do sterowania momentem można zastosować polowo zorientowaną strukturę sterowania. W tym przypadku we współrzędnych d - q związanych z wirnikiem. Strukturę sterowania przedstawiono na rysunku 1.

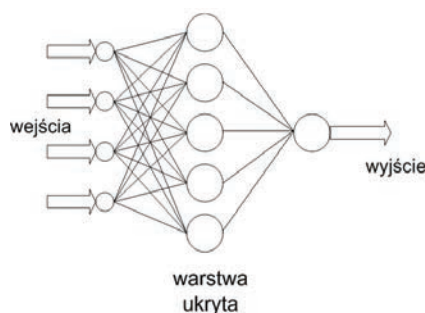


Rys. 1. Struktura sterowania

W osi d w przypadku pracy bez osłabiania pola, prąd powinien być utrzymywany na wartości 0. Wartość momentu elektromagnetycznego w przypadku liniowego modelu silnika jest wprost proporcjonalna do wartości prądu w osi q i zależy od parametrów konstrukcyjnych maszyny. Pomiar położenia kątownego wirnika realizowany jest przeważnie za pomocą rezolwera. Wartość prędkości obliczono jako pochodną położenia.

3. ESTYMATORY NEURONOWE

Modele neuronów realizują sumowanie sygnałów wejściowych skalowanych poprzez współczynniki wagowe, uzyskany wynik stanowi argument dla zastosowanej funkcji aktywacji. Takie elementy odpowiednio połączone stanowią strukturę sieci neuronowej. W analizowanym przypadku zastosowano model o jednej warstwie ukrytej. Wprowadzanie kolejnych warstw ukrytych znacząco komplikuje złożoność numeryczną estymatora neuronowego. W trakcie przetwarzania danych przez sieć neuronową, w analizowanym przypadku, nie występują wewnętrzne sprzężenia zwrotne. Warstwy: wejściowa, ukryta oraz wyjściowa są relatywnie do kierunku przesyłania sygnałów umieszczone szeregowo, natomiast nie występują połączenia pomiędzy neuronami danej warstwy. Schemat przykładowej struktury sieci neuronowej przedstawiono na rysunku 2.



Rys. 2. Przykładowa struktura sieci neuronowej

Sygnał wyjściowy poszczególnych neuronów opisany jest poniższą zależnością:

$$y_j = f \left(\sum_{k=1}^N w_{jk} x_k(t) + w_{j0} \right), \quad (5)$$

$$f(u) = \operatorname{tgh}(\beta u) \quad (6)$$

gdzie:

- f – funkcja aktywacji,
- w_{jk} – współczynnik wagowy,
- x_k – sygnał wejściowy neuronu,
- β – współczynnik skalujący funkcji aktywacji,
- u – argument funkcji aktywacji,
- w_{j0} – wartość biasu (dobierana w trakcie obliczeń algorytmu uczenia).

W zastosowanej sieci neuronowej wykorzystano powyżej opisane funkcje aktywacji warstwy ukrytej, w neuronie wyjściowym obliczenia realizowano zgodnie z funkcją liniową. Ponadto wprowadzono współczynnik biasu dla każdego z neuronów.

Liczba neuronów w warstwach: wejściowej oraz wyjściowej zależy od rozmiaru przetwarzanych danych. Problematycznym jest dobór liczby neuronów w warstwie ukrytej. Należy zaznaczyć, że jest to jeden z najistotniejszych czynników wpływających na właściwości generalizacyjne modelu neuronowego. Możliwe jest wyodrębnienie trzech głównych technik postępowania w celu optymalizacji właściwości generalizacyjnych sieci neuronowych [7]:

- oddziaływanie na długość procesu uczenia,
- wprowadzenie regularyzacji,
- modyfikacja struktury sieci neuronowej.

Wartości współczynników połączeń wagowych wyznaczano *off-line*, na podstawie uprzednio przygotowanego zbioru danych, za pomocą algorytmu Levenberga–Marquarda [7]. W każdej iteracji procesu treningu następuje adaptacja wag zgodnie z zależnością:

$$\Delta \mathbf{w} = -(\mathbf{J}^T \mathbf{J} + \gamma \mathbf{I})^{-1} \mathbf{J}^T \mathbf{e} \quad (7)$$

gdzie:

- \mathbf{J} – jacobian funkcji celu względem poszczególnych wag,
- γ – współczynnik uczenia,
- \mathbf{I} – macierz jednostkowa,
- \mathbf{e} – różnica między wyjściem sieci, a wartością zadaną.

W analizowanym przypadku wartości wyjściową sieci neuronowej była prędkość silnika, testowano różne postacie wektora wejściowego (rysunek 4). Wybór wejściowych zmiennych stanu był determinowany dostępnością pomiarową wybranych sygnałów: napięć zadanych w osiach d i q , prądu zadanego w osi q oraz prądu w osi q .

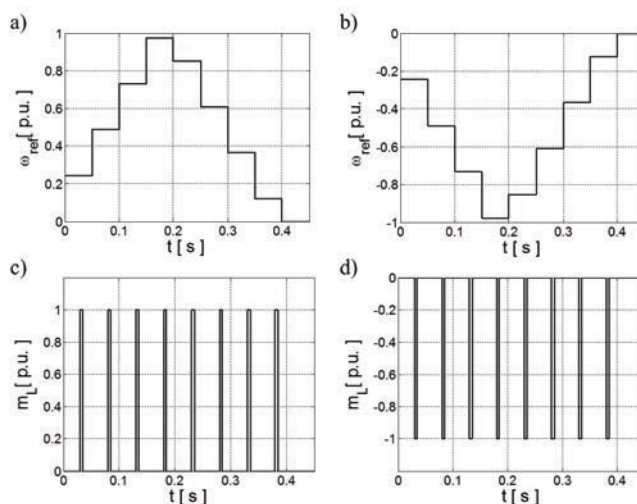
4. UZYSKANE WYNIKI

Badaniom poddano opisane powyżej estymatory neuronowe testowane w strukturze sterowania przedstawionej na rysunku 2. Dane zamodelowanego układu przedstawiono w tabeli 1. W celu uzyskania danych dla estymatora neuronowego w układzie załączono zadane trajektorie prędkości oraz momentu obciążenia, przedstawione na rysunku 3. Przebiegi podzielono na dwie części, aby zredukować liczbę próbek w poszczególnych testach.

Analizie poddano dwa układy kształtujące wektory wejściowe sieci neuronowych, które przedstawiono na rysunku 4. W pierwszym, widocznym na rysunku 4a), wykorzystano informację o prądzie w osi q i napięciu zadanym w tej osi. W drugim przypadku, widocznym na rysunku 4b), dodano informację o zadanym prądzie w osi q i zadanym napięciu w osi d . Ponadto, w celu uzyskania lepszych właściwości w stanach dynamicznych zaimplementowano człony inercyjne pierwszego rzędu oraz różniczkujące z filtracją sygnałów wprowadzanych do sieci neuronowej.

Tabela 1. Dane zamodelowanego układu

Parametr		Wartość	Jednostka
Moment znamionowy	M_N	1,09	Nm
Moment maksymalny	M_{max}	3,3	Nm
Prędkość znamionowa	n_N	7800	obr/min
Prąd znamionowy	I_N	2,2	A
Moc znamionowa	P_N	893	W
Stała momentu	k_T	0,501	Nm/A
Stała elektromagnetyczna	k_e	0,435	V/rad/s
Rezystancja stojana	R_s	3,35	Ω
Indukcyjność w osi d	L_d	7,202	mH
Indukcyjność w osi q	L_q	7,233	mH
Moment bezwładności	J	0,0001	kgm^2



Rys. 3. Zadane trajektorie: prędkości (a, b) oraz momentu obciążenia (c, d)

Rozbudowanie wektora wejściowego sieci wymagało zwiększenia liczby neuronów warstwy ukrytej. W przypadku wektora \mathbf{X}_1 zastosowano 11 neuronów tej warstwy, natomiast dla wektora \mathbf{X}_2 przyjęto 17 neuronów. Wybrane wyniki badań przedstawiono na rysunku 5. Uzyskano dużą dokładność odtwarzania prędkości w przypadku dynamicznych zmian sygnałów zadanych.

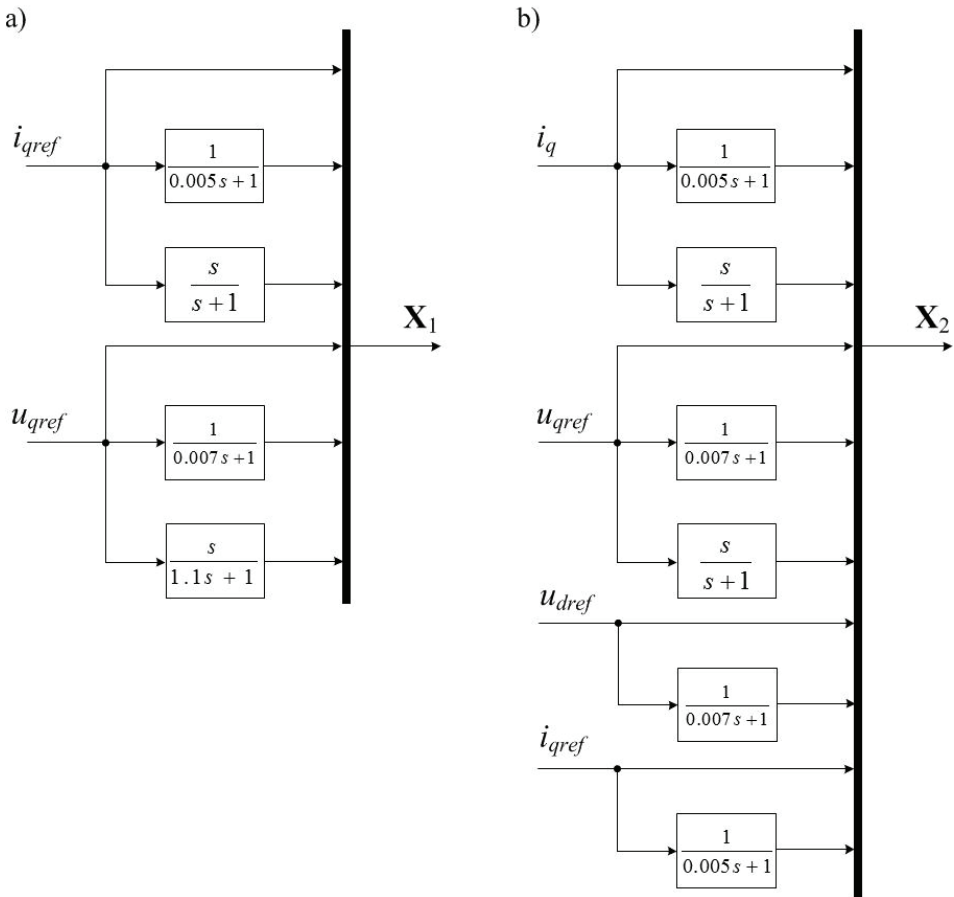
Na podstawie analizy wyników można wywnioskować, że rozbudowanie wektora wejściowego przy jednoczesnym zwiększeniu liczby neuronów w warstwie ukrytej spowodowało poprawę odtwarzania prędkości przy występowaniu momentu obciążenia. W celu porównania obu metod obliczono błędy estymacji prędkości układu napędowego, według poniższej zależności:

$$\delta\omega = \frac{\sum_{i=1}^n |\omega_i - \omega_{i,est}|}{n}, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (5)$$

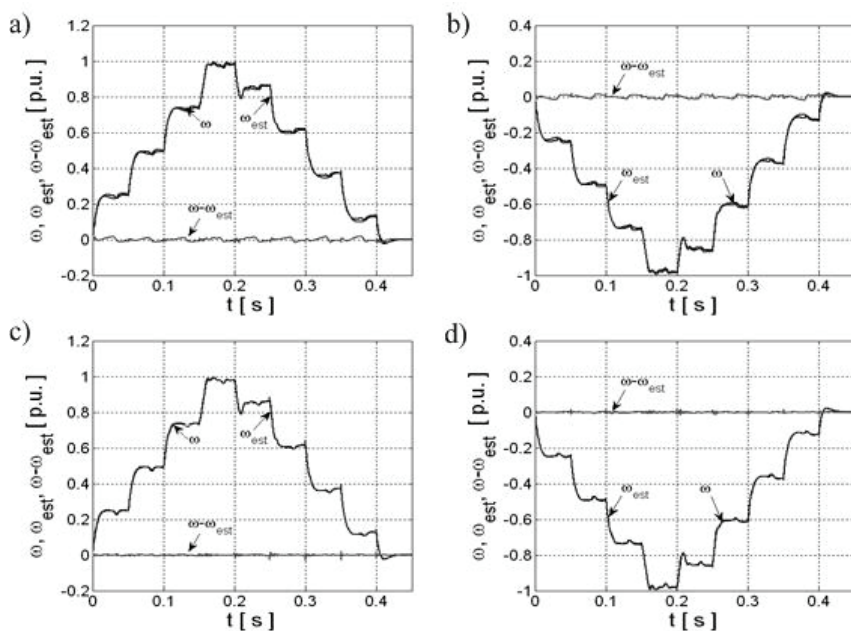
gdzie:

- ω – rzeczywista wartość prędkości układu napędowego,
- ω_{est} – estymowana wartość prędkości układu napędowego,
- n – liczba próbek.

W obliczeniach uwzględniono wartości próbek pomiarowych pochodzących z obu kierunków pracy układu napędowego dla poszczególnych przypadków. Wyniki obliczeń zestawiono w tabeli 2.



Rys. 4. Schematy układów przygotowania wektorów wejściowych neuronowego estymatora prędkości



Rys. 5. Przebiegi rzeczywiste, estymowane oraz różnica wartości chwilowych z zastosowaniem wektora wejściowego X_1 (a, b) oraz X_2 (c, d)

Tabela 2. Zestawienie wartości błędów estymacji

Wektor wejściowy	$\delta\omega$
	[p.u.]
X_1	0,0069
X_2	0,0017

5. PODSUMOWANIE

W artykule przedstawiono zagadnienia związane z zastosowaniem sztucznych sieci neuronowych do estymacji prędkości napędu z silnikami synchronicznymi o magnesach trwałych. Zaprezentowano strukturę sterowania oraz rozpatrzono dwa układy formowania wektorów wejściowych sieci neuronowej. Z zaprezentowanych wyników widać dokładną estymację prędkości przez obie struktury. W przypadku zastosowania rozszerzonego wektora wejściowego X_2 oraz struktury sieci neuronowej uzyskano wyższą jakość estymacji prędkości silnika, niż przy wykorzystaniu wektora wejściowego X_1 i struktury sieci neuronowej z nim związanej.

W dalszych pracach przewiduje się rozbudowanie wektora wyjściowego sieci o kąt położenia wirnika, niezbędny do transformat oraz zamknięcie struktury sterowania.

LITERATURA

- [1] BOSE B.K., *Neural Network Applications in Power Electronics and Motor Drives*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 1, 2007, 14–33.
- [2] DYRCZ K., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Induction motor speed and flux estimation using extended Kalman filter algorithm*, Archives of Electrical Engineering, Vol. LII, No. 3, 2003, 269–290.
- [3] ELBULUK M.E., TONG L., HUSAIN I., *Neural-Network-Based Model Reference Adaptive Systems for High-Performance Motor Drives and Motion Controls*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 38, No. 3, 2002, 879–886.
- [4] HORI Y., SAWADA H., CHUN Y., *Slow resonance ratio control for vibration suppression and disturbance rejection in torsional system*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, No. 1, 1999, 162–168.
- [5] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*, Oficyna Wydawnicza PWr., Wrocław 2003.
- [6] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., SZABAT K., *Neural-network application for mechanical variables estimation of a two-mass drive system*, IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 3, 2007, 1352–1364.
- [7] OSOWSKI S., *Sieci neuronowe*, Oficyna wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1994.
- [8] SZABAT K., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Adaptive control of two-mass system using nonlinear extended kalman filter*, 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, IECON '06, 2006, 1539–1544.
- [9] ZAWIRSKI K., *Sterowanie silnikiem synchronicznym o magnesach trwałych*, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 2005.

APPLICATION OF NEURAL NETWORKS FOR STATE VARIABLES ESTIMATION
OF DRIVE WITH PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

In this paper analysis of possibilities of neural network application for estimation of speed of permanent magnet synchronous motor is presented. In order to realize of this task *Multi Layer Perceptron Neural Network* are applied. Several design steps with particular emphasis on the selection of structure of neural network and organization of the input vector are described. Chosen results for prepared neural estimator are presented. High precision of speed estimation is obtained. Additionally changes of stator resistance are introduced during tests, even in such case reproduction of this state variable is very precise, tested model is robust. Calculations related to prepared model are realized in Matlab.

*algorytm genetyczny, optymalizacja,
filtr Kalmana, układ dwumasowy*

Krzysztof DRÓŹDŹ*

OPTYMALIZACJA ROZMYTEGO FILTRU KALMANA PRZY WYKORZYSTANIU ALGORYTMÓW GENETYCZNYCH

W artykule przedstawiono zagadnienia związane z optymalizacją rozmytego filtra Kalmana, pracującego w adaptacyjnej strukturze sterowania układu dwumasowego. Omówiono przykłady współczesnych struktur sterowania układów elektrycznych z połączeniem sprzężystym, wymagających zastosowania metod estymacji zmiennych stanu obiektów dynamicznych. Szczególną uwagę zwrócono na estymatory oparte na teorii filtra Kalmana. Scharakteryzowano ich problematykę oraz przedstawiono możliwości zastosowania algorytmów genetycznych. Przedstawiono obiekt badań, model matematyczny oraz algorytmy genetyczne. Zaprezentowano proces optymalizacji rozmytego filtra Kalmana przy ich wykorzystaniu. Przedstawiono wyniki badań przy zastosowaniu obserwatora w otwartej oraz zamkniętej strukturze sterowania.

1. WPROWADZENIE

We współczesnych strukturach sterowania napędów elektrycznych wykorzystywane są sprzężenia zwrotne od różnych wielkości elektromechanicznych układów napędowych. W przypadku wielu algorytmów sterowania wymagane jest posiadanie informacji o wielkościach, które w praktyce są trudno mierzalne [1]. Przykładem występowania takiej sytuacji są struktury sterowania układów napędowych z połączeniem sprzężystym, gdzie wymagana jest dostępność informacji o takich wielkościach, jak: moment skrętny wału napędowego, moment obciążenia, prędkość maszyny roboczej, różnica prędkości silnika i maszyny roboczej, stała czasowa maszyny roboczej, czy pochodne wybranych wielkości [11]. W takim przypadku zastosowanie znajdują metody estymacji zmiennych stanu układów dynamicznych. Spośród wielu metod odtwarzania zmiennych stanu napędów elektrycznych, opisanych w [7], wyróżnić

* Instytut Maszyn Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: krzysztof.drozd@pwr.wroc.pl.

można obserwatory oparte na teorii filtru Kalmana [10]. Zastosowanie takiego rozwiązania prowadzi do uzyskania pożądanej jakości estymacji wymaganych wielkości, w warunkach występowania zakłóceń pomiarowych i parametrycznych. Problematycznym zagadnieniem w tym przypadku jest dobór współczynników macierzy kowariancji zakłóceń stanu \mathbf{Q} i wyjścia \mathbf{R} . Pomimo istnienia metod analitycznych, które umożliwiają wyznaczenie wartości wspomnianych współczynników [3], najczęściej są one dobierane w sposób doświadczalny [11]. Podejście analityczne jest słuszne w przypadku dokładnej znajomości parametrów układu, które nie ulegają zmianie podczas jego pracy oraz przy braku występowania zakłóceń sygnałów wyjściowych. W przypadku występowania wymienionych czynników jednym z rozwiązań jest zastosowanie algorytmów genetycznych, które umożliwiają znalezienie wartości minimalnej przyjętej funkcji celu [4], [5], [9]. Funkcja ta powinna być określona w sposób zapewniający odporność układu na zmianę wybranych parametrów [11]. Algorytm genetyczny to procedura iteracyjna, której celem jest optymalizacja określonej funkcji celu poprzez zmiany osobników populacji wyjściowej. Osobniki te zakodowane są w postaci łańcuchów genów tworzących tzw. chromosomy. Ich zmiany następują dzięki przeprowadzeniu zdefiniowanych operacji genetycznych, jak mutacja, krzyżowanie i selekcja [7].

W niniejszej pracy przedstawiono zagadnienia związane z zastosowaniem algorytmów genetycznych do optymalizacji rozmytego filtru Kalmana (RFK), pracującego w adaptacyjnej strukturze sterowania układu dwumasowego. Do rozważań wykorzystano zmodyfikowany algorytm nieliniowego rozszerzonego filtru Kalmana (NRFK). Modyfikacja polegała na wprowadzeniu systemu rozmytego, którego zadaniem była adaptacja wybranych współczynników macierzy \mathbf{Q} , na podstawie aktualnej estymowanej wartości stałej czasowej maszyny roboczej. Rozważania teoretyczne zweryfikowano poprzez badania symulacyjne. W literaturze światowej istnieje szereg prac opisujących w sposób ogólny modyfikacje filtrów Kalmana [12]–[14], natomiast w literaturze krajowej występuje ich znikoma liczba [8]. Implementacja proponowanego rozwiązania stanowi nowe podejście, ze względu na brak prac opisujących zastosowanie rozmytego filtru Kalmana do estymacji zmiennych stanu i parametrów układu dwumasowego.

2. OPIS I MODEL MATEMATYCZNY OBIEKTU BADAŃ

Przedmiotem badań jest rozmyty filtr Kalmana pracujący w adaptacyjnej strukturze sterowania układu dwumasowego. Do rozważań wykorzystano model matematyczny układu dwumasowego z bezinercyjnym połączeniem sprężystym, który można opisać następującymi równaniami stanu w jednostkach względnych [11]:

$$\frac{d\omega_1(t)}{dt} = \frac{1}{T_1}(m_e(t) - m_s(t)), \quad (1)$$

$$\frac{d\omega_2(t)}{dt} = \frac{1}{T_2}(m_s(t) - m_L(t)), \quad (2)$$

$$\frac{dm_s(t)}{dt} = \frac{1}{T_c}(\omega_1(t) - \omega_2(t)) \quad (3)$$

gdzie:

ω_1 – prędkość silnika,

ω_2 – prędkość maszyny roboczej,

m_e – moment elektromagnetyczny,

m_s – moment skrętny,

m_L – moment obciążenia,

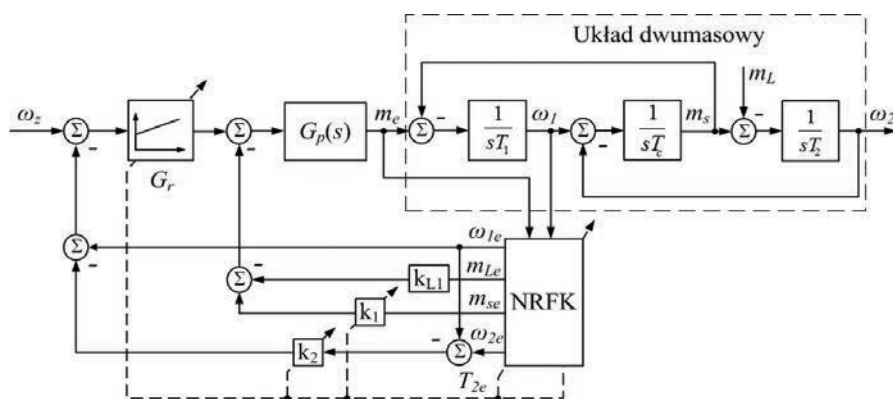
T_1 – mechaniczna stała czasowa silnika,

T_2 – mechaniczna stała czasowa maszyny roboczej,

T_c – stała sprężystości.

Wartości parametrów analizowanego układu wynosiły: $T_1 = T_2 = 0,203$ s, $T_c = 0,0012$ s. Pozostałe dane zamodelowanego obiektu znajdują się w [11].

W badaniach wykorzystano strukturę sterowania adaptacyjnego z regulatorem PI i dwoma dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi, od momentu skrętnego (k_1) oraz różnicy prędkości (k_2) [11]. Schemat omawianej struktury sterowania przedstawiono na rysunku 1. W badaniach założono szeroki zakres zmian stałej czasowej maszyny roboczej (od $0,4 T_{2N}$ do $4 T_{2N}$).



Rys. 1. Schemat blokowy struktury sterowania

Przyjęto następującą transmitancję pętli wymuszenia momentu elektromagnetycznego:

$$G_p(s) = \frac{1}{0,002s + 1}. \quad (4)$$

Współczynniki układu regulacji dobierano uwzględniając aktualną wartość stałej czasowej maszyny roboczej T_{2e} , według poniższych zależności:

$$K_I = \omega_r^4 T_1 T_2 T_c, \quad (5)$$

$$K_p = 4\xi_z \omega_r^3 T_1 T_2 T_c, \quad (6)$$

$$k_2 = \frac{1}{\omega_r^3 T_2 T_c} - 1, \quad (7)$$

$$k_1 = \frac{T_1(4\xi_z^2 - k_2)}{T_2(1 + k_2)} - 1 \quad (8)$$

gdzie:

ω_r – zadana pulsacja rezonansowa,

ξ_z – zadany współczynnik tłumienia układu,

K_I, K_p – wzmocnienia części całkowej i proporcjonalnej regulatora PI prędkości.

W badaniach przyjęto następujące wartości: $\omega_r = 40 \text{ s}^{-1}$ i $\xi_z = 0,7$.

Przedmiotem rozważań jest rozmyty filtr Kalmana, stanowiący modyfikację klasycznego algorytmu nieliniowego rozszerzonego filtru Kalmana. Algorytm klasyczny można przedstawić następująco [10]:

1) Obliczenie predyktora wektora stanu:

$$\hat{\mathbf{x}}_{\mathbf{R}}(k+1/k) = \mathbf{A}_{\mathbf{R}}(k)\hat{\mathbf{x}}_{\mathbf{R}}(k/k) + \mathbf{B}_{\mathbf{R}}\mathbf{u}(k). \quad (9)$$

2) Estymacja macierzy kowariancji błędu predykcji:

$$\mathbf{P}(k+1/k) = \mathbf{F}_{\mathbf{R}}(k)\mathbf{P}(k)\mathbf{F}_{\mathbf{R}}^T(k) + \mathbf{Q}(k) \quad (10)$$

gdzie:

$$\mathbf{F}_{\mathbf{R}}(k) = \left. \frac{\partial \mathbf{f}_{\mathbf{R}}(\mathbf{x}_{\mathbf{R}}(k/k)\mathbf{u}(k), k)}{\partial \mathbf{x}_{\mathbf{p}}(k/k)} \right|_{\mathbf{x}_{\mathbf{R}} = \hat{\mathbf{x}}_{\mathbf{R}}(k/k)}, \quad (11)$$

$$\mathbf{F}_{\mathbf{R}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{-1}{T_1}T_s & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \frac{1}{T_2(t)}T_s & \frac{-1}{T_2(t)}T_s & T_s(m_s(k) - m_L(k)) \\ \frac{1}{T_c}T_s & \frac{-1}{T_c}T_s & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (12)$$

3) Obliczenie wzmocnienia Kalmana:

$$\mathbf{K}(k+1) = \mathbf{P}(k+1/k)\mathbf{C}_R^T(k+1) \times [\mathbf{C}_R(k+1)\mathbf{P}(k+1/k)\mathbf{C}_R^T(k+1) + \mathbf{R}(k)]^{-1}. \quad (13)$$

4) Wyznaczenie estymaty wektora stanu:

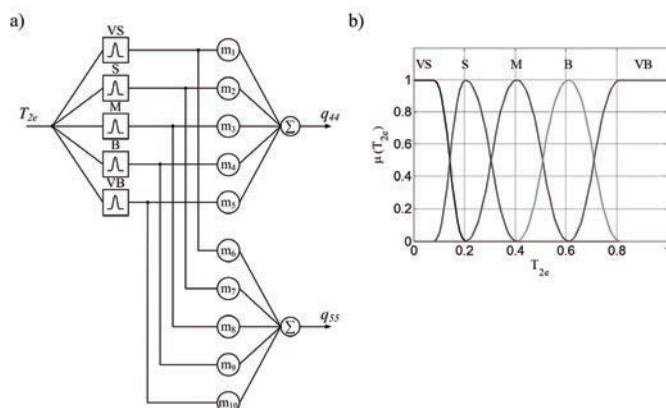
$$\hat{\mathbf{x}}_R(k+1/k+1) = \hat{\mathbf{x}}_R(k/k) + \mathbf{K}(k+1) \times [\mathbf{y}(k+1) - \mathbf{C}_R(k+1)\hat{\mathbf{x}}_R(k+1/k)]. \quad (14)$$

5) Obliczenie macierzy kowariancji błędu estymaty:

$$\mathbf{P}(k+1/k+1) = [\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{C}_R(k+1)]\mathbf{P}(k+1/k). \quad (15)$$

6) Powrót do pierwszego kroku.

Zaproponowana w pracy modyfikacja przedstawionego algorytmu polegała na wprowadzeniu systemu rozmytego, którego strukturę przedstawiono na rysunku 2. Zadaniem systemu było wyznaczanie wartości elementów q_{44} i q_{55} macierzy \mathbf{Q} , na podstawie aktualnej wartości stałej czasowej maszyny roboczej T_{2e} . Dokładny opis zastosowanego rozwiązania znajduje się w [2]. Przedstawiony system rozmyty wymaga doboru współczynników m_i , gdzie $i = 1, 2, \dots, 10$.

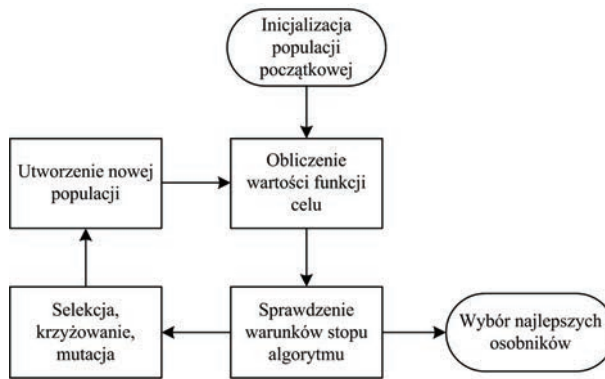


Rys. 2. Struktura wykorzystanego systemu rozmytego (a) oraz zastosowane funkcje przynależności zmiennej wejściowej (b)

3. ALGORYTMY GENETYCZNE

Algorytmy genetyczne oparte są na inspiracjach biologicznych. Ich działanie odzwierciedla sposób ewolucji organizmów żywych, które to w jej toku adaptują się do warunków swojego środowiska naturalnego. Algorytm genetyczny jest procedurą iteracyjną, której celem jest optymalizacja założonej funkcji celu. Działanie takiej procedury prowadzi do uzyskania osobników populacji wyjściowej, które zakodowane

są w postaci łańcuchów genów tworzących chromosomy. Chromosomy wraz z postępowaniem procedury iteracyjnej ulegają zmianom prowadzącym do uzyskania najlepszego rozwiązania, w świetle przyjętego kryterium. Zmiany te są wynikiem operacji genetycznych, takich jak mutacja, krzyżowanie i selekcja. Schemat działania algorytmu genetycznego przedstawiono na rysunku 3.



Rys. 3. Schemat blokowy algorytmu genetycznego

Algorytm genetyczny składa się z kilku etapów, które można przedstawić następująco:

- inicjalizacja populacji początkowej – jest to rozpoczęcie procesu iteracyjnego od losowania N chromosomów będących łańcuchami liczb binarnych lub rzeczywistych o długości L ,
- selekcja – na tym etapie obliczana jest wartość przyjętej funkcji celu $f(x)$ dla każdego chromosomu x , a następnie na podstawie oceny wartości funkcji celu dla poszczególnych chromosomów tworzona jest nowa populacja N chromosomów, gdzie prawdopodobieństwo wyboru nowego chromosomu do nowej populacji zależne jest od wartości funkcji celu,
- krzyżowanie – gdzie z prawdopodobieństwem p_c zachodzi krzyżowanie par chromosomów,
- mutacja – gdzie z prawdopodobieństwem p_m ma miejsce zamiana bitów lub zmiana wartości liczby rzeczywistej o Δx w nowym łańcuchu chromosomu,
- iteracja – wymienione operacje genetyczne są powtarzane w celu uzyskania nowych generacji o optymalnej wartości funkcji celu, w sensie założonego kryterium,
- zatrzymanie algorytmu – następuje w momencie uzyskania pożądanego rozwiązania lub po wyczerpaniu zaplanowanej liczby kroków.

Algorytmy genetyczne znajdują szerokie zastosowanie w zagadnieniach optymalizacji, szczególnie optymalizacji wielokryterialnej przy występowaniu zakłóceń oraz zmiennej w czasie funkcji celu [7]. Szczegółowy opis algorytmów genetycznych można znaleźć między innymi w [6].

4. OPTIMALIZACJA ROZMYTEGO FILTRU KALMANA

Proces optymalizacji rozpoczęto od doboru wartości współczynników macierzy kowariancji \mathbf{Q} i \mathbf{R} nieliniowego rozszerzonego filtru Kalmana, do którego sygnałów wejściowych dodano szumy białe o wartościach wariancji wynoszących $4e-5$ dla momentu elektromagnetycznego, $5e-6$ dla prędkości silnika i wartościach średnich równych 0. Wartości te dobrano na podstawie analizy szumów występujących na stanowisku laboratoryjnym, na którym planuje się przeprowadzenie badań eksperymentalnych. Następnie, do klasycznego algorytmu filtru Kalmana, dołączono proponowany system rozmyty i przeprowadzono jego optymalizację. Oba procesy zrealizowano przy wykorzystaniu algorytmów genetycznych o różnych liczbach populacji początkowej, zakresach startowych, liczbach iteracji i postaciach funkcji celu. W każdym z przypadków zastosowano jednolitą selekcję stochastyczną, reprodukcję 2 osobników, mutację adaptacyjną oraz krzyżowanie rozproszone. W pracy przedstawiono przypadki zbadanych nastaw algorytmów genetycznych i postaci funkcji celu dające najlepsze rezultaty, w świetle przyjętych kryteriów. W prezentowanych badaniach wykorzystano następujące funkcje celu:

$$F_1 = \left(\sum_1^n |\omega_1 - \omega_{1e}| \right) \left(\sum_1^n |\omega_2 - \omega_{2e}| \right) \left(\sum_1^n |m_s - m_{se}| \right) \left(\sum_1^n |m_L - m_{Le}| \right) \left(\sum_1^n |T_2 - T_{2e}| \right) \quad (16)$$

$$F_2 = \left(\sum_1^n |m_L - m_{Le}| \right) \left(\sum_1^n |T_2 - T_{2e}| \right) \quad (17)$$

gdzie:

n – liczba próbek,

x_e – wartość estymowana.

Funkcja F_1 uwzględniła wszystkie wielkości wyjściowe filtru Kalmana i posłużyła do optymalizacji współczynników macierzy \mathbf{Q} i \mathbf{R} klasycznego algorytmu. W przypadku funkcji F_2 wzięto pod uwagę iloczyn modułów różnic wielkości rzeczywistych i estymowanych, dla momentu obciążenia i stałej czasowej maszyny roboczej. Funkcja ta posłużyła do optymalizacji współczynników systemu rozmytego. Wybór omawianej funkcji celu motywowany był faktem największego wpływu współczynników q_{44} i q_{55} , na jakość estymacji uwzględnionych w niej wielkości. W tabeli 1 przedstawiono zestawienie wybranych nastaw algorytmów w poszczególnych procesach optymalizacji. Tabele 2 i 3 prezentują przyjęte ograniczenia, wynikające z wiedzy eksperckiej (lub doświadczenia), obszaru poszukiwań wartości dobieranych współczynników w obu procesach. W wyniku przyjętych założeń otrzymano wartości współczynników, które zestawiono w tabelach 5 i 6, dla poszczególnych procesów optymalizacji. Przebiegi tych procesów zobrazowano na rysunku 4.

Tabela 1. Zestawienie nastaw algorytmów genetycznych w procesach optymalizacji

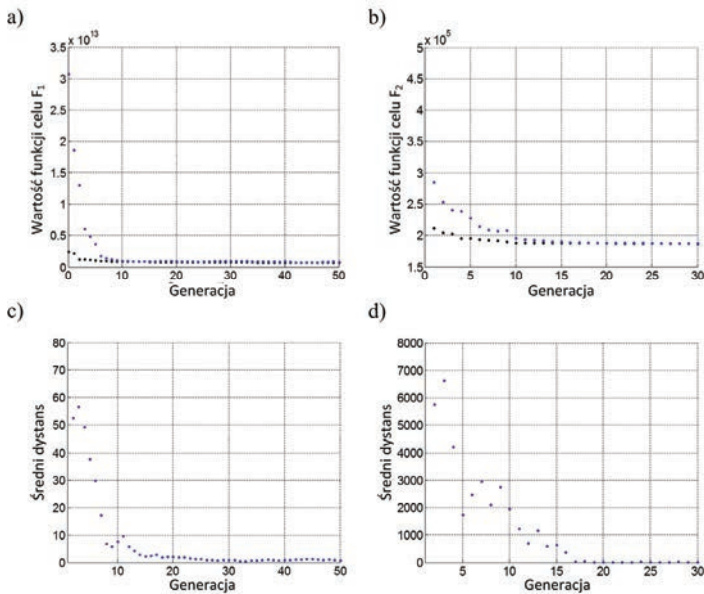
Proces optymalizacji	Parametr	Wartość
Nieliniowy rozszerzony filtr Kalmana	Populacja początkowa	50
	Zakres startowy	0–100
	Liczba iteracji	50
	Funkcja celu	F_1
Rozmyty filtr Kalmana	Populacja początkowa	100
	Zakres startowy	0–20000
	Liczba iteracji	30
	Funkcja celu	F_2

Tabela 2. Przyjęte wartości ograniczeń w procesie optymalizacji NRFK

Parametr	q_{11}	q_{11}	q_{11}	q_{11}	q_{11}	R
Ograniczenia	0–1	0–1	0–1	0–100	0–100	0–100

Tabela 3. Przyjęte wartości ograniczeń w procesie optymalizacji RFK

Parametr	m_1	m_2	m_3	m_4	m_5
Ograniczenia	0–200	0–300	0–500	0–350	0–300
Parametr	m_6	m_7	m_8	m_9	m_{10}
Ograniczenia	0–300	0–20000	0–1000	0–200	0–10



Rys. 4. Przebiegi procesów optymalizacji NRFK (a, c) oraz RFK (b, d) przy wykorzystaniu algorytmów genetycznych

Tabela 4. Zestawienie otrzymanych wartości parametrów macierzy NRFK

Parametr	q_{11}	q_{22}	q_{33}	q_{44}	q_{55}	R
Wartość	0,207	0,009	0,181	99,521	99,918	6,068

Tabela 5. Zestawienie otrzymanych wartości parametrów m_i RFK

Parametr	m_1	m_2	m_3	m_4	m_5
Wartość	11,948	240,603	57,562	245,596	62,185
Parametr	m_6	m_7	m_8	m_9	m_{10}
Wartość	298,018	4849,577	499,495	125,859	9,986

5. WYBRANE WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH

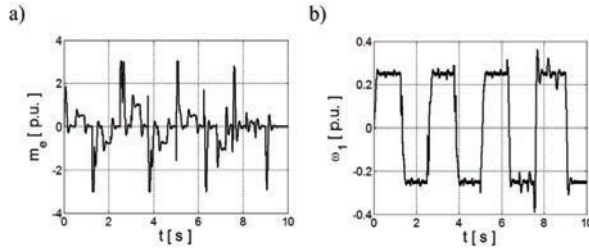
W ramach badań symulacyjnych przetestowano oba zastosowane algorytmy klasycznego nieliniowego rozszerzonego filtru Kalmana oraz rozmytego filtru Kalmana, pracujące poza strukturą sterowania, przy zastosowaniu otrzymanych w wyniku procesów optymalizacji wartości poszczególnych współczynników. Następnie przeprowadzono testy pracy obserwatora w zamkniętej strukturze sterowania. Na rysunku 5 przedstawiono sygnały wejściowe dla obu obserwatorów. Wyniki badań NRFK pracującego w otwartej strukturze sterowania, przy zastosowaniu wartości współczynników macierzy \mathbf{Q} i \mathbf{R} z tabeli 4, zaprezentowano na rysunku 6. Rysunek 7 obrazuje wyniki badań RFK pracującego poza strukturą sterowania. W celu wykonania oceny jakości estymacji poszczególnych zmiennych stanu i wielkości dodatkowych, obliczono błędy estymacji, zgodnie z poniższą zależnością:

$$\delta x = \frac{\sum_{i=1}^n |x_i - x_{ie}|}{n}, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (18)$$

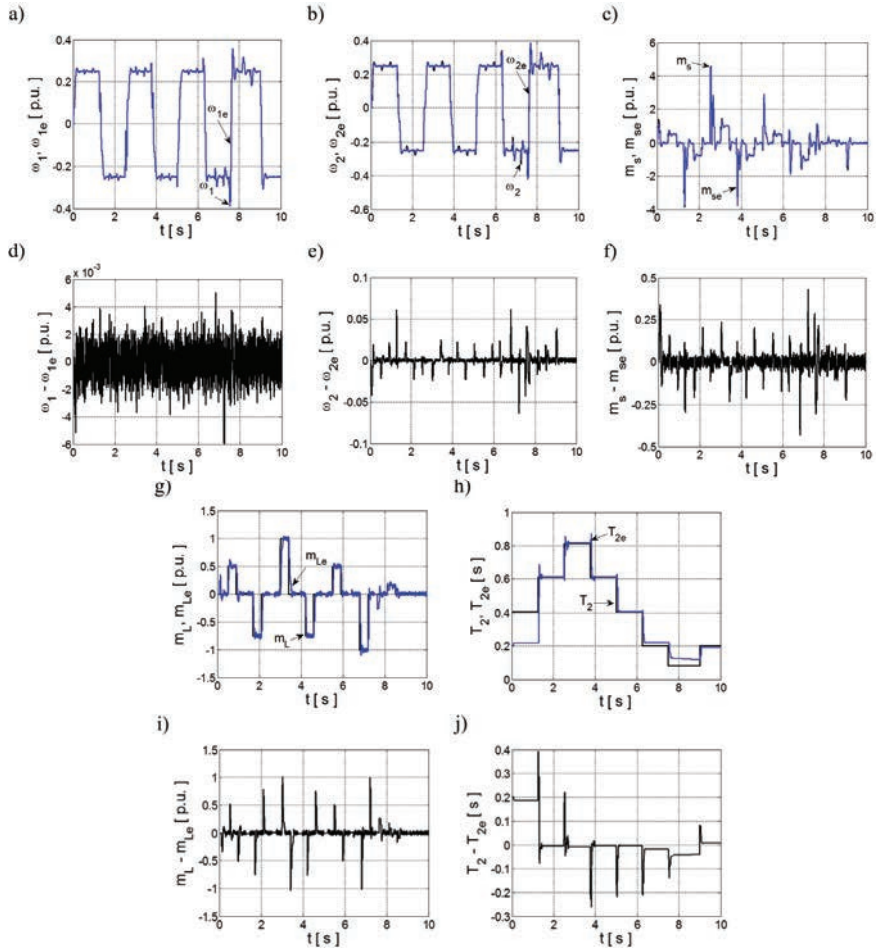
gdzie:

- x – wartość rzeczywista,
- x_e – wartość estymowana,
- n – liczba próbek.

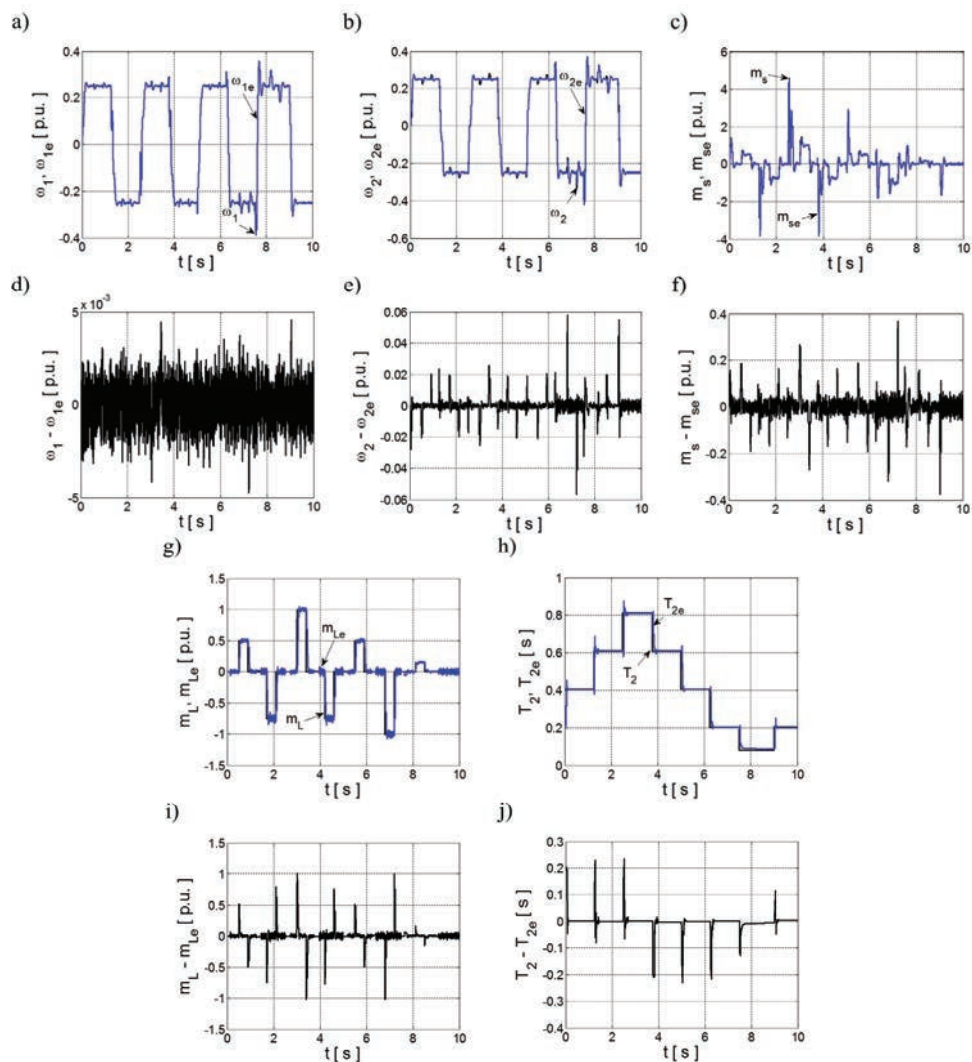
Wartości błędów estymacji zestawiono w tabeli 6. Otrzymane rezultaty wskazują na uzyskanie znaczącej poprawy jakości estymacji wszystkich wielkości. Kolejnym etapem badań była weryfikacja pracy obserwatora w zamkniętej strukturze sterowania. Wyniki tych badań zaprezentowano na rysunku 8, a obliczone wartości błędów estymacji dołączono do tabeli 6. Analiza uzyskanych rezultatów wskazuje na prawidłową pracę struktury sterowania, wykorzystującej zaprojektowany algorytm rozmytego filtru Kalmana, ze względu na brak występowania drgań skrętnych oraz podobieństwo przebiegu prędkości maszyny roboczej do odpowiedzi wielomianu odniesienia. Analizę przeprowadzono zgodnie z metodologią przedstawioną w [11].



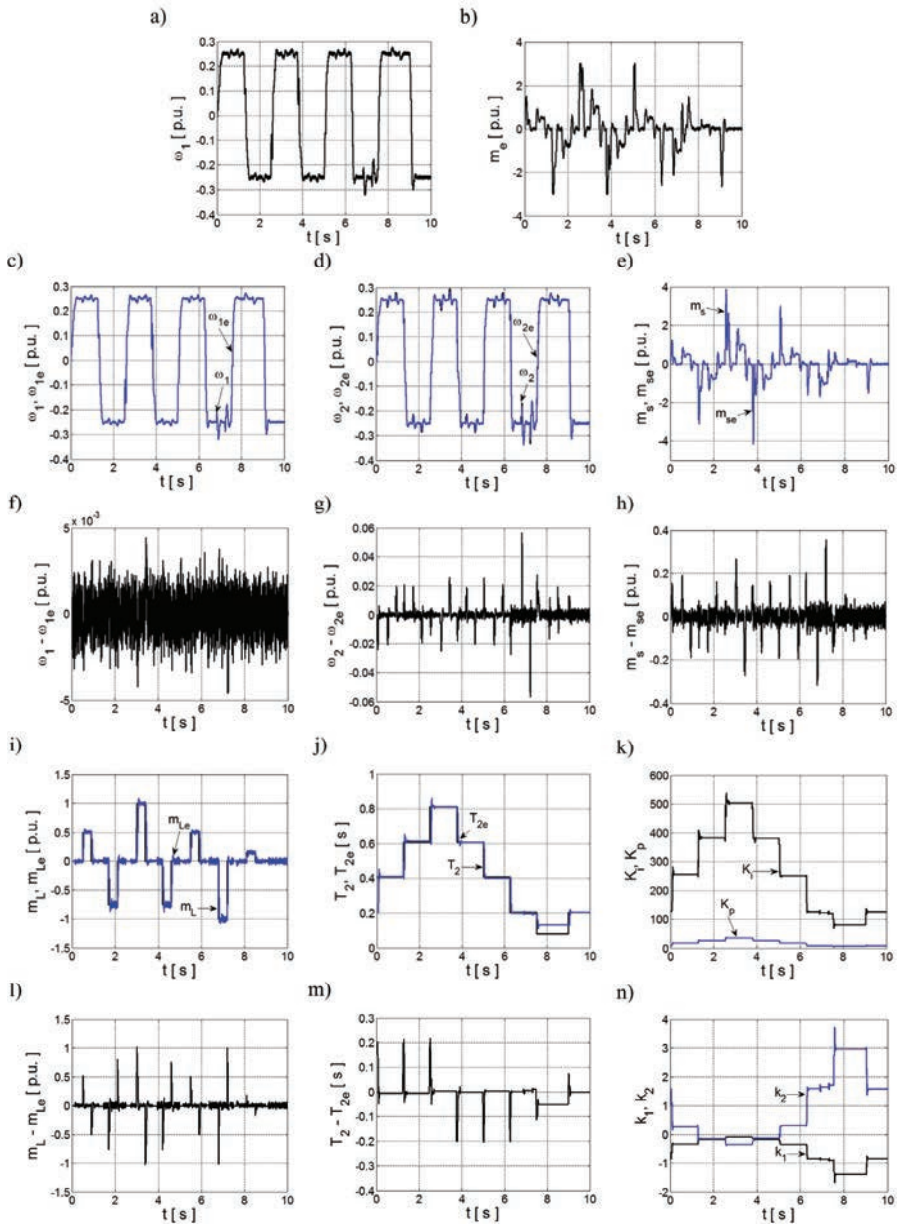
Rys. 5. Przebiegi sygnałów wejściowych NRFK i RFK: momentu elektromagnetycznego (a) oraz prędkości silnika (b)



Rys. 6. Przebiegi rzeczywistych i estymowanych wielkości oraz błędy estymacji: prędkości silnika (a, d), prędkości maszyny roboczej (b, e), momentu skrętnego (c, f), momentu obciążenia (g, i), stałej czasowej maszyny roboczej (h, j) w przypadku pracy NRFK poza strukturą sterowania



Rys. 7. Przebiegi rzeczywistych i estymowanych wielkości oraz błędy estymacji: prędkości silnika (a, d), prędkości maszyny roboczej (b, e), momentu skrętnego (c, f), momentu obciążenia (g, i), stałej czasowej maszyny roboczej (h, j) w przypadku pracy RFK poza strukturą sterowania



Rys. 8. Przebiegi sygnałów wejściowych RFK: momentu elektromagnetycznego (a), prędkości silnika (b) oraz przebiegi wielkości rzeczywistych, estymowanych, błędów estymacji i parametrów układu regulacji: prędkości silnika (c, f), prędkości maszyny roboczej (d, g), momentu skrętnego (e, h), momentu obciążenia (i, l), stałej czasowej maszyny roboczej (j, m), wzmacnień regulatora PI i dodatkowych sprzężeń zwrotnych (k, n) w przypadku pracy RFK w zamkniętej strukturze sterowania

Tabela 6. Zestawienie wartości błędów estymacji dla NRFK i RFK

Metoda	$\delta\omega_1$	$\delta\omega_2$	δm_s	δm_L	δT_2
	[p.u.]	[p.u.]	[p.u.]	[p.u.]	[s]
NRFK – poza strukturą sterowania	0,0008	0,0038	0,0334	0,0557	0,0425
RFK – poza strukturą sterowania	0,0007	0,0027	0,0268	0,0463	0,0101
RFK – w zamkniętej strukturze sterowania	0,0007	0,0027	0,0261	0,0475	0,0174

6. PODSUMOWANIE

W pracy przedstawiono zagadnienia związane z zastosowaniem algorytmów genetycznych do optymalizacji zaproponowanego algorytmu rozmytego filtru Kalmana, pracującego w adaptacyjnej strukturze sterowania układu dwumasowego. Zaprezentowano i opisano obiekt badań oraz jego model matematyczny. Scharakteryzowano algorytmy genetyczne wykorzystane w przedstawionych procesach optymalizacyjnych. Wyniki ich działania zweryfikowano poprzez ocenę pracy klasycznego algorytmu filtru Kalmana oraz rozmytego filtru Kalmana w otwartej strukturze sterowania, wykorzystujących wartości współczynników dobrane za pomocą algorytmów genetycznych. Uzyskano znaczącą poprawę jakości estymacji wszystkich wielkości wyjściowych rozmytego filtru Kalmana, w porównaniu do klasycznego algorytmu. Kolejno algorytm ten poddano testom pracy w zamkniętej strukturze sterowania. Analiza wyników badań pozwala na wyciągnięcie następujących wniosków:

- Zastosowanie algorytmów genetycznych do optymalizacji rozmytego filtru Kalmana, pracującego w adaptacyjnej strukturze sterowania układu dwumasowego, pozwala na uzyskanie zadowalających wyników pracy obserwatora, zarówno w otwartej, jak i zamkniętej strukturze sterowania.
- Przy zastosowaniu omawianych algorytmów należy zwrócić szczególną uwagę na dobór postaci funkcji celu.
- Przyjęcie odpowiednich nastaw algorytmów oraz ograniczeń obszarów poszukiwań prowadzi do skrócenia ich czasu pracy oraz poprawy wyznaczenia najlepszych rozwiązań.

Praca finansowana przez Narodowe Centrum Nauki w ramach projektu „Odporne estymatory zmiennych stanu i parametrów układu napędowego z połączeniem sprężystym”, Umo-2011/01/B/St7/03500. 2011–2014.

LITERATURA

- [1] BIAŁOŃ T., PASKO M., *Wielokryterialny dobór parametrów proporcjonalnego obserwatora strumieni magnetycznych silnika indukcyjnego przy wykorzystaniu algorytmu genetycznego*, Zeszyty Problemowe BOBRME-KOMEL – Maszyny Elektryczne, nr 91, 2011, 51–54.
- [2] DRÓŻDŹ K., SZABAT K., *Zastosowanie rozmytego filtru Kalmana w adaptacyjnej strukturze sterowania układu dwumasowego*, XI Konferencja Naukowa Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, SENE 2013: Łódź, 20–22.11.2013, Wydawnictwo Politechniki Łódzkiej, 2013, 1–6.
- [3] HIRVONEN M., PYRHÖNEN O., HANDROOS H., *Adaptive nonlinear velocity controller for a flexible mechanism of a linear motor*, Mechatronics, Vol. 16, No. 5, 2006, 279–290.
- [4] ITOH D., IWASAKI M., MATSUI N., *Optimal design of robust vibration suppression controller using genetic algorithms*, IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 5, 2004, 947–953.
- [5] LOW K.S., WONG T.S., *A multiobjective genetic algorithm for optimizing the performance of hard disk drive motion control system*, IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 43, No. 3, 2007, 1716–1725.
- [6] MICHAŁEWICZ Z., *Algorytmy genetyczne + struktury danych = programy ewolucyjne*, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1996.
- [7] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Metody sztucznej inteligencji w identyfikacji, estymacji zmiennych stanu i sterowaniu napędów elektrycznych*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 58, Seria: Studia i Materiały, Nr 25, 2005, 109–133.
- [8] SERKIES P.J., SZABAT K., *Adaptacyjny filtr Kalmana dla układu napędowego z połączeniem sprężystym*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 66, Seria: Studia i Materiały, Nr 32, 2012, 118–124.
- [9] SZABAT K., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Optimal design of the extended Kalman filter for the two-mass system using genetic algorithm*, Archive of Electrical Engineering, Vol. 55, No. 3/4, 2006, 237–254.
- [10] SZABAT K., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Performance Improvement of Industrial Drives With Mechanical Elasticity Using Nonlinear Adaptive Kalman Filter*, Transaction on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 3, 2008, 1075–1084.
- [11] SZABAT K., *Struktury sterowania elektrycznych układów napędowych z połączeniem sprężystym*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 61, Wrocław 2008.
- [12] XIANGWU Y., YANG Y., QI G., HECHUAN Z., WEI Q., *Electric vehicle battery SOC estimation based on fuzzy Kalman filter*, 2nd International Symposium on Instrumentation and Measurement, Sensor Network and Automation (IMSNA), 2013, 863–866.
- [13] YADAAIAH N., SRIKANTH T., RAO V.S., *Fuzzy Kalman Filter based trajectory estimation*, 11th International Conference on Hybrid Intelligent Systems (HIS), 2011, 566–571.
- [14] ZHEN D., LEUNG H., CHAN K., *Model-set adaptation using a fuzzy Kalman filter*, Proceedings of the Third International Conference on Information Fusion, FUSION 2000, 2000, Vol. 1, MOD2/3-MOD2/9.

APPLICATION OF THE GENETIC ALGORITHMS FOR OPTIMIZATION
OF THE FUZZY KALMAN FILTER

This paper deals with a problem of a fuzzy Kalman filter optimization for an adaptive control structure of a two-mass drive system. In the introduction section of this paper modern control structures of electrical drives with elastic joint are discussed. For their application state variables estimation of a dynamic object are required. A particular attention is given to the observers based on the Kalman filter

theory. Additionally, the problematic aspects of the observer applying design by using genetic algorithm are considered. Moreover, the remainder of the paper is organized as follows. First, the object of research and its mathematical model are described. Subsequently, genetic algorithms are discussed. Next, the optimization process of the fuzzy Kalman filter using genetic algorithms is presented. The simulation results of the drive performance in a open and closed-loop control structure are shown.

układ dwumasowy, identyfikacja parametrów, filtr Kalmana

Krzysztof DRÓŹDŹ*

IDENTYFIKACJA PARAMETRÓW UKŁADU DWUMASOWEGO ZA POMOCĄ ROZMYTEGO FILTRU KALMANA

W artykule przedstawiono zagadnienia związane z identyfikacją parametrów mechanicznych układu dwumasowego, w trybie *online* za pomocą filtrów Kalmana. Podczas procesu identyfikacji uwzględniono jednoczesną regulację prędkości układu realizowaną w strukturze adaptacyjnej z dwoma dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi. Do klasycznego algorytmu nieliniowego rozszerzonego filtru Kalmana wprowadzono zaprojektowane systemy rozmyte, których zadaniem była adaptacja wybranych współczynników macierzy Q , przeprowadzana na podstawie aktualnych estymowanych wartości parametrów mechanicznych badanego układu napędowego. Omówiono model matematyczny obiektu badań, nieliniowego rozszerzonego filtru Kalmana i wprowadzone modyfikacje w postaci systemów rozmytych. Przedstawiono wyniki badań symulacyjnych, dotyczące obu rodzajów filtru Kalmana, w zamkniętej strukturze sterowania oraz scharakteryzowano sposób doboru współczynników obserwatorów.

1. WPROWADZENIE

Nowoczesne struktury sterowania układów napędowych z połączeniem sprzężystym, do prawidłowej i efektywnej pracy wymagają znajomości wartości parametrów sterowanego obiektu. W przypadku ich nieprawidłowej wartości w algorytmie sterującym, przebiegi dynamiczne układu ulegają pogorszeniu [9]. W związku z tym konieczna jest dokładna identyfikacja parametrów układu napędowego.

Identyfikacja parametrów mechanicznych układów napędowych jest skomplikowanym zagadnieniem, które cieszy się stałym zainteresowaniem ze strony wielu ośrodków badawczych [1]–[4], [6], [9], [11]. Spośród najczęściej wykorzystywanych metod identyfikacji wyróżnić można metody parametryczne i nieparametryczne. Zadanie identyfikacji parametrycznej polega na przyjęciu modelu identyfikowanego obiektu i minimali-

* Instytut Maszyn Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: krzysztof.drozd@pwr.wroc.pl.

zacji różnicy pomiędzy odpowiedziami modelu i obiektu, możliwej dzięki odpowiedniemu doborowi współczynników modelu [2], [8], [9]. W podejściu nieparametrycznym wyznacza się charakterystyki układu na podstawie skończonej liczby pomiarów [2].

Poza metodami identyfikacji parametrów mechanicznych układów dwumasowych typu *off-line* lub przeprowadzanych podczas pierwszego uruchomienia układu. W odróżnieniu od nich istnieją również metody identyfikacji bazujące na obserwatorach pracujących w trybie *on-line* [8]. W celu przeprowadzenia identyfikacji w trybie *on-line* wykorzystać można algorytm nieliniowego rozszerzonego filtru Kalmana [7]. Algorytm ten stanowi typ optymalnej filtracji rekursywnej i może być stosowany w przypadku procesów nieliniowych. Rozwiązanie takie zapewnia możliwość jednoczesnego sterowania układu dwumasowego w zamkniętej strukturze regulacji oraz identyfikacji jego parametrów mechanicznych, w odróżnieniu od innych metod przedstawianych w literaturze, co stanowi zaletę proponowanego rozwiązania [5]. Przy zastosowaniu takiego rozwiązania problematycznym jest dobór wartości współczynników macierzy kowariancji \mathbf{Q} i \mathbf{R} filtru Kalmana. Problem ten jest dodatkowo utrudniony przy uwzględnieniu szerokiego zakresu możliwych do wystąpienia wartości identyfikowanych parametrów.

W pracy przedstawiono zagadnienia związane z identyfikacją parametrów mechanicznych układu dwumasowego w trybie *on-line* za pomocą zmodyfikowanego algorytmu rozszerzonego filtru Kalmana (rozmytego filtru Kalmana – RFK), przy uwzględnieniu szerokiego zakresu możliwych do wystąpienia wartości identyfikowanych parametrów, co w odróżnieniu od prac znanych z literatury stanowi rozszerzenie badań związanych z omawianym zagadnieniem. Opracowany algorytm przetestowano symulacyjnie w otwartej oraz zamkniętej strukturze sterowania.

2. MODEL MATEMATYCZNY OBIEKTU BADAŃ I STRUKTURA STEROWANIA

Obiektem badań jest układ napędowy z połączeniem sprężystym składający się ze skupionych mas silnika i maszyny roboczej rozmieszczonych na końcach sprężystego wału. Zastosowany rodzaj silnika nie ma znaczenia, ze względu na powszechną znajomość metod sterowania momentem. Do rozważań wykorzystano powszechnie stosowany model układu dwumasowego z bezinercyjnym połączeniem sprężystym [8], [10]. Model ten można opisać poniższymi równaniami stanu w jednostkach względnych:

$$\frac{d\omega_1(t)}{dt} = \frac{1}{T_1}(m_e(t) - m_s(t)), \quad (1)$$

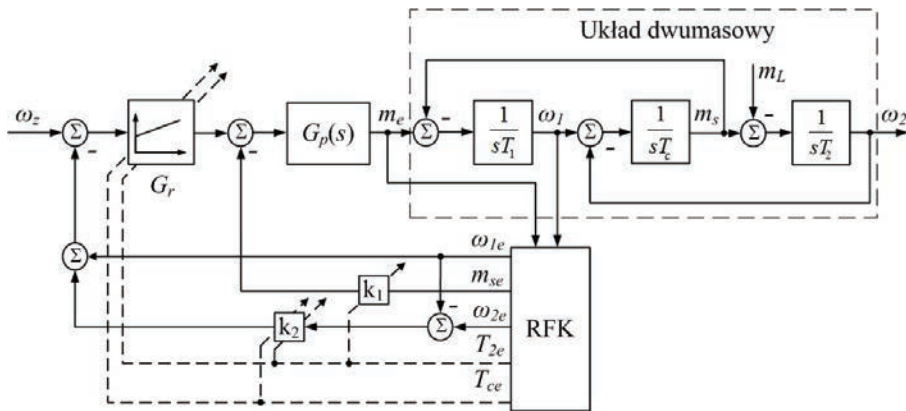
$$\frac{d\omega_2(t)}{dt} = \frac{1}{T_2}(m_s(t) - m_L(t)), \quad (2)$$

$$\frac{dm_s(t)}{dt} = \frac{1}{T_c}(\omega_1(t) - \omega_2(t)) \quad (3)$$

gdzie:

- ω_1 – prędkość maszyny roboczej,
- m_e – moment elektromagnetyczny,
- m_s – moment skrętny,
- m_L – moment obciążenia,
- T_1 – mechaniczna stała czasowa silnika,
- T_2 – mechaniczna stała czasowa maszyny roboczej,
- T_c – stała czasowa elementu sprzężystego.

W badaniach wykorzystano strukturę sterowania adaptacyjnego z regulatorem PI i dwoma dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi: od momentu skrętnego (k_1) oraz różnicy prędkości (k_2) [8]. Schemat omawianej struktury przedstawiono na rysunku 1. W skład struktury sterowania wchodzi: zoptymalizowana pętla wymuszenia momentu elektromagnetycznego, część mechaniczna układu napędowego, filtr Kalmana oraz regulator PI.



Rys. 1. Schemat blokowy struktury sterowania

Transmitancja regulatora prędkości ma postać:

$$G_r(s) = K_p + \frac{K_I}{s}. \quad (4)$$

Przyjęto następującą transmitancję opisującą pętlę wymuszenia momentu elektromagnetycznego:

$$G_p(s) = \frac{1}{0,002s + 1}. \quad (5)$$

Współczynniki układu regulacji dobierano przy uwzględnieniu aktualnych estymowanych wartości parametrów mechanicznych T_2 i T_c , według poniższych zależności [8], [10]:

$$K_I = \omega_r^4 T_1 T_2 T_c, \quad (6)$$

$$K_p = 4\xi_z \omega_r^3 T_1 T_2 T_c, \quad (7)$$

$$k_2 = \frac{1}{\omega_r^3 T_2 T_c} - 1, \quad (8)$$

$$k_1 = \frac{T_1(4\xi_z^2 - k_2)}{T_2(1 + k_2)} - 1 \quad (9)$$

gdzie:

ω_r – zadana pulsacja rezonansowa,

ξ_z – zadany współczynnik tłumienia układu,

K_I, K_p – wzmacnienia całkowite i proporcjonalne regulatora prędkości.

Badania przeprowadzono dla następujących wartości pulsacji rezonansowej $\omega_r = 40 \text{ s}^{-1}$ i współczynnika tłumienia $\xi_z = 0,7$. W tabeli 1 zestawiono podstawowe dane modelowanego układu składającego się z dwóch maszyn prądu stałego połączonych za pomocą długiego wału.

Tabela 1. Zestawienie podstawowych danych modelowanego układu

Parametr	Wartość	Jednostka
Moc	500	W
Napięcie znamionowe	220	V
Prędkość znamionowa	1450	obr/min
Długość wału napędowego	600	mm
Średnica wału napędowego	6	mm
Częstotliwość rezonansowa	14,4	Hz
Częstotliwość antyrezonansowa	10,2	Hz
Mechaniczna stała czasowa silnika	0,203	s
Mechaniczna stała czasowa obciążenia	0,203	s
Stała czasowa elementu sprężystego	0,0012	s

3. OPIS I MODEL MATEMATYCZNY FILTRÓW KALMANA

3.1. NIELINIOWY ROZSZERZONY FILTR KALMANA

W celu przeprowadzenia procesu identyfikacji parametrów układu dwumasowego należy rozszerzyć jego wektor stanu o dodatkowe wielkości $1/T_2$ i $1/T_c$. W niniejszej

pracy założono zakresy możliwych do wystąpienia wartości identyfikowanych parametrów wynoszące: od $0,4 T_{2N}$ do $4 T_{2N}$ oraz od $0,5 T_{cN}$ do $2 T_{cN}$. Po uwzględnieniu wymienionych warunków wektor stanu przyjmuje następującą postać:

$$\mathbf{x}_R(t) = \left[\omega_1(t) \quad \omega_2(t) \quad m_s(t) \quad \frac{1}{T_2}(t) \quad \frac{1}{T_c}(t) \right]^T. \quad (10)$$

Rozszerzone równania stanu i wyjścia układu można przedstawić następująco:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x}_R(t) = \mathbf{A}_R \left(\frac{1}{T_2}(t), \frac{1}{T_c}(t) \right) \mathbf{x}_R(t) + \mathbf{B}_R \mathbf{u}(t) + \mathbf{w}(t) = \mathbf{f}_R(\mathbf{x}_R(t), \mathbf{u}(t)) + \mathbf{w}(t), \quad (11a)$$

$$\mathbf{y}_R(t) = \mathbf{C}_R \mathbf{x}_R(t) + \mathbf{v}(t) \quad (11b)$$

gdzie $\mathbf{w}(t)$, $\mathbf{v}(t)$ – szumy białe występujące w układzie.

Macierz \mathbf{A}_R zależna jest od aktualnej wartości parametrów T_2 i T_c , ze względu na to wymaga ona aktualizacji w każdym kroku obliczeniowym, zgodnie z aktualną estymowaną wartością wymienionych parametrów. Macierze stanu, sterowania i wyjścia określone są następująco:

$$\mathbf{A}_R \left(\frac{1}{T_2}(t) \right) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{T_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{T_2}(t) & 0 & 0 \\ \frac{1}{T_c}(t) & \frac{-1}{T_c}(t) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_R = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_R = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T. \quad (12)$$

Wektorami wejściowymi i wyjściowymi badanego układu oraz filtrów Kalmana są moment elektromagnetyczny i prędkość silnika:

$$\mathbf{u} = m_e, \quad \mathbf{y} = \omega_1. \quad (13)$$

Po dyskretyzacji równań układu (11a, 11b) z krokiem T_s następuje proces estymacji zmiennych stanu i parametrów układu za pomocą filtrów Kalmana. Klasyczny algorytm rozszerzonego filtru Kalmana można przedstawić następująco:

1. Predykcja wektora stanu:

$$\hat{\mathbf{x}}_R(k+1/k) = \mathbf{A}_R(k) \hat{\mathbf{x}}_R(k/k) + \mathbf{B}_R \mathbf{u}(k). \quad (14)$$

2. Predykcja macierzy kowariancji:

$$\mathbf{P}(k+1/k) = \mathbf{F}_R(k) \mathbf{P}(k) \mathbf{F}_R^T(k) + \mathbf{Q}(k), \quad (15)$$

gdzie:

$$\mathbf{F}_R(k) = \frac{\partial \mathbf{f}_R(\mathbf{x}_R(k/k)\mathbf{u}(k), k)}{\partial \mathbf{x}_P(k/k)} \Big|_{\mathbf{x}_R = \hat{\mathbf{x}}_R(k/k)}, \quad (16)$$

$$\mathbf{F}_R = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{-1}{T_1}T_s & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \frac{1}{T_2(k)}T_s & m_s(k)T_s & 0 \\ \frac{1}{T_c(k)}T_s & \frac{-1}{T_c(k)}T_s & 1 & 0 & [\omega_1(k) - \omega_2(k)]T_s \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (17)$$

3. Obliczenie wzmocnienia Kalmana:

$$\mathbf{K}(k+1) = \mathbf{P}(k+1/k)\mathbf{C}_R^T(k+1) \times [\mathbf{C}_R(k+1)\mathbf{P}(k+1/k)\mathbf{C}_R^T(k+1) + \mathbf{R}(k)]^{-1}. \quad (18)$$

4. Korekcja wektora stanu:

$$\hat{\mathbf{x}}_R(k+1/k+1) = \hat{\mathbf{x}}_R(k/k) + \mathbf{K}(k+1) \times [\mathbf{y}(k+1) - \mathbf{C}_R(k+1)\hat{\mathbf{x}}_R(k+1/k)]. \quad (19)$$

5. Korekcja macierzy kowariancji:

$$\mathbf{P}(k+1/k+1) = [\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{C}_R(k+1)]\mathbf{P}(k+1/k). \quad (20)$$

6. Powrót do pierwszego kroku.

Opisany algorytm wymaga określenia wartości współczynników macierzy kowariancji zakłóceń zmiennych stanu \mathbf{Q} oraz sygnałów wyjściowych \mathbf{R} :

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} q_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_{22} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q_{33} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & q_{55} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R} = [r]. \quad (21)$$

Wartości wymienionych współczynników, w przypadku klasycznego algorytmu rozszerzonego filtra Kalmana pracującego w otwartej strukturze sterowania, dobrano za pomocą algorytmu genetycznego, zgodnie z przyjętą funkcją celu:

$$F_1 = \frac{\sum_{i=1}^n (|\omega_1 - \omega_{1e}|) * \sum_{i=1}^n (|\omega_2 - \omega_{2e}|) * \sum_{i=1}^n (|m_s - m_{se}|) * \sum_{i=1}^n (|T_2 - T_{2e}|) * \sum_{i=1}^n (|T_c - T_{ce}|)}{n} \quad (22)$$

gdzie:

- n – liczba próbek,
- x_e – wartość estymowana.

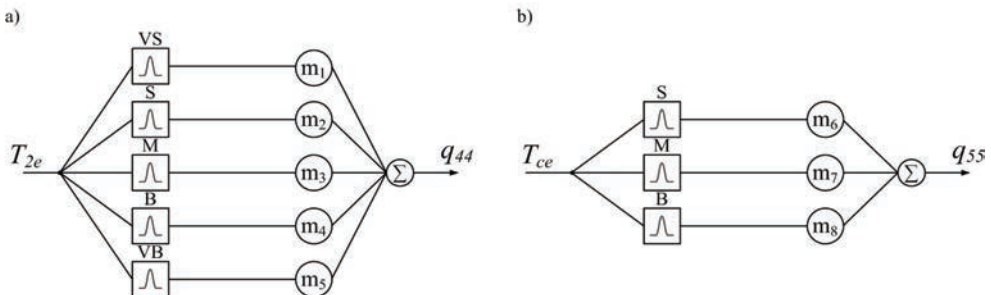
Powyższa funkcja celu uwzględnia wszystkie estymowane wielkości, które występują w rozszerzonym wektorze stanu badanego układu. Optymalizację przeprowadzono stosując kolejno omówione warunki. Obserwator pracował w otwartej strukturze sterowania. Sygnałem wymuszającym był sygnał prostokątny o amplitudzie $0,5 \omega_N$, powodujący cykliczne rozruchy układu, w którym nie występuje moment obciążenia. Przyjęto wartość ograniczenia momentu elektromagnetycznego równą $3 m_{eN}$. Sygnały wejściowe filtru Kalmana zakłócono szumami białymi o wartościach wariancji wynoszących $4e-5$ dla momentu elektromagnetycznego, $5e-6$ dla prędkości silnika i wartościach średnich równych 0 dla obu sygnałów. Założono zmienność parametrów T_2 i T_c w czasie pracy układu napędowego. W tabeli 2 zestawiono uzyskane wartości współczynników macierzy \mathbf{Q} i \mathbf{R} klasycznego algorytmu nieliniowego rozszerzonego filtru Kalmana (NRFK).

Tabela 2. Zestawienie uzyskanych wartości parametrów macierzy NRFK (otwarta struktura sterowania)

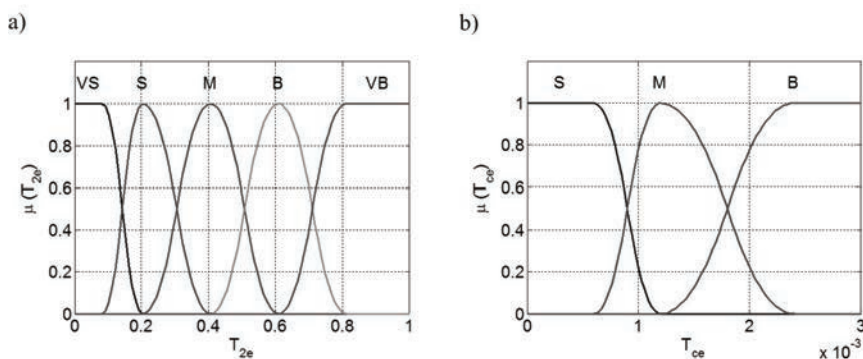
Parametr	q_{11}	q_{22}	q_{33}	q_{44}	q_{55}	r
Wartość	0,005	0,106	0,001	44,90	3,999e5	2,753

3.2. ROZMYTY FILTR KALMANA

W celu wprowadzenia adaptacji wybranych współczynników macierzy kowariancji \mathbf{Q} filtru Kalmana zastosowano systemy rozmyte, których struktury przedstawiono na rysunku 2. Omawiane systemy wyznaczały wartości współczynników q_{44} i q_{55} , na podstawie aktualnych estymowanych wartości parametrów T_{2e} i T_{ce} . W przedstawionych systemach zastosowano funkcje przynależności zmiennych wejściowych, które zobrazowano na rysunku 3.



Rys. 2. Struktury zastosowanych systemów rozmytych wprowadzających adaptację współczynników q_{44} (a) oraz q_{55} (b)



Rys. 3. Zastosowane funkcje przynależności zmiennych wejściowych systemów rozmytych wprowadzających adaptację współczynników q_{44} (a) oraz q_{55} (b)

Zaprojektowane systemy rozmyte, dzięki odpowiedniemu doborowi współczynników m_i , umożliwiają kształtowanie charakterystyk zmian wybranych współczynników w funkcji estymowanych wartości parametrów układu. Ich dobór przeprowadzono za pomocą algorytmu genetycznego, minimalizującego poniższą funkcję celu:

$$F_2 = \frac{\sum_{i=1}^n (|T_2 - T_{2e}|) * \sum_{i=1}^n (|T_c - T_{ce}|)}{n} \quad (23)$$

Uzyskane wartości poszczególnych współczynników zestawiono w tabeli 3.

Tabela 3. Zestawienie otrzymanych wartości parametrów m_i RFK (otwarta struktura sterowania)

Parametr	m_1	m_2	m_3	m_4	m_5	m_6	m_7	m_8
Wartość	1,2e4	5,3e3	270,50	9,30	43,0	6,24e7	4,4e7	6,34e5

Ze względu na uzyskanie niezadowolających wyników badań przeprowadzonych w zamkniętej strukturze sterowania, przy wykorzystaniu wartości współczynników z tabel 1 i 2, zaprojektowany obserwator poddano dodatkowej optymalizacji. Proces ten odbył się w zamkniętej strukturze sterowania, wykorzystując algorytm genetyczny minimalizujący funkcję celu (22) dla współczynników macierzy \mathbf{Q} , \mathbf{R} klasycznego algorytmu oraz funkcję celu (23) dla współczynników m_i rozmytego filtra Kalmana. Uzyskane wartości poszczególnych współczynników przedstawiono w tabelach 4 i 5.

Tabela 4. Zestawienie uzyskanych wartości parametrów macierzy NRFK (zamknięta struktura sterowania)

Parametr	q_{11}	q_{22}	q_{33}	q_{44}	q_{55}	r
Wartość	0,013	0,049	0,076	214,429	3,07e6	19,020

Tabela 5. Zestawienie otrzymanych wartości parametrów m_i RFK (zamknięta struktura sterowania)

Parametr	m_1	m_2	m_3	m_4	m_5	m_6	m_7	m_8
Wartość	3,189e5	441,314	28,677	7,967	1,255	8,097e6	1,889e6	1,584e6

4. WYBRANE WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH

Badania symulacyjne rozpoczęto od przetestowania nieliniowego rozszerzonego filtru Kalmana o stałych wartościach współczynników macierzy \mathbf{Q} i \mathbf{R} , pracującego w otwartej strukturze sterowania. Kolejnym etapem badań była analogiczna do poprzedniego przypadku weryfikacja zaprojektowanego rozmytego filtru Kalmana. Po uzyskaniu zadowalających rezultatów pracy obserwatorów rozpoczęto badania w zamkniętej strukturze sterowania. Ze względu na uzyskanie niezadowalających wyników badań przeprowadzono dodatkową optymalizację filtrów Kalmana. W przypadku doboru parametrów klasycznego algorytmu nieliniowego rozszerzonego filtru Kalmana zastosowano funkcję celu F_1 (22). Następnie do wspomnianego algorytmu wprowadzono systemy rozmyte i przeprowadzono optymalizację ich współczynników m_i , stosując funkcję celu F_2 (23). Oba procesy optymalizacji przeprowadzono za pomocą algorytmu genetycznego. Wyniki omówionych badań przedstawiono na rysunkach 4–7. Rysunki 4 i 5 obrazują rezultaty pracy nieliniowego rozszerzonego filtru Kalmana, a rysunki 6 i 7 rozmytego filtru Kalmana.

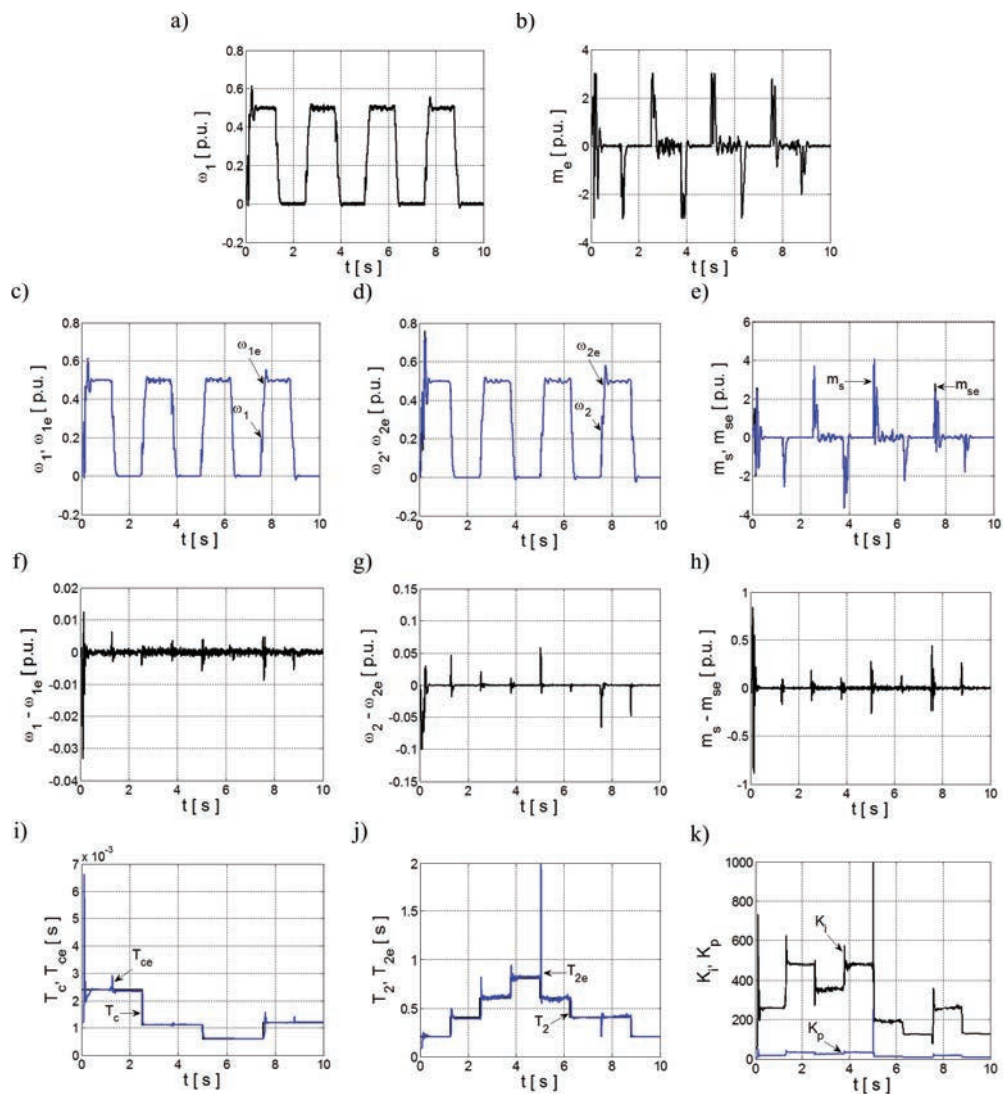
W celu porównania otrzymanych wyników badań obliczono wartości błędów estymacji poszczególnych wielkości, według poniższej zależności:

$$\delta x = \frac{\sum_{i=1}^n |x_i - x_{ie}|}{n}, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (24)$$

gdzie:

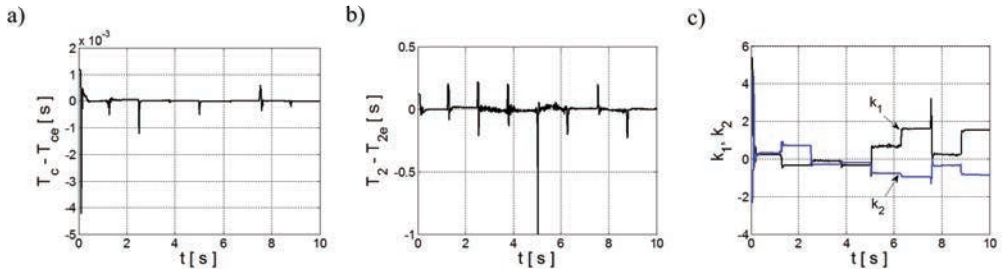
- x – wartość rzeczywista,
- x_e – wartość estymowana,
- n – liczba próbek.

Wartości uzyskanych błędów zestawiono w tabeli 6. Porównanie to wskazuje na uzyskanie znacznej poprawy jakości estymacji wszystkich wielkości, co pozwoliło poprawić jakość regulacji prędkości układu napędowego.

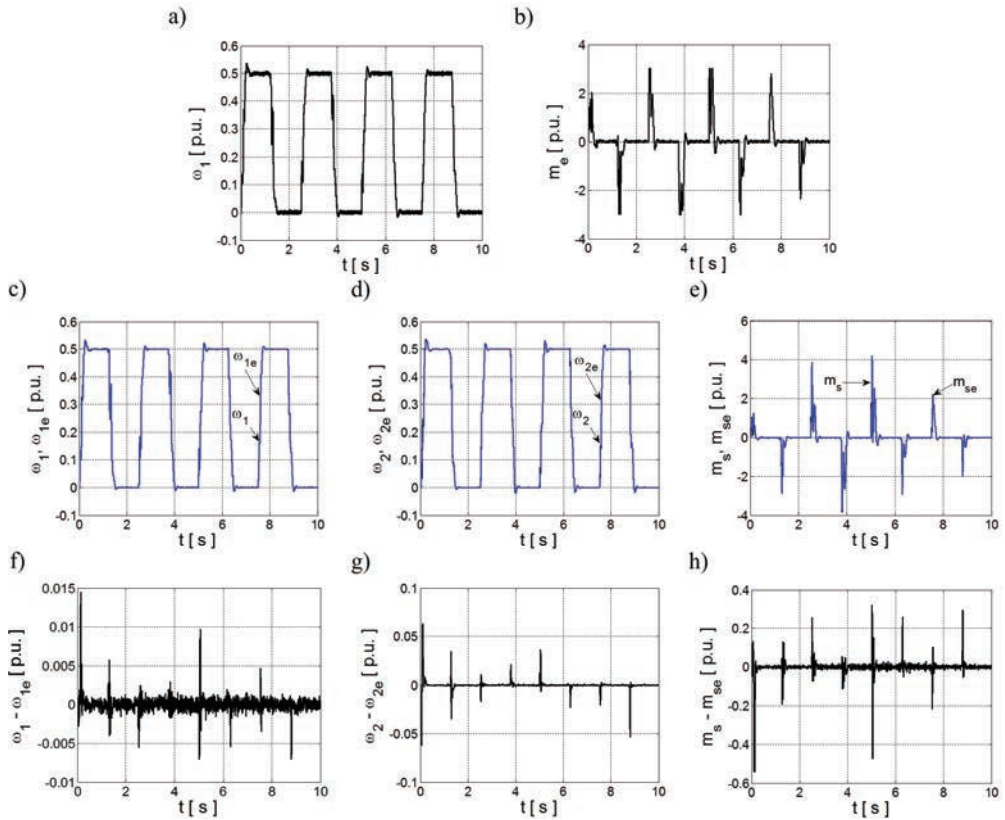


Rys. 4. Przebiegi sygnałów wejściowych NRFK:

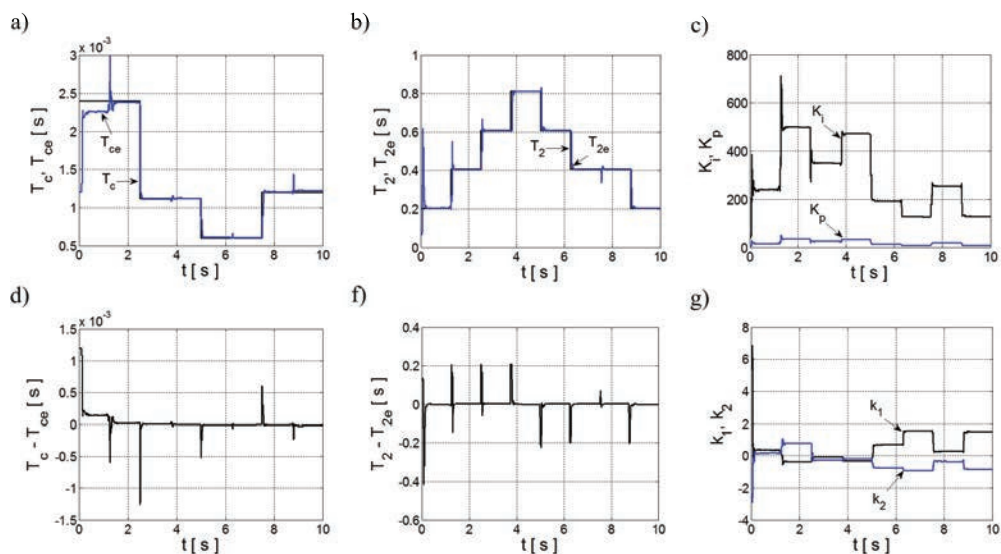
prędkości silnika (a), momentu elektromagnetycznego (b), oraz przebiegi wielkości rzeczywistych, estymowanych, błędów estymacji i parametrów układu regulacji: prędkości silnika (c, f), prędkości maszyny roboczej (d, g), momentu skrotnego (e, h), parametru T_c (i), parametru T_2 (j), wzmocnień regulatora PI (k) w przypadku pracy NRFK w zamkniętej strukturze sterowania



Rys. 5. Przebiegi błędów estymacji i parametrów układu regulacji: parametru T_c (a), parametru T_2 (b), dodatkowych sprzężeń zwrotnych (c) w przypadku pracy NRFK w zamkniętej strukturze sterowania



Rys. 6. Przebiegi sygnałów wejściowych RFK: prędkości silnika (a), momentu elektromagnetycznego (b), oraz przebiegi wielkości rzeczywistych, estymowanych, błędów estymacji i parametrów układu regulacji: prędkości silnika (c, f), prędkości maszyny roboczej (d, g), momentu skrętnego (e, h) w przypadku pracy RFK w zamkniętej strukturze sterowania



Rys. 7. Przebiegi wielkości rzeczywistych, estymowanych, błędów estymacji i parametrów układu regulacji: parametru T_c (a, d), parametru T_2 (b, f), wzmożeń regulatora PI i dodatkowych sprzężeń zwrotnych (c, g) w przypadku pracy RFK w zamkniętej strukturze sterowania

Tabela 6. Zestawienie wartości błędów estymacji dla NRFK i RFK

Metoda	$\delta\omega_1$	$\delta\omega_2$	δm_s	δT_2	δT_c
	[p.u.]	[p.u.]	[p.u.]	[s]	[s]
NRFK	0,0006	0,0017	0,0154	0,0184	0,0001
RFK	0,0006	0,0015	0,0136	0,0098	4e-5

5. PODSUMOWANIE

W pracy przedstawiono zagadnienia związane z identyfikacją parametrów mechanicznego układu dwumasowego w trybie *online* za pomocą filtrów Kalmana, przy jednoczesnym sterowaniu adaptacyjnym układu. Badaniom poddano klasyczny algorytm nieliniowego rozszerzonego filtru Kalmana oraz zaprojektowany rozmyty filtr Kalmana. Oba rodzaje obserwatorów poddano opisanym procesom optymalizacji, w których wykorzystano algorytmy genetyczne minimalizujące odpowiednie funkcje celu. Zadaniem wprowadzonych systemów rozmytych była adaptacja wybranych współczynników macierzy Q filtru Kalmana, która odbywała się na podstawie aktualnych estymowanych wartości parametrów T_{2e} i T_{ce} . Przeprowadzono badania obu typów filtrów Kalmana w otwartej oraz zamkniętej strukturze sterowania. W obydwu przypadkach konieczna była dodatkowa optymalizacja wykonana w zamkniętej

strukturze sterowania. Na podstawie przeprowadzonych badań można wyciągnąć następujące wnioski:

- zastosowanie filtrów Kalmana w adaptacyjnej strukturze sterowania układu dwumasowego, umożliwiła jednoczesną identyfikację jego parametrów mechanicznych oraz prawidłową regulację prędkości układu,
- wprowadzenie logiki rozmytej do klasycznego algorytmu nieliniowego rozszerzonego filtru Kalmana zapewnia poprawę jakości estymacji parametrów i zmiennych stanu badanego układu napędowego, w obecności zmian parametrów w szerokim zakresie podczas jego pracy,
- optymalizację obserwatorów w otwartej strukturze sterowania należy uznać za proces wstępny, wymagający przeprowadzenia procesu zasadniczego w zamkniętej strukturze sterowania.

Praca Finansowana Przez Narodowe Centrum Nauki W Ramach Projektu: ‘Odporne Estymatory Zmiennych Stanu I Parametrów Układu Napędowego Z Połączeniem Sprężystym’, Umo-2011/01/B/St7/03500. 2011-2014.

LITERATURA

- [1] HASHIMOTO S., HARA K., FUNATO H., KAMIYAMA K., *AR-based identification and control approach in vibration suppression*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, Issue: 3, 2001, 806–811.
- [2] LIS. J., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Analiza właściwości estymatora regresji jądrowej w zadaniu identyfikacji nieparametrycznej charakterystyk nieliniowych złożonego układu napędowego*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej. Studia i Materiały, Vol. 58, nr 25, 2005, 296–305.
- [3] MOLA M., KHAYATIAN A., DEHGHANI M., *Identification and adaptive position control of two mass systems with unknown backlash*, 2013 21st Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE), 2013, 1–6.
- [4] NILKHAMHANG I., SANO A., *Iterative tuning algorithm for feedforward parameter identification of a 2-mass motor system*, Control Conference, 2004, 5th Asian, Vol. 3, 2004, 1729–1736.
- [5] PACAS M., Villwock S., *Application of the Welch-Method for the Identification of Two- and Three-Mass-Systems*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, Issue: 1, 2008, 457–466.
- [6] SAARAKKALA S.E., LEPPINEN T., HINKKANEN M., LUOMI J., 2012 12th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control (AMC), 2012, 1–6.
- [7] SCHUTTE F., BEINEKE S., ROLFSMEIER A., GROSTOLLEN H., *Online Identification of Mechanical Parameters Using Extended Kalman Filters*, Industry Applications Conference, Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97, Conference Record of the 1997 IEEE, Vol. 1, 1997, 501–508.
- [8] SZABAT K., *Struktury sterowania elektrycznych układów napędowych z połączeniem sprężystym*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, nr 61, Wrocław 2008.
- [9] SZABAT K., KAMIŃSKI G., *Graficzna metoda identyfikacji parametrów układu dwumasowego*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej. Studia i Materiały, Vol. 59, Nr 26, 2006, 256–267.

- [10] SZABAT K., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Application of the Kalman Filters to the High-Performance Drive System With Elastic Coupling*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, Issue: 11, 2012, 4226–4235.
- [11] ZOUBEK H., PACAS M., *An identification method for multi-mass-systems in speed-sensorless operation*, 2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2011, 1895–1900.

IDENTIFICATION OF MECHANICAL PARAMETERS OF THE TWO-MASS SYSTEM USING FUZZY KALMAN FILTER

In the paper the issues related to the online identification of mechanical parameters of the two-mass system using Kalman filters are presented. Observers in a closed-loop adaptive control structure were investigated. To the classical algorithm of nonlinear extended Kalman filter designed fuzzy systems were introduced. Adaptation of selected coefficients of the matrix \mathbf{Q} was introduced by these systems. Mathematical models of the two-mass system and the nonlinear extended Kalman filter are presented. Subsequently, applied fuzzy systems are discussed. The results of both types of Kalman filter are shown. Method of optimizing coefficients of the observers was discussed.

*prototypowanie układów, zestaw uruchomieniowy,
mikrokontroler 32-bitowy, mikrokontroler ARM*

Krzysztof P. DYRCZ*, Marcin SKÓRA**

SZYBKIE PROTOTYPOWANIE UKŁADÓW STEROWANIA Z WYKORZYSTANIEM NOWOCZESNYCH MIKROPROCESOROWYCH ZESTAWÓW URUCHOMIENIOWYCH

W artykule przedstawiono możliwości wykorzystania nowoczesnych zestawów uruchomieniowych z 32-bitowymi, wydajnymi mikrokontrolerami z rdzeniem ARM w procesach szybkiego prototypowania układów sterowania. W sposób zwięzły opisano nowoczesne narzędzia programistyczne, dedykowane do zastosowań z wymienionymi zestawami, umożliwiające szybkie napisanie kodu programu oraz uruchomienie i przetestowanie aplikacji w układzie docelowym. Zaprezentowano przykładową aplikację generatora PWM, napisaną z wykorzystaniem jednej z omawianych technik programowania.

1. WSTĘP

Projektowanie układów sterowania związane jest niejednokrotnie z budowaniem układów prototypowych, które umożliwiają uruchomienie i przetestowanie algorytmów sterowania przed ostateczną implementacją w urządzeniu docelowym. W przypadku systemów, które nie mają złożonej struktury i realizują stosunkowo proste zadania, zwykle wykonuje się prototypowy, mikroprocesorowy układ elektroniczny, który programuje się wykorzystując ogólnie dostępne narzędzia programistyczne. Bardziej złożone układy, realizujące skomplikowane algorytmy sterowania i wymagające mikrokontrolerów o znacznych mocach obliczeniowych, najczęściej budowane są na etapie prototypu z wykorzystaniem dostępnych zestawów uruchomieniowych, spełniających wymogi technologii nazywanej szybkim prototypowaniem (ang. *Rapid*

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: krzysztof.dyrcz@pwr.wroc.pl

** Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: marcin.skora@pwr.wroc.pl

Prototyping). Aby możliwe było maksymalne skrócenie czasu projektowania i testowania budowanego układu, wraz z odpowiednim systemem mikroprocesorowym należy wykorzystać dedykowane środowisko programistyczne, które zapewni przede wszystkim wydajne tworzenie algorytmu sterującego, ale również odpowiednio komfortowe uruchamianie, testowanie i poprawianie ewentualnych błędów w kodzie programu.

Obecnie istnieje kilka wydajnych systemów szybkiego prototypowania układów sterowania, m.in. NI PXI Platform [4], xPC Target [10], DSP2 [8]. Jednak jednym z najczęściej używanych są produkty firmy dSPACE, w tym popularne karty DS1103 i DS1104 [1], [2], [13]. Ich zaletą jest niewątpliwie łatwa integracja sprzętowa z układami otoczenia, uzyskana przez zastosowanie specjalnych paneli połączeniowych oraz od strony programistycznej, rozbudowane środowisko ControlDesk, wyposażone w wydajne kompilatory języka C/C++, interpreter języka Python oraz narzędzia do wizualizacji wybranych zmiennych. Dodatkową cechą, niejednokrotnie decydującą o wyborze właśnie tego systemu, jest łatwa i niezawodna integracja z jednym z najbardziej popularnych pakietów obliczeniowych Matlab/Simulink, pozwalająca na generowanie kodu sterującego bezpośrednio z modelu obiektu zbudowanego w Simulinku, praktycznie bez znajomości żadnego z wymienionych wcześniej języków programowania. Podejście takie obarczone jest jednak dużymi kosztami, ponieważ obecna cena systemu dSpace wynosi (w zależności od modelu i wyposażenia) od kilkunastu do kilkudziesięciu tysięcy złotych.

Szybki, ciągle postępujący rozwój techniki mikroprocesorowej spowodował, że dostępne są obecnie nieporównywalnie tańsze, niejednokrotnie o zbliżonej wydajności, mikroprocesorowe zestawy uruchomieniowe. Spośród dostępnych wielu rodzin mikrokontrolerów, na szczególną uwagę zasługują dwie: 32-bitowe stałoprzecinkowe mikrokontrolery sygnałowe rodziny C2000 firmy Texas Instruments [3], [12] oraz 32-bitowe mikrokontrolery z rdzeniem ARM [7], [9], [15]. Obydwa rozwiązania charakteryzują się przede wszystkim dużą wydajnością obliczeniową przy umiarkowanej cenie, jednak ze względu na większą różnorodność gotowych układów rozwiązania z mikrokontrolerami ARM zaczynają być używane coraz częściej. Jedne z najbardziej popularnych obecnie systemów uruchomieniowych wykorzystujących te mikrokontrolery, to przede wszystkim moduły serii Discovery firmy ST Microelectronics, których cena waha się od kilkudziesięciu do kilkuset złotych. Dzięki modułowej budowie i łatwemu dostępowi do zasobów sprzętowych mikrokontrolera, zestawy te można łatwo integrować z projektowanym układem. Dużą zaletą tych układów jest także wyposażenie ich (w zależności od wersji) w różnego rodzaju czujniki MEMS (m.in. żyroskopy, trójosiowe akcelerometry, czujniki temperatury) oraz wbudowany programator/JTAG, co do tej pory było rzadko spotykane w tej klasie układów. Na szczególną uwagę zasługuje także sposób programowania – oprócz dostępnych, klasycznych narzędzi programistycznych, umożliwiających pisanie programu w języku C/C++ zestawy Discovery mogą być programowane z użyciem nowoczesnych, graficznych środowisk programistycznych, także z wykorzystaniem dedykowanych bibliotek (popularnie nazywanych toolboxami) w pakiecie Matlab/Simulink.

Należy przy tym zaznaczyć, że obok profesjonalnych, płatnych pakietów programistycznych (kompilatorów i środowisk IDE, m. in. Keil μ Vision, Atollic Studio), można używać także narzędzi bezpłatnych, które dorównują im możliwościami (np. środowisko Eclipse z kompilatorem GNU-GCC).

Takie cechy powodują, że omawiane systemy spełniają wymagania technologii szybkiego prototypowania, a atrakcyjna cena zestawu w połączeniu z wysoką wydajnością obliczeniową mikrokontrolerów z rdzeniem ARM i łatwością ich programowania przyczyni się do coraz szerszego ich wykorzystania.

W kolejnych rozdziałach artykułu w sposób zwięzły opisano najbardziej popularne, dostępne obecnie narzędzia programistyczne wykorzystywane do programowania mikrokontrolerów ARM oraz zaprezentowano przykładowy system generatora PWM zbudowany za pomocą niekomercyjnych bibliotek dostępnych w pakiecie Matlab/Simulink.

2. PRZYKŁADOWE ROZWIĄZANIA PROGRAMISTYCZNE

2.1. WSTĘP

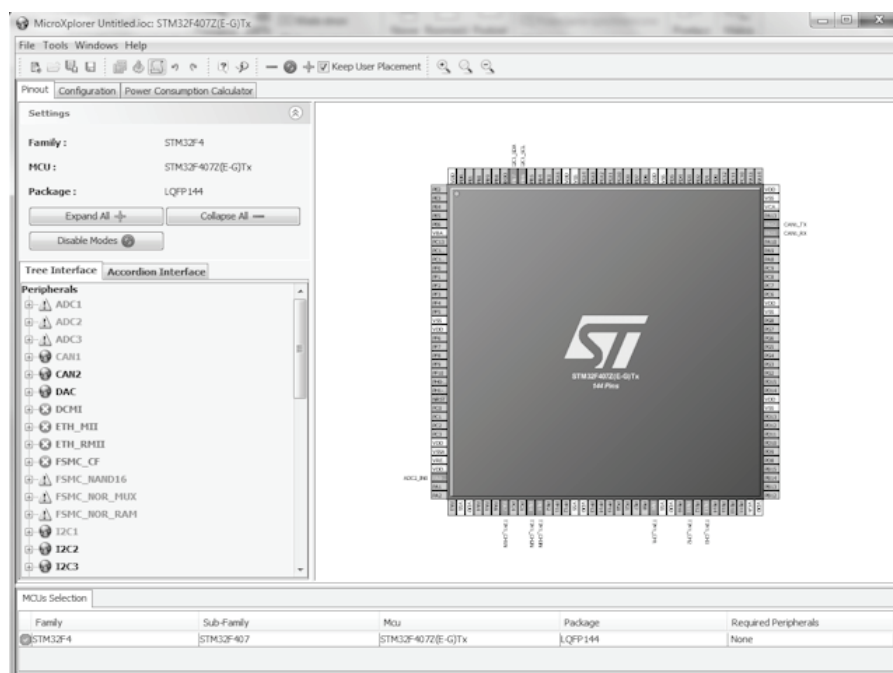
Rosnąca popularność zestawów uruchomieniowych z mikrokontrolerami ARM spowodowała, że obecnie dostępnych jest kilka rozwiązań wydajnych środowisk programistycznych o porównywalnych możliwościach. Wybór określonego środowiska z reguły podyktowany jest subiektywnymi ocenami i przyzwyczajeniami programisty, jednak często warunkuje późniejszy sposób i styl programowania.

W klasycznym podejściu, program sterujący pisany jest w wybranym języku programowania z wykorzystaniem jednego z dostępnych pakietów programistycznych. Takie podejście wymaga od programisty dobrej znajomości wybranego języka programowania (najczęściej C/C++), architektury procesora oraz opanowania technik optymalnego konstruowania struktur programów. Dodatkowo, czas pisania programu jest relatywnie długi, ponieważ najczęściej, obok wykorzystania gotowych bibliotek, należy zbudować własne, zoptymalizowane pod kątem wykorzystania w projektowanej strukturze. Innym, coraz częściej wykorzystywanym sposobem programowania jest wygenerowanie kodu programu z modelu obiektu stworzonego za pomocą graficznych bibliotek, kompatybilnych z jednym z najbardziej popularnych obecnie programów symulacyjnych Matlab/Simulink. Jest to szybka i skuteczna metoda, która zaczyna być coraz częściej stosowana w nowoczesnym prototypowaniu układów sterowania wykorzystujących mikroprocesorowe zestawy uruchomieniowe. Przykładowe rozwiązanie tego typu przedstawiono w rozdziale 4. Istnieje jeszcze trzeci sposób programowania, łączący wymienione techniki. Polega on na wygenerowaniu tylko fragmentu kodu programu za pomocą modelu Matlab/Simulink i wykorzystywanie go, jako dołączalnej biblioteki, w projekcie pisany metodą tradycyjną. Biblioteki pro-

gramu Simulink mogą być w takim podejściu użyte również do zbudowania interfejsu użytkownika, co zaprezentowano m.in. w [11].

2.2. MICROXPLOER – NARZĘDZIE DO KONFIGURACJI MIKROKONTROLERÓW ARM

Jednym z podstawowych problemów, pojawiających się podczas pisania programów dla nowoczesnych, rozbudowanych mikrokontrolerów jest umiejętne skonfigurowanie zasobów sprzętowych układu. Ze względu na coraz większą liczbę zadań przez nie realizowanych, a jednocześnie ograniczoną liczbę wyprowadzeń, powszechne jest stosowanie tzw. funkcji alternatywnych, współdzielących wybrane zasoby portów we/wy mikrokontrolera. Aby ułatwić konfigurację sprzętową układu, można posłużyć się narzędziem MicroXplorer, pokazanym na rysunku 1. Dzięki jego zastosowaniu, wygenerowanie plików konfiguracyjnych projektu, zawierających deklaracje użytych zasobów sprzętowych mikrokontrolera i sposobów ich wykorzystania, sprowadza się do wybrania typu układu, zaznaczenia wybranych funkcji i kliknięcia w przycisk „Generate source files”, znajdujący się na pasku narzędzi. W następnym kroku pozostaje uzupełnić tak stworzony program o procedury i funkcje właściwe dla projektowanego układu. Dodatkowo, można wygenerować zbiorczy raport użytych zasobów mikrokontrolera, co ułatwia późniejsze tworzenie dokumentacji programu.

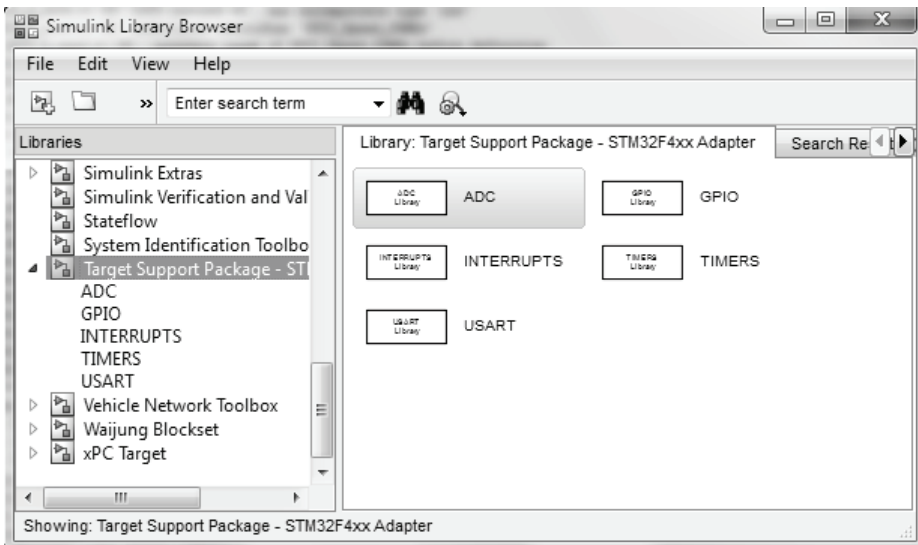


Rys. 1. Widok okna głównego programu MicroXplorer

2.3. DEDYKOWANA BIBLIOTEKA STM32-MAT FIRMY ST MICROELECTRONICS

Jedną z używanych obecnie metod programowania zestawów uruchomieniowych Discovery jest użycie pakietu Matlab/Simulink z dedykowaną biblioteką (toolboxem) STM32-MAT. Biblioteka nie wyczerpuje wszystkich możliwości mikrokontrolera, jednak do wygenerowania podstawowego programu sterującego jej zasoby są wystarczające. Należy wziąć pod uwagę również fakt, że biblioteka jest ciągle rozwijana i z pewnością w następnych wydaniach dostępna ilość wbudowanych komponentów ulegnie zwiększeniu. Biblioteka jest udostępniona na stronach internetowych firmy ST Microelectronics pod nazwą STM32-Mat, a po zainstalowaniu w programie Matlab widoczna jest jako toolbox Simulinka pod nazwą STM32-F4xx Adapter. Zawartość biblioteki pokazano na rysunku 2.

Jak wskazuje nazwa biblioteki, jej zawartość ułatwia programowanie 32-bitowych mikrokontrolerów rodziny STM32-F4xx z wydajnym rdzeniem Cortex. Są to najbardziej zaawansowane technologicznie i najbardziej wydajne mikrokontrolery tej rodziny, dodatkowo coraz częściej stosowane, w związku z tym budowanie biblioteki Matlab/Simulink dla tych układów wydaje się uzasadnione.

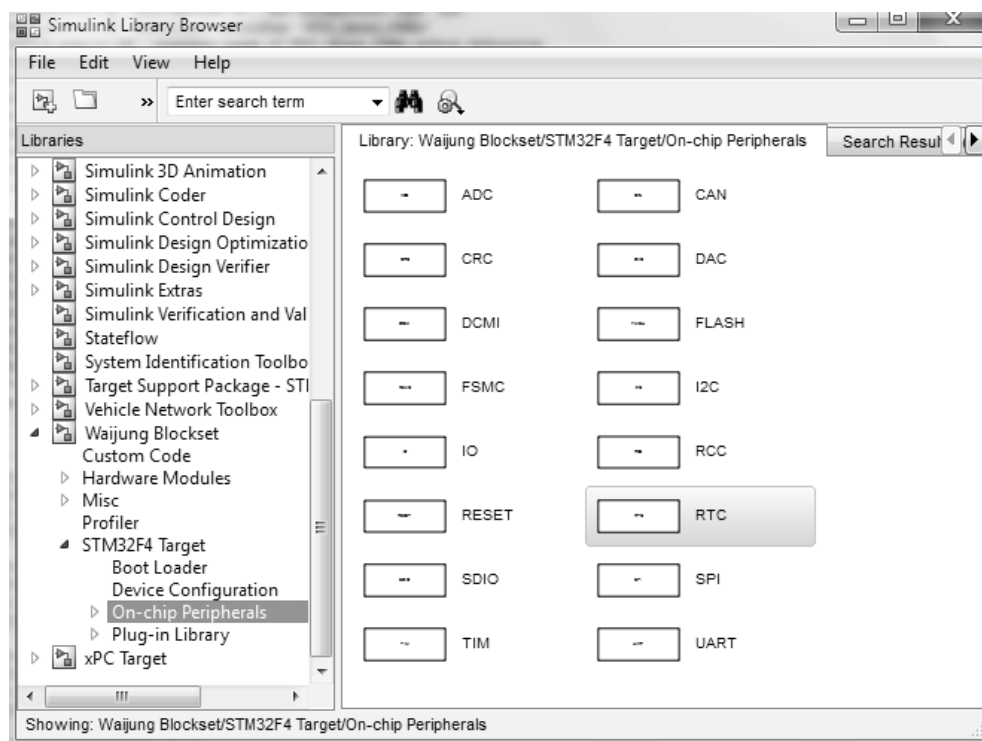


Rys. 2. Zawartość biblioteki STM32-F4xx Adapter w programie Matlab/Simulink

2.4. DEDYKOWANA BIBLIOTEKA WAIJUNG BLOCKSET

Oprócz oficjalnej biblioteki oferowanej przez producenta układów, na uwagę zasługują również biblioteki oferowane przez niezależnych producentów. Szczególnie przydatna okazuje się biblioteka Waijung Blockset, która obecnie oferuje szersze

wsparcie dla wykorzystywanych zasobów mikrokontrolera niż omówiona w p. 2.3 biblioteka STM32–Mat. Ponadto, należy zaznaczyć, że Waijung Blockset udostępniany jest również bezpłatnie dla programów testowych. Zawartość biblioteki z katalogu wbudowanych układów wewnętrznych mikrokontrolera pokazano na rysunku 3. Pozwala ona na obsługę z poziomu Simulinka modułów standardowych (porty we/wy, przetworniki ADC i DAC, podstawowe i zaawansowane układy czasowo-licznikowe, komunikacja szeregową UART, SPI, I2C), jak i dedykowanych (moduł obliczający sumę kontrolną CRC, moduł do obsługi pamięci – FMSC, kart SD, kamer – DCMI i inne). Elastyczność używania biblioteki jest zapewniona dzięki możliwości dodawania własnego kodu, w tym obsługi przerwań. Dodatkowo dostępne są bloki do obsługi zewnętrznych modułów – wybranych czujników, wyświetlacza LCD, itp.

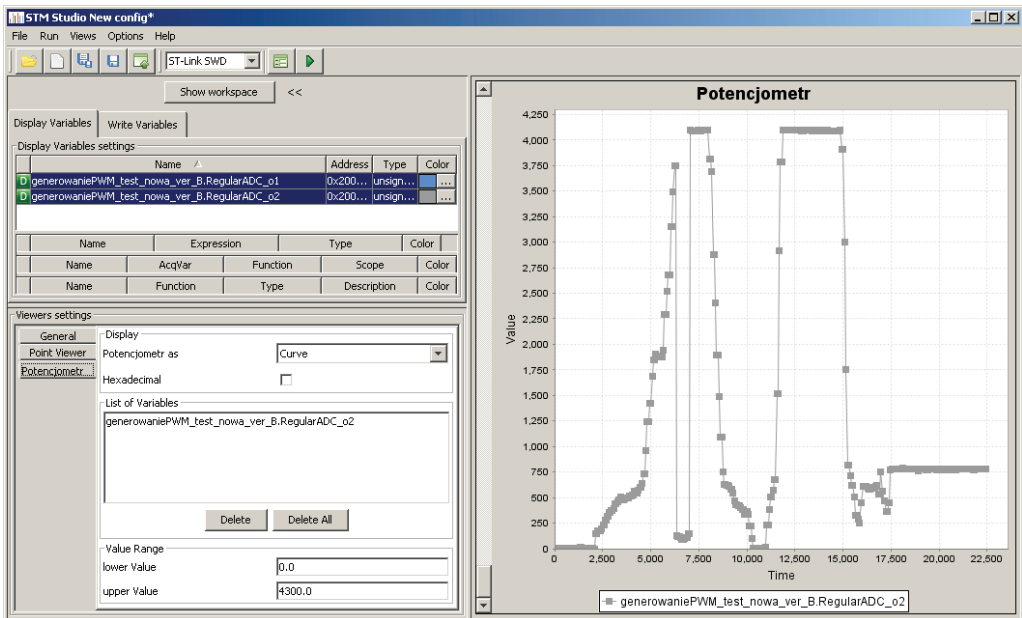


Rys. 3. Zawartość biblioteki Waijung Blockset

2.5. URUCHAMIANIE I DEBUGOWANIE PROGRAMU W ŚRODOWISKU STM STUDIO

Omówione wcześniej programy wspomagają programistów na wstępnym etapie konfiguracji zasobów mikrokontrolera, a także ułatwiają generowanie kodu źródłowego z graficznego modelu obiektu zapisanego w środowisku Simulinka. Ostatnim eta-

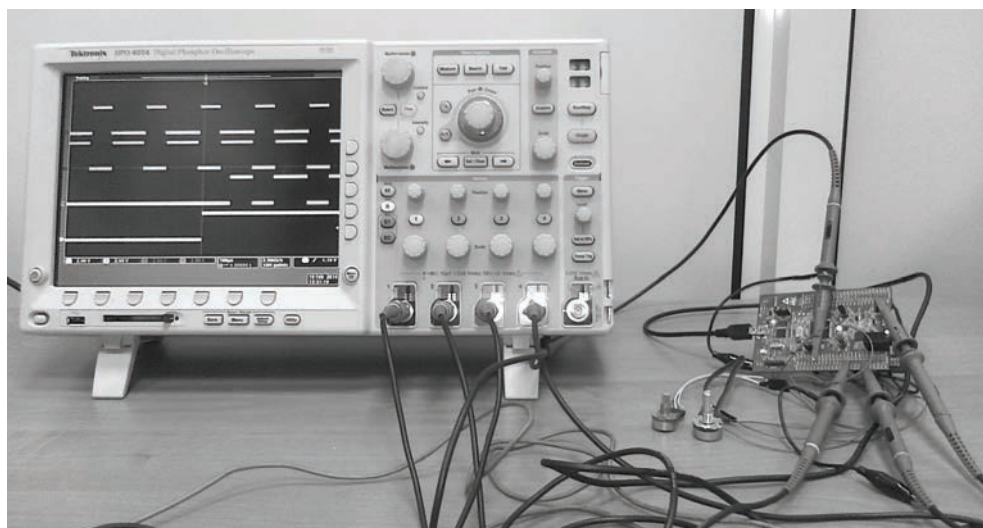
pem każdego projektu jest wgranie programu do pamięci mikrokontrolera i przetestowanie poprawności jego działania. Dotychczas niedostępne były żadne dedykowane narzędzia wspomagające ten etap procesu projektowania systemu, a tworzenie jakiegokolwiek interfejsu wymagało napisania odrębnego oprogramowania do śledzenia zawartości wybranych zmiennych np. z wykorzystaniem języka skryptowego LUA [5] lub pakietu Matlab/Simulink [6] z wykorzystaniem łącza szeregowego, co obarczone jest ograniczeniami związanymi z osiąganymi prędkościami transmisji. Sytuacja zmieniła się po udostępnieniu przez firmę ST Microelectronics oprogramowania STM Studio. Jest to program narzędziowy, który dzięki wykorzystaniu odpowiedniego interfejsu umożliwia debugowanie i diagnostykę programów pisanych na mikrokontrolery STM8 i STM32 w czasie rzeczywistym, poprzez wyświetlanie wartości zmiennych z pamięci RAM. Program umożliwia komunikację z mikrokontrolerami STM8 za pomocą programatora/debugera ST-LINK, RLink lub STICE a z mikrokontrolerami STM32 – poprzez ST-LINK, zarówno w trybie JTAG, jak i SWD. Ważnymi zaletami programu są przede wszystkim: możliwość konfiguracji częstotliwości próbkowania przy akwizycji zmiennych, możliwość wyboru trybu akwizycji zsynchronizowanego z układem docelowym, a także możliwość akwizycji tylko tych danych, które są używane przez widoczne okna przeglądania. Wygląd głównego okna programu STM Studio z przykładowej aplikacji pokazano na rysunku 4.



Rys. 4. Przykładowe okno pakietu STM Studio

3. PRZYKŁADOWA APLIKACJA

Do realizacji przykładowej aplikacji wybrano płytke startową STM32F4-Discovery z mikrokontrolerem ARM z rodziny Cortex-M4F, pokazaną na rysunku 5 w zestawie z sondami pomiarowymi i oscyloskopem. Celem projektu było wygenerowanie sygnałów PWM, parami komplementarnych względem siebie, z czasem martwym, z regulowanymi współczynnikami wypełnienia (np. za pomocą potencjometrów obsługiwanych przez wbudowane przetworniki analogowo-cyfrowe), z sygnałem zezwalającym na generację przebiegu. Dodatkowym wymaganiem była możliwość zdalnego rejestrowania stanu pracy układu, np. poprzez interfejs USART i sygnalizacja przekroczenia pewnych poziomów odczytywanego napięcia. program spełniający tak postawione wymagania może być użyty w realizacji układu sterowania prędkością silnika prądu stałego za pomocą mostka H, z elementami interfejsu użytkownika.



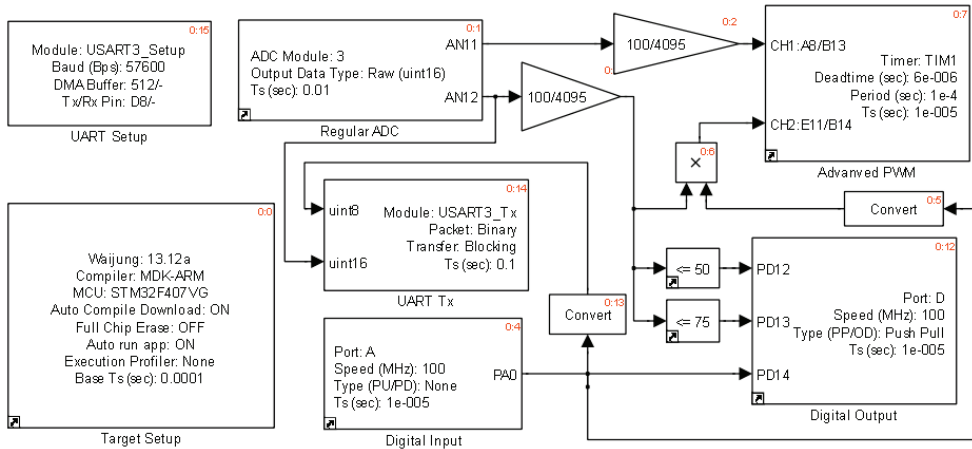
Rys. 5. Platforma testowa z oprzyrządowaniem

Rozwiązanie postawionego zadania wymagało doboru odpowiednich narzędzi programowych. Wybrane zostały:

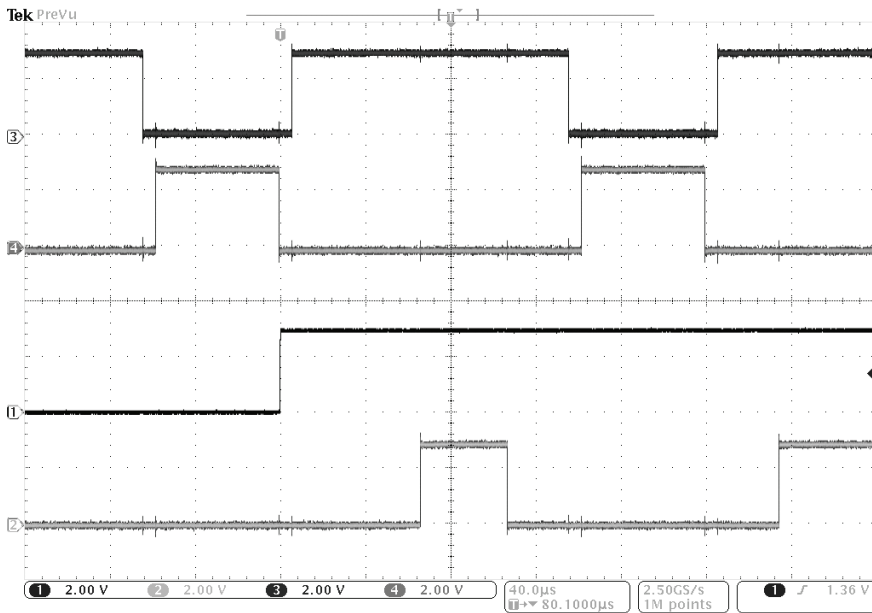
1. kompilator MDK-ARM,
2. program STM32 ST-LINK Utility do programowania procesora,
3. pakiet Matlab/Simulink jako platforma szybkiego oprogramowania,
4. biblioteka Waijung Blockset w wersji 13.12a.

Na rysunku 6 przedstawiono schemat blokowy struktury zrealizowany w Simulinku. Warto zwrócić uwagę, że poszczególne bloki mogą wykonywać się z różną rozdzielczością czasową. Z kolei na rysunku 7 umieszczono przebiegi wygenerowane

przez program testowy, zarejestrowane oscyloskopem, przy czym: kanał 1 – sygnał zezwalający (wyprowadzenie PA0), kanał 2 – generowany sygnał PWM (wyprowadzenie PE11), kanały 3 i 4 – komplementarne sygnały PWM z czasem martwym 6 μ s (wyprowadzenia PA8, PB13).



Rys. 6. Przykład programu do generacji sygnału PWM i obsługi portów wejścia wyjścia (Wąjung Blockset i STM32F4 Target)



Rys. 7. Wygenerowane przebiegi komplementarnego sygnału PWM z czasem martwym 6 μ s

Przedstawiony program sterujący ma charakter demonstracyjny, jednak użyty do-
datek do pakietu Matlab może być z powodzeniem wykorzystany do realizacji prak-
tycznego, bardziej złożonego projektu. Przykładem profesjonalnego zastosowania
biblioteki Waijung Blockset może być jedna z wersji oprogramowania prototypowego
wózka inwalidzkiego [14], którego układ sterowania zbudowany został z wykorzysta-
niem 32-bitowego mikrokontrolera z rodziny Cortex-M4F firmy ST Microelectronics.
Dla użytkownika takiego pojazdu nie miało znaczenia, w jaki sposób powstał pro-
gram, natomiast dla programisty – wykorzystanie pakietu Matlab pozwoliło uprościć
niektóre zadania – obliczenia, przeglądanie tablic ze stałymi, itp.

4. WNIOSKI

W referacie opisano możliwości zastosowania tanich, nowoczesnych zestawów
uruchomieniowych z 32-bitowymi mikrokontrolerami z rdzeniem ARM w szybkim
prototypowaniu układów sterowania. Ze względu na dużą wydajność obliczeniową,
mikrokontrolery o takiej architekturze z powodzeniem mogą być używane już nie
tylko w najprostszych zastosowaniach, ale także w aplikacjach, które do niedawna
możliwe były do zrealizowania jedynie przy zastosowaniu wydajnych obliczeniowo,
lecz drogich zestawów z procesorami sygnałowymi lub PowerPC.

Omawiane rozwiązania wykorzystują pakiety programistyczne nowych generacji,
które umożliwiają wydajne i szybkie tworzenie aplikacji (np. Keil μ Vision, Atollic
Studio, darmowe pakiety na licencji GNU, ST MicroXplorer, STM Studio) oraz po-
siadają możliwość programowania z wykorzystaniem bibliotek instalowanych w pro-
gramie Matlab/Simulink.

LITERATURA

- [1] ABBOU A., NASSER T., MAHMOUDI H., AKHERRAZ M., ESSADKI A., *Induction Motor con-
trols and Implementation using dSPACE*, WSEAS Transaction on Systems and Control, Vol. 7, Iss. 1,
2012, 26–35.
- [2] AMAMRA S., BARAZANE L., BOUCHERIT M. S., CHERIFI A., *Inverse Fuzzy Model Control for
a Speed control Induction Motor Based dSPACE Implementation*, Modern Electric Power Systems,
2010, Wrocław, Poland, 1–5.
- [3] CHEN X.M., GONG X.L., ZHOU H.X., XU Z.B., XU Y.G., KANG C.J., *An Economical Rapid
Control Prototyping System Design with Matlab/Simulink and TMS320F2812 DSP*, Proceedings of
the International Multiconference of Engineers and Computer Scientists, 2010, Vol. II, IMECS 2010,
Hong Kong, 1–6.
- [4] DASE C., FALCON J.S., MACCLEERY B., *Motorcycle Control Prototyping Using an FPGA-Based
Embedded Control System*, EEE Control Systems Magazine, 09.2006, 11–17.
- [5] DYRCZ K. P., FAŚCISZEWSKI M., *Stanowisko do badania metod sterowania silnikami z magnesa-
mi trwałymi wykorzystujące mikrokontroler ARM*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów
Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 64, 2010, 355–366.

- [6] GRYGIEL R., PACHOLCZYK M., *Prototypowanie algorytmów sterowania w systemie Matlab/Simulink*, Elektryka, 2010, Zeszyt nr 1, Wyd. Instytutu Automatyki, Politechnika Śląska w Gliwicach, 149–162.
- [7] GRZESZCZYK R., HOJKA A., MERKISZ J., BAJERLEIN M., FUC P., LIJEWSKI P., BOGUS P., *Estimation of In-Use Powertrain Parameters of Fully Electric Vehicle Using Advanced ARM Microcontrollers*, Advanced Microsystems for Automotive Applications 2012, G. Meyer (ed.), Springer, 2012, 157–164.
- [8] HERCOG D., CURKOVIC M., EDELBAHER G., URLEP E., *Programming of the DSP2 board with the Matlab/Simulink*, IEEE International Conference on Industrial Technology, 2003, 709–713.
- [9] LOVAS I., *Low Cost Universal Motor Drive Using Kinetis L family*, Freescale Semiconductor Document Number AN4609, Application Note, 10.2012, 1–11.
- [10] MOSTERMAN P.J., PRABHU S., DOWD A., GLASS J., ERKKINEN T., KLUZA J., SHENOY R., *Embedded Real-Time Control via MATLAB, Simulink, and xPC Target*, Handbook of Networked and Embedded Control Systems, Control Engineering, 2005, 419–446.
- [11] NOWOPOLSKI K., *Implementation of ball-and-beam control system as an instance of Simulink to 32-bit microcontroller interface*, Poznań University of Technology, Academic Journals, Electrical Engineering, Iss. 76/2013, 31–38.
- [12] RUSU C., BARA A., ENIKO B., *Embedded target toolbox for DSP control applications of BLDC motor*, Journal of Computer Science and Control Systems, 01/2009, 115–119.
- [13] SIVACHANDRAN P., VENKATESH P., BALAMURUGAN S., *A new real time approach using dSPACE R&D Controller Board for reactive power control by SVC in autonomous wind-diesel hybrid power systems*, International Journal of Engineering, Science and Technology, Vol. 3, No. 5, 2011, 30–45.
- [14] SKÓRA M., PAWLAK M., *Zastosowanie czujników MEMS do sterowania napędu elektrycznego wózka inwalidzkiego*, Przegląd Elektrotechniczny, vol. 89, nr 12/2013, 133–137.
- [15] VIJAYALAKSHMI S., *Vehicle control system implementation Using CAN protocol*, International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, Vol. 2, Iss. 6, June 2013, 2532–2538.

RAPID PROTOTYPING OF CONTROL SYSTEMS USING MODERN EVALUATION TOOLS

The paper presents the possibilities of using modern kits with high-performance 32-bit ARM microcontrollers in the process of rapid prototyping control systems. Compactly describes the modern development tools, dedicated for use with these sets, enabling fast writing program code and run and test applications on the target system. PWM generator sample application, written using one of these programming techniques was presented.

*diagnostyka agregatów pompowych, uszkodzenia,
analiza spektralna (FFT), analiza falkowa (WT)*

Paweł EWERT*, Czesław T. KOWALSKI*

WYKRYWANIE USZKODZEŃ W ZANURZONYCH AGREGATACH POMPOWYCH Z SILNIKAMI INDUKCYJNYMI

W artykule omówiono możliwości wykrywania niesprawności agregatów pompowych pracujących w zanurzeniu, między innymi w oczyszczalniach i przepompowniach ścieków. Przedstawiono przegląd podstawowych uszkodzeń pomp zanurzonych z silnikami indukcyjnymi oraz charakterystykę symptomów tych uszkodzeń. Do analizy sygnałów diagnostycznych (przyspieszenie drgań oraz prądy stojana silnika) zastosowano szybką transformatę Fouriera (FFT) i przekształcenie falkowe (WT). Przedstawiono wyniki badań zrealizowanych na obiektach rzeczywistych (agregaty pompowe w oczyszczalni ścieków oraz na pompy zanurzone w stanowisku laboratoryjnym).

1. WPROWADZENIE

Celem badań diagnostycznych jest określenie stanu obiektu w chwili uznanej za ważną. Przez porównanie stanu chwilowego rzeczywistego ze stanem wzorcowym można wydać orzeczenie o zdatności lub niezdatności obiektu technicznego, a także dokonać prognozy przyszłego stanu obiektu.

W przypadku agregatów pompowych pracujących w oczyszczalniach i przepompowniach ścieków bieżąca diagnoza ich stanu może zapobiec problemom zarówno technicznym, związanym z funkcjonowaniem systemu ściekowego oraz sanitarnym. Prowadzenie ciągłej kontroli tych urządzeń jest również wskazane ze względu na charakter pompowanej cieczy, która jest niejednorodna i może zawierać składniki powodujące szybkie zużywanie się elementów konstrukcyjnych, jak również powodować zatkania pomp. Ze względu na niejednokrotnie duże systemy kanalizacyjne, w skład których wchodzić może nawet kilkadziesiąt lokalnych przepompowni, wczesna in-

* Politechnika Wrocławska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: pawel.ewert@pwr.wroc.pl, czeslaw.t.kowalski@pwr.wroc.pl

formacja o problemach technicznych jest szczególnie istotna. Taka informacja pozwala na zaplanowanie działań serwisowych i przyspiesza usuwanie awarii.

Najwygodniejszym sposobem określenia stanu agregatu pompowego, który pracuje w zanurzeniu jest pomiar jego prądów fazowych i szukanie w nich symptomów świadczących o uszkodzeniu. Ze względu na możliwość zainstalowania na korpusie pompy specjalnego wodoszczelnego akcelerometru możliwa jest również diagnostyka z wykorzystaniem analizy drgań mechanicznych.

Rozwój technik komputerowych umożliwia przetwarzanie, w czasie zbliżonym do rzeczywistego, zmierzonych sygnałów diagnostycznych za pomocą zaawansowanych algorytmów. Umożliwia to analizę sygnałów nie tylko pod kątem zawartości charakterystycznych dla uszkodzenia częstotliwości, ale również daje możliwość określenia czasu pojawienia się czy też zaniku interesującej składowej. W badaniach wykorzystuje się przekształcenia czasowo-częstotliwościowe oraz przekształcenie falkowe (WT) [1], [3]. Szczególnie przekształcenie falkowe daje duże możliwości w analizie sygnałów niestacjonarnych.

W literaturze stosunkowo niewiele miejsca poświęcono diagnostyce agregatów pompowych. W [1] oraz [5] podane są informacje o możliwości wykrywania częstotliwości charakterystycznych związanych z pracą wirników pomp oraz występowaniem kawitacji. W niniejszej pracy zależności te nie będą wykorzystywane. W [6] natomiast podano ogólne wiadomości na temat możliwych niesprawności (uszkodzeń) oraz ich symptomów dla jednostopniowych pomp wirnikowych. Jednakże informacje te są pewną sumą ogólnej wiedzy na temat widocznych objawów, której nie da się bezpośrednio wykorzystać w badaniach diagnostycznych opartych na analizie prądu oraz drgań mechanicznych. W [4] przedstawione zostały przyczyny drgań pomp oraz możliwe skutki, jakie może nieść zlekceważenie tych objawów przez obsługę.

W niniejszym artykule przedstawiono wyniki badań pomp zanurzonych pracujących w przepompowni w oczyszczalni ścieków oraz pomp zainstalowanych na stanowisku laboratoryjnym.

2. OBIEKT BADAŃ

Przedstawione poniżej badania dotyczą zatapialnych agregatów pompowych pracujących w oczyszczalniach i przepompowniach ścieków. Na rys. 1 przedstawiono przekrój typowego agregatu pompowego wyposażonego w rozdrabniacz. W jego konstrukcji wyróżnić można trzy zasadnicze bloki:

1. Silnik napędzający.

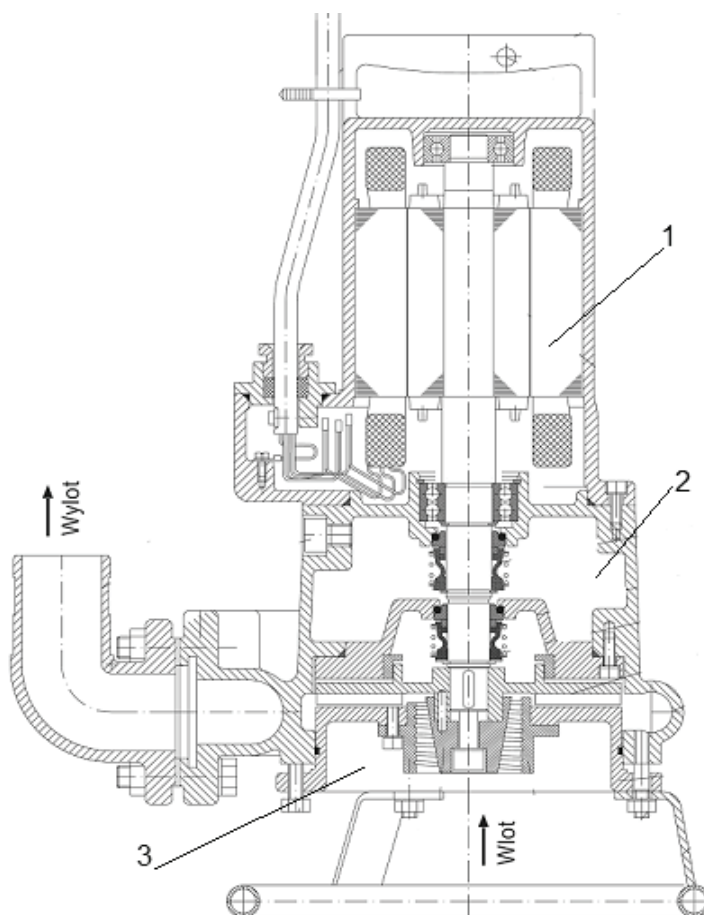
Wszystkie seryjnie produkowane zatapialne agregaty pompowe wyposażone są w silniki indukcyjne. Takie rozwiązanie podyktowane jest przede wszystkim ich wysoką niezawodnością oraz niską ceną.

2. Sprzęgło wraz z uszczelnieniami mechanicznymi.

Komora sprzęgła wypełniona jest olejem. W komorze zainstalowany jest czujnik wilgotności, który daje informacje o przecieku pompowanej cieczy do komory sprzęgła. Uszczelnienie mechaniczne zbudowane jest z dwóch pierścieni, z czego jeden wiruje wraz z wałem, natomiast drugi osadzony jest sztywno. Występująca pomiędzy pierścieniami mikroskopijna szczelina uniemożliwia przedostawanie się cieczy.

3. Pompa.

W przypadku konstrukcji samej pompy elementem, który różnicuje poszczególne typy jest wirnik. Od kształtu wirnika zależą również wszystkie parametry pompy. Badania prowadzone były na pompie typu przepływowego z wirnikiem otwartym oraz na pompie wyposażonej w rozdrabniacz.



Rys. 1. Przekrój agregatu pompowego

3. PRZEGLĄD USZKODZEŃ AGREGATÓW POMPOWYCH

W eksploatacji wszystkich urządzeń pompowych można wyróżnić dwa typy uszkodzeń: uszkodzenia typowe, które stanowią 90% ogółu, oraz uszkodzenia szczególne, stanowiące pozostałą część występujących przypadków [1], [4]–[6]. Typowe uszkodzenia zostały zestawione w tabeli 1, natomiast w tabeli 2 przedstawiono objawy uszkodzeń, podzielone na grupy. W kategoriach I i IV przedstawiono „*niesprawności parametryczne*”. Kategoria I dotyczy niesprawności nowych pomp, które występują podczas ich uruchomienia. Natomiast kategoria IV dotyczy niesprawności ujawniających się podczas pracy urządzeń.

Tabela 1. Zestawienie typowych uszkodzeń jednostopniowej pompy wirowej

Przykładowe niesprawności
1. Zatarcia spowodowane odkręceniem nakrętki.
2. Erozja w szczelinie i zatarcia spowodowane np. drganiami.
3. Erozja kanałów przepływowych i łopatek odciążających, kawitacja.
4. Zniszczenie szczeliwa na skutek zbyt dużego docisku dławkikiem.
5. Przeciek spowodowany np. biciem wału.
6. Grzanie się łożysk spowodowane np. wadliwym montażem.
7. Wypływ oleju spowodowany utratą szczelności.
8. Niewłaściwe smarowanie – ograniczenie trwałości łożysk.
9. Zniszczenie łożysk spowodowane wadliwym montażem.
10. Grzanie na skutek niewłaściwego uszczelnienia.

Przyczyny występowania niesprawności pomp są złożone: od złego doboru pompy na etapie projektowania instalacji (dotyczy niesprawności nowych urządzeń) do typowych przyczyn, czyli złej obsługi technicznej (niewłaściwy montaż, zbyt duży lub zbyt mały docisk poszczególnych elementów).

Wymienione powyżej niesprawności dotyczą samej pompy. W skład agregatu pompowego wchodzi również silnik napędzający. W znakomitej większości agregatów stosowane są silniki indukcyjne. Typowe uszkodzenia tych maszyn zostały przedstawione w [3] i nie będą tu omawiane.

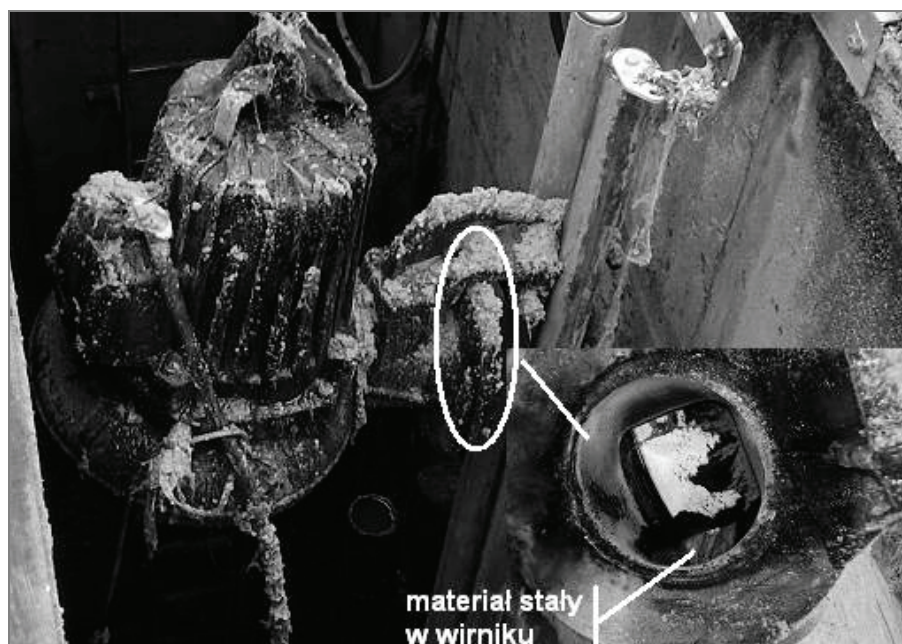
W przypadku agregatów pompowych pracujących w zanurzeniu i tłoczących ścieki największym problemem jest zapychanie się wirników pomp. Jak podają eksploatacy agregatów jest to częsty i poważny problem. W stanie zatkania pompa może zostać wyłączona przez zabezpieczenie nadprądowe, bądź pracować dalej, lecz nie tłocząc cieczy. Na rysunku 2 przedstawiono zdjęcie przytkanego wirnika w pompie zainstalowanej na zlewni ścieków w jednej z oczyszczalni. Kolejnym problemem związanym z obsługą pomp jest szybkie zużywanie się łożysk. Wynika to z faktu pracy pompy w środowisku ciepłym i zanieczyszczonym, co istotnie zwiększa ryzyko szybkiego uszkodzenia łożysk. Nadmierne przecieki wody (cieczy) w pompach po-

wodują przedostawanie się jej do korpusów łożyskowych, korozji elementów konstrukcyjnych pompy. Przecieki przez złącza, poza dławnicami, wymagają odstawienia pompy i zabiegów o charakterze remontowym [4], [6].

Nadzór łożysk w pompach polega na ocenie ich stanu i zapewnieniu obecności odpowiedniego środka smarnego. Wstępna ocena stanu łożysk z reguły jest dokonywana poprzez pomiar temperatury i drgań. Niezależnie od tego w łożyskach smarowanych należy kierować się oceną smaru oraz przeciekami zużytego smaru przez uszczelnienia. Nadzór stanu łożysk jest szczególnie utrudniony w przypadku pomp zanurzonych.

Tabela 2. Typowe objawy uszkodzenia pompy wirowej

I. Parametry inne niż oczekiwane			
1. Pompa nie tłoczy cieczy	2. Wydajność mniejsza od oczekiwanej	3. Ciśnienie mniejsze od oczekiwanego	
II. Drgania i głośność			
III. Grzanie i zatarcia			
IV. Utrata parametrów			
V. Niesprawności podzespołów pompy			
1. Dławnica	2. Łożyska	3. Sprzęgło	4. Złącza ciśnieniowe



Rys. 2. Przykład zatkanego wirnika w pompie zlewni oczyszczalni ścieków

4. SYGNAŁY DIAGNOSTYCZNE ORAZ SYMPTOMY USZKODZEŃ

W badaniach stanu pomp zanurzonych wykorzystano sygnały prądów fazowych silnika oraz drgań mechanicznych, ze względu na stosunkowo łatwy dostęp do ich pomiaru. Symptomami mogącymi świadczyć o wystąpieniu uszkodzenia są harmoniczne związane z częstotliwością obrotową oraz ich zwiększona amplituda [3], [4].

Częstotliwość obrotowa i jej kolejne wielokrotności modulują podstawową harmoniczną sieciową, co w efekcie powoduje pojawienie się w prądzie stojana charakterystycznych częstotliwości uszkodzeniowych:

$$f_u = f_s \pm k \cdot f_r \quad (1)$$

gdzie:

f_u – częstotliwość uszkodzeniowa,

f_s – częstotliwość napięcia zasilającego;

$k = 1, 2, 3, \dots$, kolejne harmoniczne,

f_r – częstotliwość obrotowa wirnika $f_r = n/60$, gdzie n – prędkość obrotowa [obr./min].

W widmie drgań mechanicznych pojawiają się kolejne harmoniczne częstotliwości obrotowej:

$$f_u = k \cdot f_r \quad (2)$$

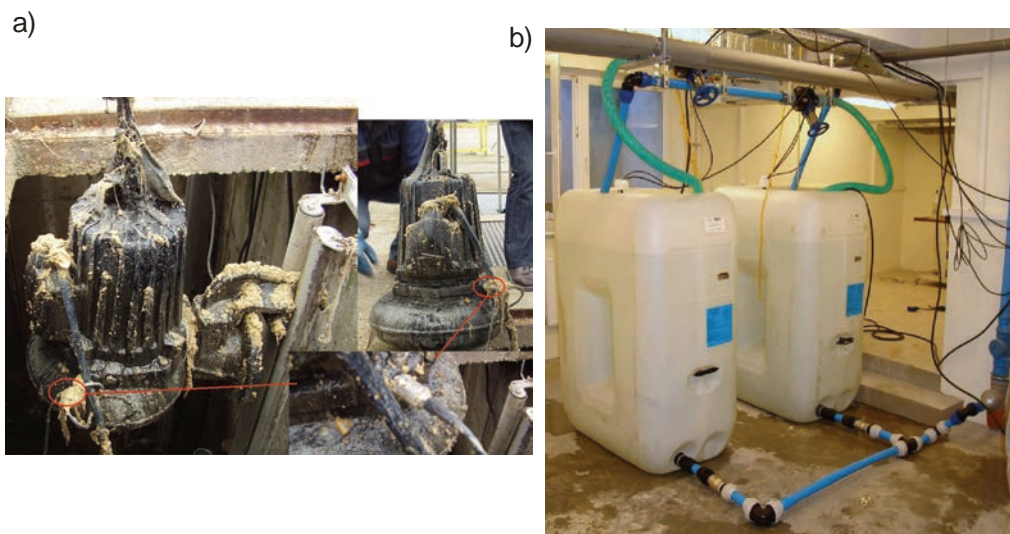
5. WYNIKI BADAŃ NA OBIEKCIE RZECZYWISTYM

Badania zostały wykonane na dwóch obiektach. Pierwszym obiektem był agregat zaptalalny produkcji FLYGT o mocy 4,7 kW i prędkości synchronicznej $n_s = 1500$ obr./min. Pompa pracowała na zlewni oczyszczalni ścieków. Na pompie tej zainstalowany był wodoszczelny akcelerometr typu M622B11/M012AC. Na rysunku 3a przedstawiono widok pompy z zaznaczonym miejscem montażu akcelerometru. Drugim obiektem było stanowisko laboratoryjne z zainstalowanymi pompami firmy MEPROZET o mocy 1,1 kW i prędkości synchronicznej $n_s = 3000$ obr./min. Na stanowisku laboratoryjnym możliwe jest fizyczne modelowanie stanów występujących w rurociągu tłocznym poprzez kryzy umieszczone na wylocie pompy. Widok stanowiska przedstawiono na rys. 3b.

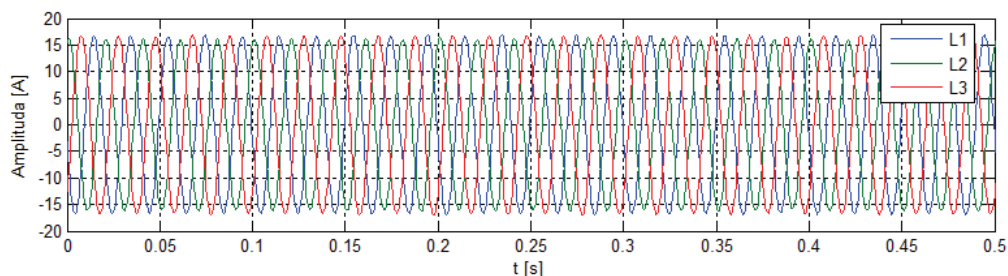
System pomiarowy zbudowany został przy wykorzystaniu komputera przemysłowego serii PXI-1042 firmy National Instrument wraz z kartą pomiarową PXI-4462. Karta ta posiada cztery wejścia analogowe przystosowane do współpracy z piezoelektrycznymi czujnikami drgań. Rozdzielczość przetworników wynosiła 24 bity, zaś częstotliwość próbkowania 204,8 kS/s. Komputer wyposażony został w oprogramowanie LabVIEW. Pomiar prądów fazowych dokonywany był cęgami pomiarowymi typu CA60.

Sygnal mierzony był z częstotliwością próbkowania: $f_{pr} = 2$ kHz. Czas akwizycji próbek wynosił $t_p = 10$ s. Przy takim czasie akwizycji osiągnięto rozdzielczość w dziedzinie częstotliwości na poziomie 0,1 Hz.

Pomiary prowadzone były kilkakrotnie na pompie znajdującej się w różnym stanie technicznym. Na rysunku 4 przedstawiono czasowe przebiegi prądów zmierzonych w trzech fazach na stanowisku „zlewnia ścieków”. Pomiar ten wykazał pełną symetrię zasilania, co pozwoliło analizować przebiegi wyłącznie w jednej fazie.



Rys. 3. Widok pompy z zainstalowanym akcelerometrem (a). Widok stanowiska laboratoryjnego (b)

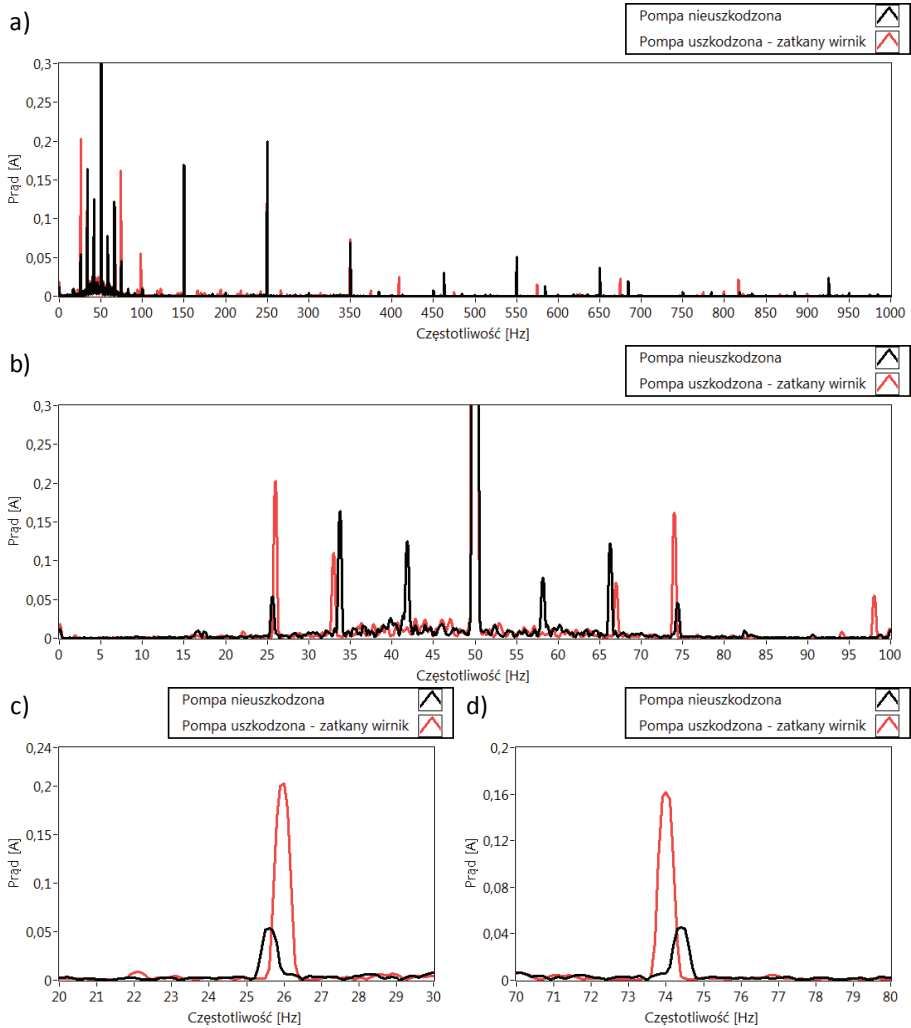


Rys. 4. Przebieg prądów zmierzonych na „Zlewni ścieków”

5.1. ANALIZA FFT

Na rysunku 5 przedstawiono widma prądów stojana zarejestrowanych w różnym czasie i przy różnych stanach technicznych agregatu pompowego.

Analizując widma można zauważyć, że w przypadku wystąpienia problemów z zatkanie się wirnika pompy wzrasta obciążenie silnika (zmniejszenie się wartości częstotliwości rotacyjnej oraz wzrost jej amplitudy). Takie „zachowanie” obiektu jest wynikiem nawinięcia się włóknistej tkaniny na wirnik, co spowodowało wzrost tarcia, a w konsekwencji obniżenie się prędkości i wzrost obciążenia. W wyniku opisywanego zjawiska wzrasta również niewyważenie wirnika, co w konsekwencji prowadzi do wzrostu składowej rotacyjnej.

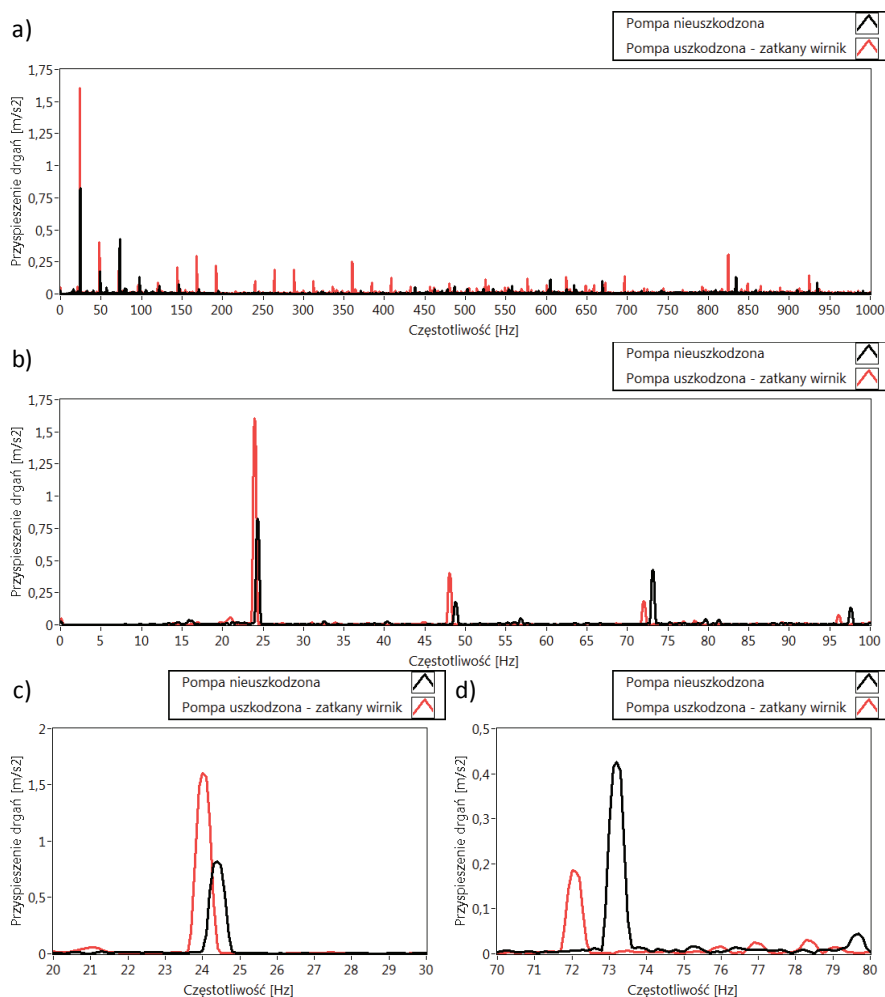


Rys. 5. Zestawienie wybranych pomiarów prądów:

- a) widmo w pełnym zakresie mierzonych częstotliwości, b) widmo w zakresie 0–100 Hz,
c) widmo wokół częstotliwości $f_s - f_r$, d) widmo wokół częstotliwości $f_s + f_r$.

Na rysunku 6 przedstawiono widma drgań mechanicznych zmierzonych w różnym stanie technicznym pompy. Częstotliwość obrotowa oraz jej druga wielokrotność zachowują się analogicznie jak harmoniczne $f_s \pm f_r$ w widmie prądu stojana.

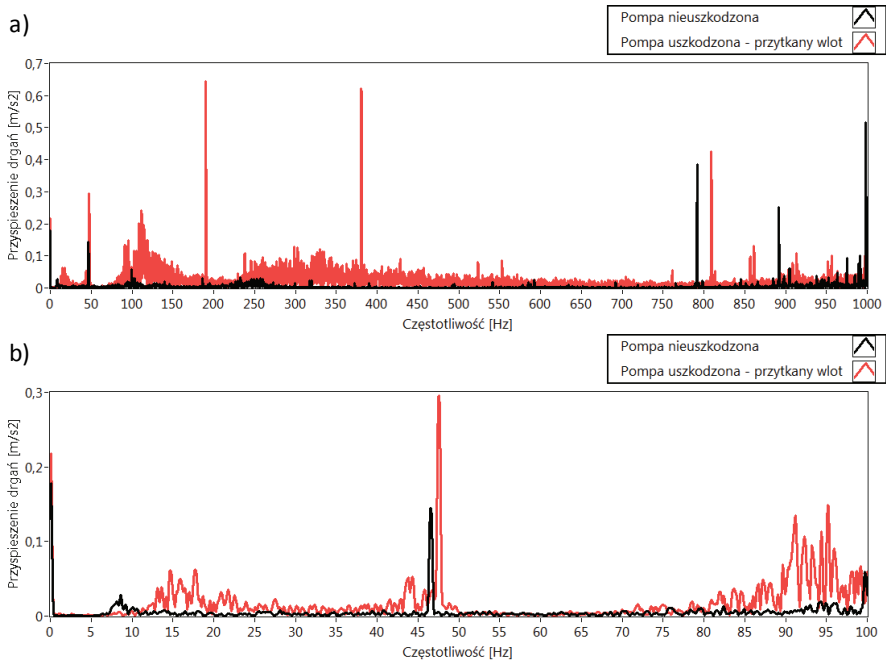
Inny charakter uszkodzenia zamodelowany został na stanowisku laboratoryjnym. Zamodelowane zostało uszkodzenie w postaci przytkania wlotu pompy. Taka sytuacja może wystąpić w wyniku dostania się większego ciała stałego w obszar wlotu pompy. Ze względu na jego duży rozmiar, nie zostaje ono wciągnięte do wnętrza pompy, lecz powoduje przytkanie wlotu.



Rys. 6. Zestawienie wybranych pomiarów przyspieszenia drgań:

- a) widmo w pełnym zakresie mierzonych częstotliwości, b) widmo w zakresie 0–100 Hz,
c) widmo wokół częstotliwości f_r , d) widmo wokół częstotliwości $2f_r$,

Na rysunku 7 przedstawiono zestawienie widm drgań mechanicznych dla pompy sprawnej oraz dla pompy o częściowo zatkany wlocie do wirnika. Zestawienie zawiera widma dla pełnego zbiornika oraz dla zbiornika, w którym poziom cieczy jest minimalny (tuż przed wyłączeniem pompy przez pływak suchobiegu). Jak widać na rys. 7a w paśmie od 80 Hz do 180 Hz dla uszkodzonej pompy zwiększa się poziom drgań.



Rys. 7. Zestawienie widm drgań zmierzonych w laboratorium dla pompy sprawnej oraz przy częściowym zatkaniu wlotu do pompy:

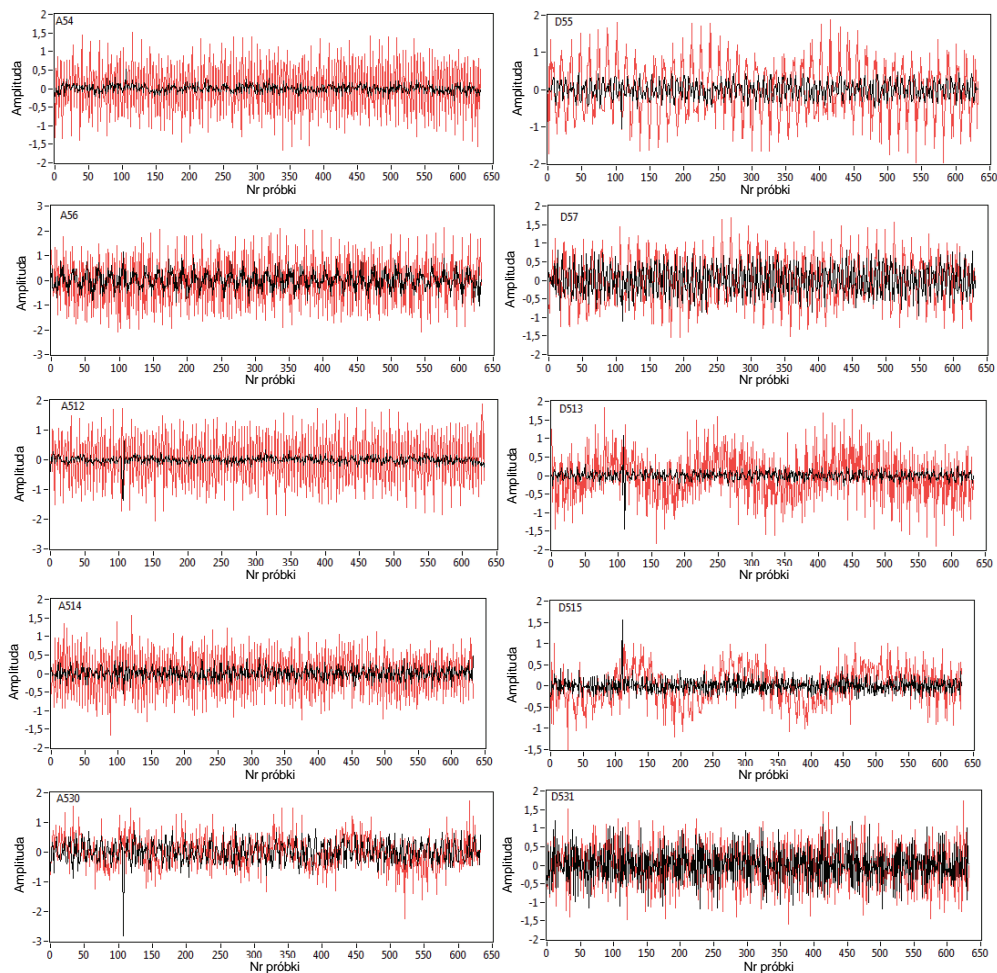
a) widmo w pełnym zakresie mierzonych częstotliwości, b) pasmo niskich częstotliwości

Podobny efekt widoczny jest w okolicy 300 Hz. Można zauważyć, że dominujący charakter mają harmoniczne z obszaru wysokich częstotliwości. W przypadku przytkanego wlotu do pompy znaczący udział zaczynają mieć składowe czwarta (ok. 190 Hz) i ósma (ok. 380 Hz) (ósma harmoniczna rotacyjna pojawia się dopiero dla pompy uszkodzonej).

Z przeprowadzonej analizy wynika, że w przypadku przytkania samego wlotu następuje zmniejszenie się obciążenia, co odpowiada zasadzie działania maszyn przepływowych (mniej tłoczonej cieczy to mniejsze obciążenie i większa prędkość). W analizowanym przypadku, po wystąpieniu uszkodzenia pojawiają się dodatkowe składowe, które w pompie nieuszkodzonej nie występują. W celu lepszej weryfikacji symptomów niezbędne są dalsze badania eksperymentalne.

5.2. ANALIZA Z WYKORZYSTANIEM PRZEKSZTAŁCEN FALKOWYCH

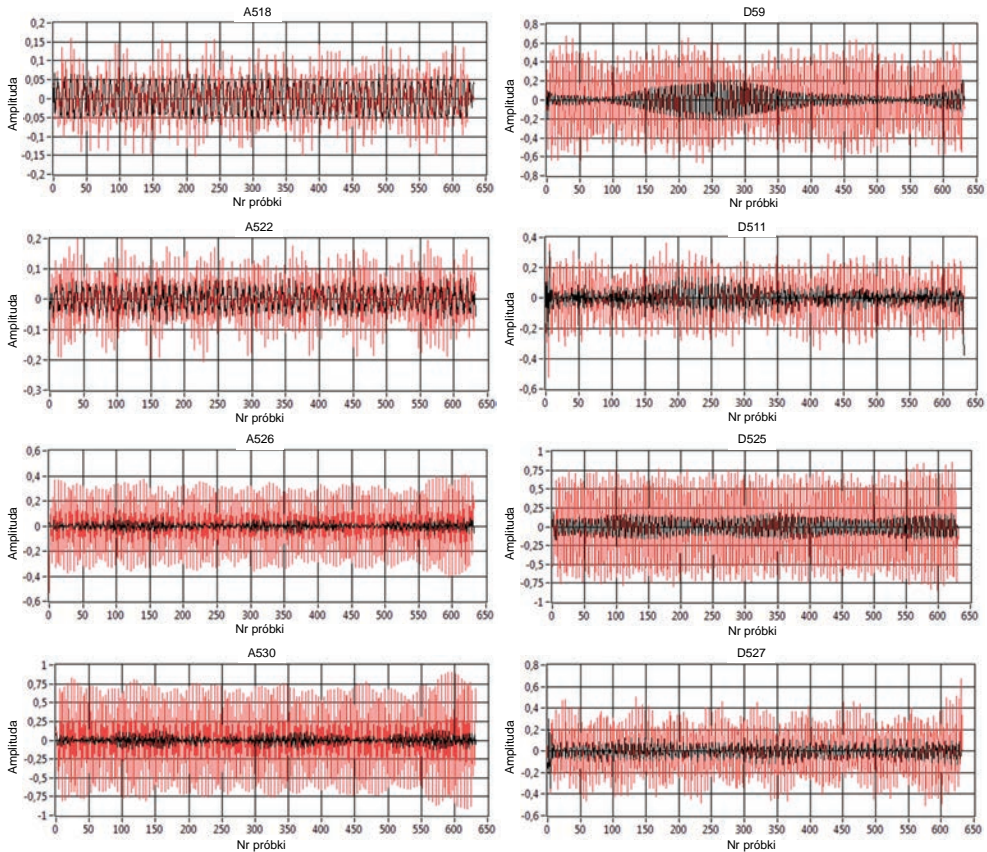
Trudności w wykrywaniu uszkodzeń za pomocą klasycznej analizy FFT coraz częściej skłaniają do wykorzystywania bardziej złożonych metod przetwarzania sygnałów, a w szczególności analizy falkowej [2], [3]. Poniżej przedstawiono wyniki zastosowania pakietowej analizy falkowej dla sygnału drganiowego i prądu stojana.



Rys. 8. Porównanie przebiegów czasowych aproksymat i detali przyspieszenia drgań agregatu pompowego sprawnego (kolor czarny) i zatkanego (kolor czerwony) w wybranych węzłach z 5 poziomu dekompozycji

Na rysunku 8 zestawiono przebiegi sygnałów aproksymat i detali w wybranych węzłach piątego poziomu dekompozycji sygnałów drganiowych, zmierzonych na

pompie w zlewni oczyszczalni ścieków. Przy częstotliwości próbkowania 2 kHz szerokość pasma w węźle wynosi 31,25 Hz. Z porównania przebiegów aproksymat i detali dla pompy sprawnej i uszkodzonej można zauważyć istotne zmiany wielkości amplitud oraz zmianę charakteru przebiegów (modulacja sygnałów spowodowana uszkodzeniem).



Rys. 9. Porównanie przebiegów czasowych aproksymat i detali prądu stojana pompy zatkaney (kolor czerwony) i pompy sprawnej (kolor czarny) w wybranych węzłach z 5 poziomu dekompozycji.

Na rysunku 9 przedstawiono porównanie wyników z piątego poziomu dekompozycji analizy falkowej prądów stojana dla pompy sprawnej i zatkanym wlotem, zmierzonych na „Zlewni ścieków”. W wybranych węzłach również widoczne są różnice w przebiegach czasowych sygnałów aproksymat i detali prądów fazowych silnika pompy sprawnej i uszkodzonej. W obu przedstawionych przypadkach podstawowym problemem jest wybór węzłów do oceny stanu technicznego agregatów pompowych

oraz sposób oceny zmian powodowanych uszkodzeniami. Będzie to przedmiotem dalszych badań.

6. PODSUMOWANIE

Z przeprowadzonych rozważań wynika, że do określenia stanu technicznego zanurzonego agregatu pompowego można z powodzeniem wykorzystać informacje diagnostyczne zawarte w sygnałach prądu stojana silnika indukcyjnego oraz drgań mechanicznych. Zastosowanie analizy FFT umożliwi wykrycie charakterystycznych częstotliwości, których pojawienie się lub zwiększona amplituda stanowią symptomy niesprawności agregatu. Analiza falkowa dostarcza nowych możliwości w wyodrębnianiu symptomów uszkodzeń, szczególnie w warunkach niestacjonarności sygnałów pomiarowych. Jednakże niezbędne jest opracowanie zasad wyboru węzłów i kryteriów oceny przebiegów detali i aproksymat pod kątem aktualnego stanu technicznego agregatu pompowego.

W celu weryfikacji opisywanych symptomów potrzebne są dalsze badania w warunkach zarówno przemysłowych jak i laboratoryjnych, a w szczególności w obszarze wykorzystania transformaty falkowej.

LITERATURA

- [1] CEMPEL C., *Diagnostyka wibroakustyczna maszyn*, PWN, Warszawa 1989.
- [2] EWERT P., KOWALSKI C.T., WOLKIEWICZ M., *The application of wavelet analysis and neural networks in the diagnosis of rolling bearing faults in induction motors*, *Przegląd Elektrotechniczny*, 2013, vol. 89, nr 2b, 124–127.
- [3] KOWALSKI C.T., *Diagnostyka układów napędowych z silnikiem indukcyjnym z zastosowaniem metod sztucznej inteligencji*, Oficyna wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2013.
- [4] PAKUŁA G., *Drgania pomp*, *Forum eksploataatorów*, 4/2007.
- [5] SEDLER M., ZIMA P., POZDISEK T., *Analiza przepływu kawitacyjnego w pompach*, *Pompy Pompownie*, 2/2009.
- [6] ŚWITALSKI P., *ABC Techniki pompowej*, ZPBiP CEDOS Sp. z o.o., Wrocław 2008.

DETECTION OF THE DAMAGE OF THE SUBMERGED PUMP AGGREGATES WITH INDUCTION MOTORS

In this paper the ability to detect the rotor damage of the pumping units operating submerged in sewage treatment plants and sewage pumping stations is presented. The review of the pumps defects and symptoms of the damage is shown. The Fast Fourier Transform (FFT) and the Wavelet Transform (WT) are applied to analyse the diagnostic signals. Results obtained from a real object and a laboratory set-up are presented.

silnik indukcyjny, model polowo-obwodowy, zwarcia zwojowe

Paweł EWERT, Czesław T. KOWALSKI, Marcin WOLKIEWICZ*

MODEL POŁOWO-OBWODOWY SILNIKA INDUKCYJNEGO ZE ZWARCIAMI ZWOJOWYMI

W artykule przedstawiono model polowo-obwodowy silnika indukcyjnego umożliwiającą symulację zwarć zwojowych w stojanie. Omówiono podstawowy model polowo-obwodowy silnika indukcyjnego oraz sposób jego modyfikacji tak, aby możliwa była symulacja zwarć w stojanie. Rozbudowa podstawowego modelu o część elektryczną została wykonana w programie Ansoft Maxwell Circuit Editor. Opracowany model umożliwia symulowanie do 12 zwartych zwojów w każdej fazie. W pracy przedstawiono uzyskane na drodze symulacji prądy fazowe silnika oraz zweryfikowano je z wynikami uzyskanymi na obiekcie rzeczywistym. Przedstawiono również wyniki uzyskane z analizy widmowej prądu stojana, modułu wektora przestrzennego oraz hodografy $I\alpha - I\beta$ dla modelu polowo-obwodowego i rzeczywistego silnika.

1. WPROWADZENIE

Do projektowania oraz analizy działania maszyn elektrycznych coraz częściej wykorzystuje się programy, które umożliwiają numeryczne rozwiązanie pola elektromagnetycznego. Realizuje się to za pomocą dwuwymiarowych oraz trójwymiarowych metod polowych. Najbardziej rozpowszechnioną jest metoda elementów skończonych (FEM).

Model polowo-obwodowy umożliwia wyznaczenie w dynamicznych oraz ustalonych stanach pracy maszyny przebiegów czasowych wielkości elektrycznych i mechanicznych. W tym celu tworzony jest układ równań składający się z równań pola elektromagnetycznego wraz z równaniami opisującymi połączenia uzwojeń, równaniami napięciowymi i prądowymi oraz równania ruchu. W każdym kroku obliczeniowym rozwiązywane są równania opisujące część polową (równania pola magnetycznego) oraz obwodową modelu (równania opisujące obwody elektryczne). Rozwiązanie rów-

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: pawel.ewert@pwr.wroc.pl, czeslaw.t.kowalski@pwr.wroc.pl, marcin.wolkiewicz@pwr.wroc.pl

nań części polowej pozwala wyznaczyć sprzężenia, które stanowią źródło siły elektromotorycznej w równaniach części polowej modelu. Równania z części obwodowej umożliwiają wyznaczenie prądów, które są źródłem pola magnetycznego w kolejnym kroku obliczeniowych części polowej modelu. Przykłady rozwiązań modeli polowych i polowo-obwodowych silnika indukcyjnego przedstawiono między innymi w pracach [1]–[4].

W rozwiązaniu stanu dynamicznego, w każdym kroku obliczeniowym obliczany jest elektromagnetyczny moment silnika. Ruch wirnika jest modelowany przez przesunięcie siatki wirnika przy braku jej jakichkolwiek modyfikacji. Niezmienna siatka stojana jest podłączona do ruchomej siatki wirnika przy pomocy ruchomej szczeliny powietrznej. W szczelinie powietrznej jest pojedyncza warstwa siatki, która jest dyskretyzowana w każdym kroku obliczeniowym. W części polowej modelu silnika indukcyjnego uwzględniona jest częstotliwość napięcia zasilającego, nieliniowość elementów magnetycznych oraz ruch wirnika, który jest odwzorowany przez wirującą szczelinę powietrzną. W części obwodowej uwzględnione są wymuszenia napięciowe i parametry elektryczne układu zasilania. Ponadto część obwodowa uwzględnia uzwojenia fazowe stojana o zmiennej indukcyjności i stałej rezystancji oraz połączenia czołowe tych uzwojeń o stałej rezystancji i indukcyjności. Klatka wirnika reprezentowana jest przez lite pręty, których parametry wynikają z rozwiązania polowego oraz przez rezystancje i reaktancje wycinków pierścienia zwierającego o stałej wartości. Wirująca szczelina powietrzna umożliwia obliczenia pola zarówno w stanach stacyjnych (ustalona prędkość silnika) jak i dynamicznych (rozruch silnika).

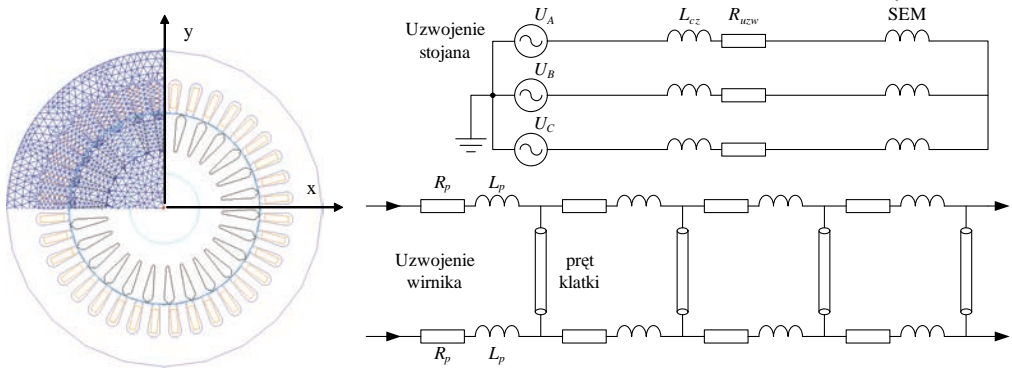
W niniejszej pracy do analizy zwarć zwojowych w silniku indukcyjnym został wykorzystany model dwuwymiarowy polowo-obwodowy. Ograniczeniem tego modelu jest nieuwzględnienie na etapie projektowania skosów żłobków i prętów klatki wirnika.

2. MODELOWANIE POŁOWO-OBWODOWE SILNIKA INDUKCYJNEGO

2.1. PODSTAWOWY MODEL POŁOWO-OBWODOWY SILNIKA INDUKCYJNEGO

Model polowo-obwodowy silnika Sh90L-4 o parametrach znamionowych $P_n = 1,5$ kW, $n_n = 1410$ obr./min, $M_n = 10,16$ Nm, $U_n = 400$ V, $I_n = 3,5$ A, $\cos\varphi_n = 0,79$, został wykonany przy wykorzystaniu komercyjnego programu Maxwell 2D (moduł *transient*). Geometrię części polowej wraz z fragmentem siatki dyskretyzacyjnej pokazano na rys. 1. W części polowej uwzględniono czasową zmienność prądów, nieliniowość magnetowodu oraz ruch wirnika przy wymuszonej prędkości obrotowej. Część polowa jest odwzorowana w części obwodowej (rys. 1) w postaci siły elektromotorycznej indukowanej w uzwojeniu stojana oraz litych prętów wirnika. Ze względu na zastosowanie modelu dwuwymiarowego w części obwodowej znajdują się pa-

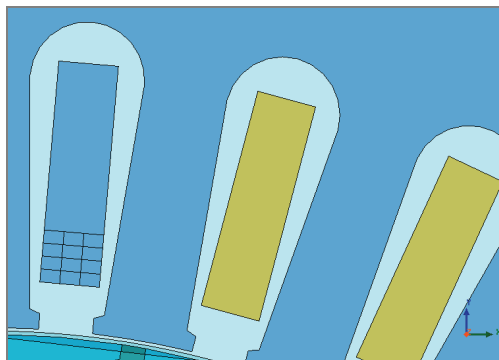
rametry połączeń czołowych uzwojenia stojana (L_{cz}) oraz pierścienia zwierającego klatki wirnika (R_p , L_p), które wyznaczono z zależności konstrukcyjnych [4].



Rys. 1. Geometria modelu połowo-obwodowego wraz z fragmentem siatki dyskretyzacyjnej oraz schemat części obwodowej

2.2. MODEL POŁOWO-OBWODOWY SILNIKA INDUKCYJNEGO DO BADANIA ZWARĆ ZWOJOWYCH

W podstawowym modelu połowo-obwodowym silnika w części obwodowej wprowadzone są jedynie parametry całego uzwojenie fazy A, B oraz C. Aby była możliwa symulacja silnika ze zwarciami zwojowymi, niezbędne jest wprowadzenie modyfikacji w podstawowym modelu połowo-obwodowym [5]. Zmiany modelu muszą być zrealizowane zarówno w części połowej, jak i obwodowej.

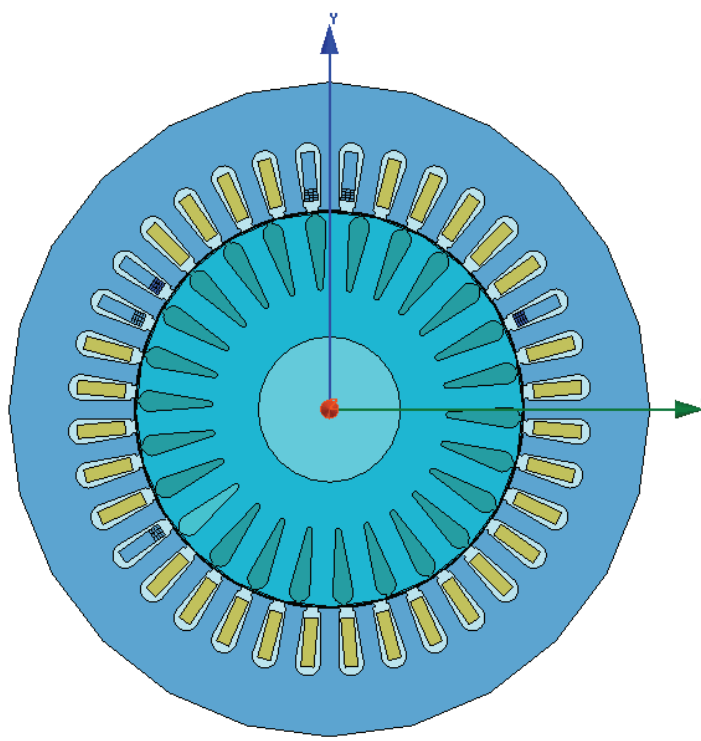


Rys. 2. Przykład złóbka stojana podzielonego na pojedyncze zwoje

W pierwszej kolejności należy podzielić wybrane złóbki stojana na pola odpowiadające pojedynczym zwojom. Na rysunku 2 przedstawiono widok zmodyfikowanego

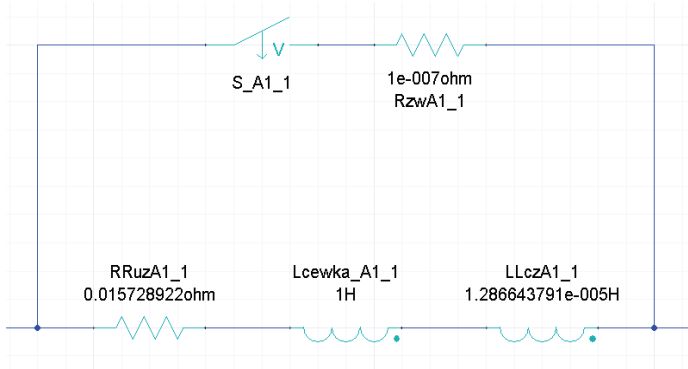
żłobka. Został on podzielony na 13 obszarów: 12 małych i jeden duży. Obszary zostały podzielone proporcjonalnie. W każdym małym obszarze znajduje się jeden zwoj, a w dużym 39 zwojów, co razem daje 51 zwojów w każdej cewce.

Wykonany model połowo-obwodowy umożliwia zasymulowanie zwarc zwojowych od 1 do 12 zwojów w pierwszej cewce każdej fazy (patrzac od źródła zasilania). Na rysunku 3 przedstawiono część połową zasymulowanej maszyny. Uzwojenia stojana w zaproponowanym modelu zostały połączone zgodnie z dokumentacją rzeczywistego silnika Sh90L-4. W części obwodowej wykonano połączenia elektryczne uzwojenia stojana razem z obwodami zwarcowymi. Część elektryczną wykonano w programie Ansoft Maxwell Circuit Editor.



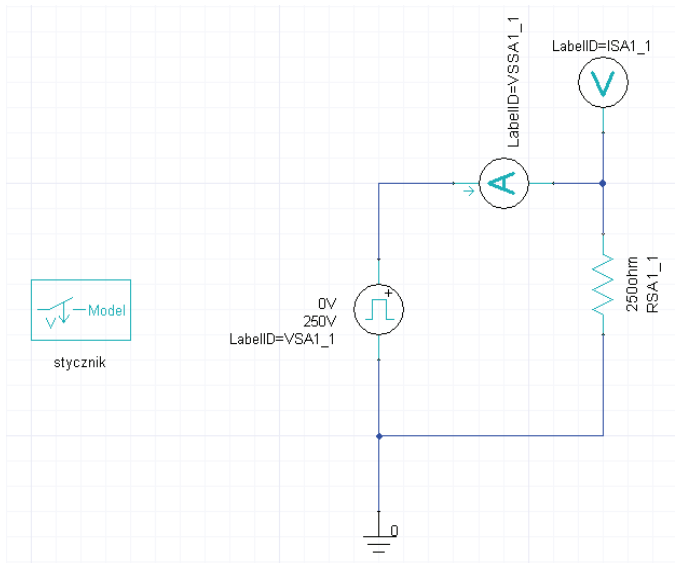
Rys. 3. Część połowa modelu silnika do badania zwarc zwojowych

Badany silnik zasilany był napięciem idealnie sinusoidalnym. Zwarc dokonywano przez obwód zwarcowy zaprezentowany na rys. 4. W skład obwodu zwarcowego wchodził stycznik (S_{A1_1}) oraz rezystor (R_{zwA1_1}) odpowiadający rezystancji punktu zwarcia równej $1 \cdot 10^{-7} \Omega$. Jeden zwoj reprezentowany był przez rezystancję zwoju (RR_{uzA1_1}) i indukcyjność połączenia czołowego (LL_{czA1_1}) oraz cewkę ($L_{cewka_A1_1}$), której wartość wyznaczana jest w części połowej.



Rys. 4. Obwód zwarciovy pierwszego zwoju, pierwszej cewki w fazie A

Zastosowany stycznik posiada układ zasilania o parametrach przedstawionych na rys. 5. Każdy obwód zwarciovy posiadał swój stycznik, zasilany z oddzielnego źródła. W parametrach źródła napięciowego obwodu zasilania stycznika wprowadzono czas załączania, a więc moment wystąpienia zwarcia.



Rys. 5. Obwód zasilania stycznika

W skład uzwojenia fazy A wchodzi:

- pojedynczy zwój (nr 1÷12) cewki pierwszej (z obwodem zwarciowym),
- grupa zwojów nr 13÷51 cewki pierwszej,
- pojedyncze cewki nr 2÷6.

Uzwojenia fazy B i C mają parametry takie same, jak prezentowane dla fazy A. Zamodelowany silnik posiada: 3 fazy, 6 cewek w każdej fazie, 51 zwojów w każdej cewce. Możliwe jest modelowanie zwarc zwojowych w stojanie od 1 do 12 zwojów.

3. METODYKA BADAŃ

Badania symulacyjne wykonano na modelu połowo-obwodowym silnika Sh90L-4. Przeprowadzono zwarcia zwojowe w fazie A, B oraz C. Zwarcia wykonywano przez obwód zwarciowy. Zwierano od 1 do 10 zwojów. Każde symulowane zwarcie trwało 2 sekundy. Całkowity czas symulacji dla jednej fazy trwał 22,2 sekundy:

- 0÷0,2 s – czas na uzyskanie stanu ustalonego,
- 0,2÷2,2 s – czas normalnej pracy maszyny,
- 2,2÷4,2 s – czas pracy z jednym zwartym zwojem,
- 4,2÷6,2 s – czas pracy z dwoma zwartymi zwojami,
- ...
- 20,2÷22,2 s – czas pracy z dziesięcioma zwartymi zwojami.

Przyjęto krok obliczeniowy 0,5 ms. Badania przeprowadzono dla dwóch prędkości obrotowych:

- silnika nieobciążonego – 1497 obr./min,
- silnika obciążonego znamionowo – 1410 obr./min.

W części połowej ustawiono następujące wymiary siatki:

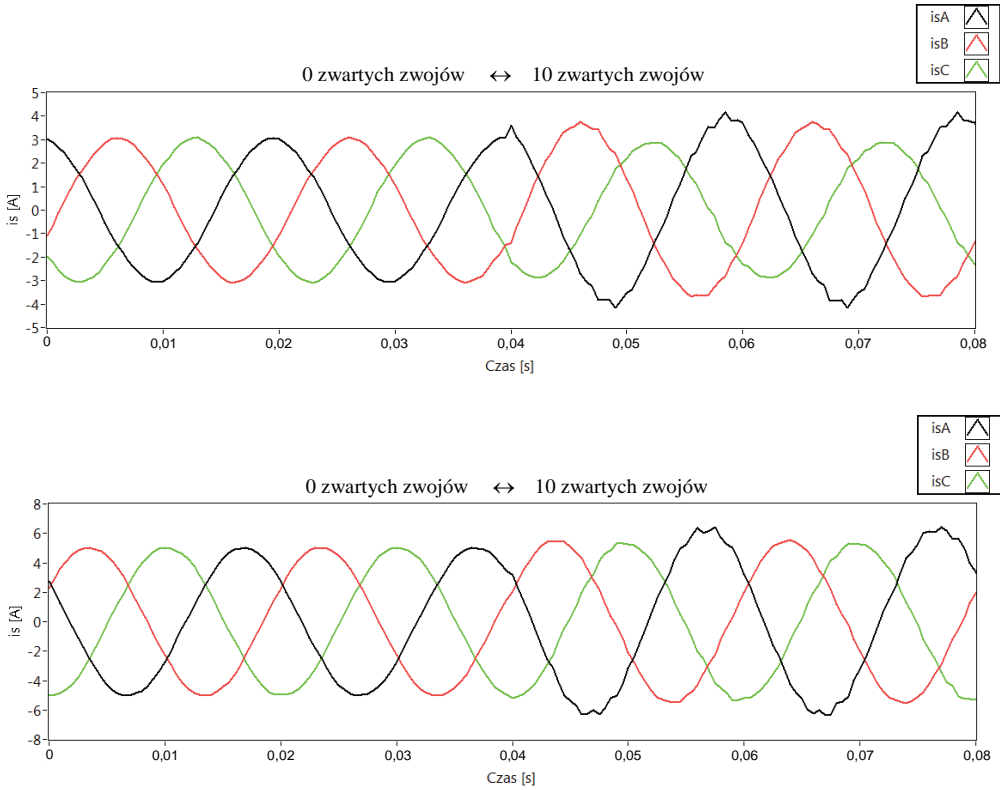
- żłobek wirnika – maksymalna długość elementu 3 mm,
- żłobek stojana – maksymalna długość elementu 3 mm,
- stojan i wirnik – maksymalna długość elementu 4 mm,
- obszar jednego zwoju w żłobku stojana – maksymalna długość elementu 3 mm,
- obszar 39 zwojów w żłobku stojana – maksymalna długość elementu 3 mm,
- długość maksymalnego odchylenia powierzchni żłobka wirnika – 0,04075 mm,
- kąt maksymalnego odchylenia powierzchni żłobka wirnika – 30°,
- długość maksymalnego odchylenia powierzchni stojana i wirnika – 0,0675 mm,
- kąt maksymalnego odchylenia powierzchni stojana i wirnika – 30°.

W prezentowanym modelu połowo-obwodowym napięcie zasilające podawane było na silnik, pracujący z założoną wcześniej prędkością.

4. WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH

Na rys. 6 przedstawiono przykładowe przebiegi prądów fazowych silnika nieuszkodzonego oraz z 10 zwartymi zwojami w fazie A uzyskane z modelu połowo-obwodowego. Zwarcie zwojowe powoduje zmianę amplitud prądów fazowych. Naj-

większy wzrost amplitudy prądu widoczny jest w fazie, w której miało miejsce zwarcie. W pozostałych fazach występuje niewielki wzrost amplitud prądów.

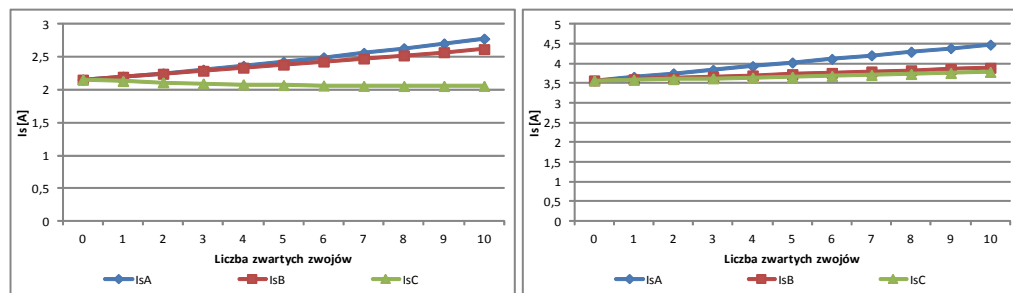


Rys. 6. Przebiegi prądów fazowych silnika z 0 oraz 10 zwartymi zwojami w fazie A (silnik nieobciążony u góry, obciążony na dole)

Na rysunku 7 zestawiono porównanie zależności wartości skutecznych prądów fazowych od liczby zwartych zwojów w fazie A. Z rysunku wynika, że zwarcie w fazie A (w przypadku silnika nieobciążonego) powoduje wyraźny wzrost wartości skutecznej w fazie A oraz nieco mniejszy wzrost w fazie B. W fazie C obserwuje się niewielkie zmniejszenie wartości skutecznej pobieranego prądu. W przypadku silnika obciążonego znamionowo, największy wzrost wartości skutecznej obserwujemy w fazie, w której miało miejsce zwarcie, natomiast w pozostałych fazach obserwuje się niewielki (zbliżony do siebie) wzrost wartości skutecznej.

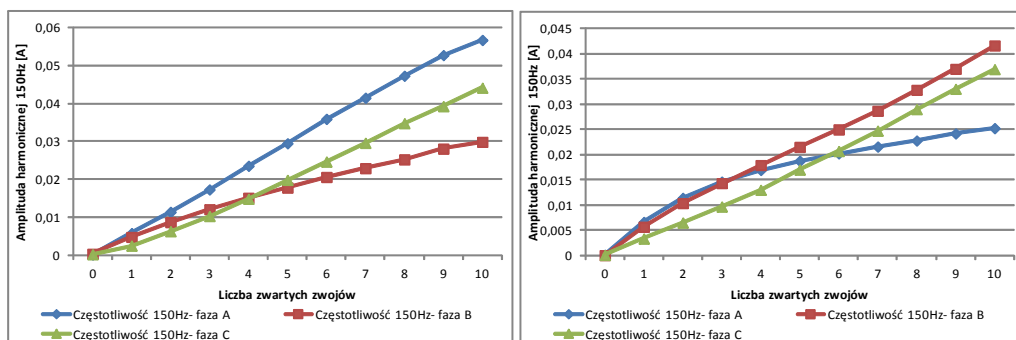
W przypadku składowej $3f_s$ obserwuje się wzrost amplitudy w każdej z faz (rys. 8). W przypadku silnika nieobciążonego największe zmiany występują w fazie, w której miało miejsce zwarcie. Obciążenie silnika powoduje, że wzrost amplitudy harmonicznego o częstotliwości 150 Hz w fazie, w której wystąpiło zwarcie traci na

dynamice od ok. 4 zwartych zwojów. W pozostałych fazach zmiana amplitudy harmonicznej $3f_s$ ma charakter liniowy.



Rys. 7. Zależność wartości skutecznej prądów fazowych od liczby zwartych zwojów w fazie A (silnik nieobciążony po lewej stronie, obciążony po prawej stronie)

Sprawdzono również wpływ rezystancji punktu zwarcia na analizowane wcześniej parametry. Zwiększenie rezystancji punktu zwarcia z $1 \cdot 10^{-7} \Omega$ do $5 \cdot 10^{-3} \Omega$ powoduje niezauważalne zmiany wszystkich analizowanych parametrów (zmiany na poziomie ok. 1–3 mA).

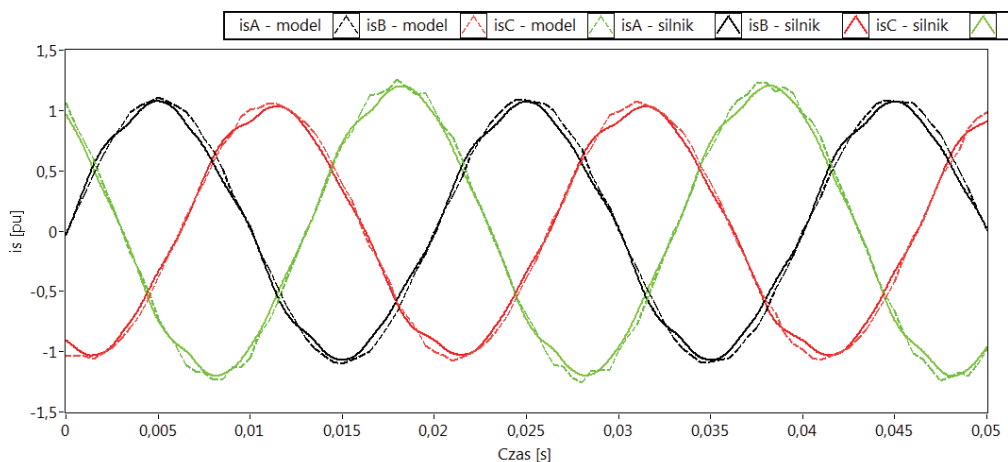


Rys. 8. Zależność amplitudy harmonicznej 150 Hz w każdej fazie od liczby zwartych zwojów w fazie A (silnik nieobciążony po lewej stronie, obciążony po prawej stronie)

5. WERYFIKACJA MODELU

Weryfikacji eksperymentalnej modelu połowo-obwodowego dokonano w oparciu o porównanie przebiegów chwilowych prądów w trzech fazach uzyskanych na drodze modelowania i pomiarów na obiekcie rzeczywistym. Porównania dokonano dla przypadku silnika obciążonego znamionowo nieuszkodzonego oraz z 8 zwartymi zwojami w fazie C. W przypadku modelu połowo-obwodowego czas symulacji ustawiono na

2 s z krokiem próbkowania 500 μ s. W przypadku obiektu rzeczywistego czas pomiaru ustawiono na 10 s z krokiem próbkowania 40 μ s.



Rys. 9. Przebiegi prądów fazowych silnika obciążonego znamionowo z 8 zwartymi zwojami, uzyskane na drodze symulacji (model) oraz zmierzone na obiekcie rzeczywistym (silnik)

Z rysunku 9 wynika, że przebiegi mają zbliżony do siebie kształt oraz amplitudy. Różnice wartości skutecznej prądu stojana uzyskiwanego z pomiarów i symulacji są na poziomie ok. 5%. Tak niewielkie rozbieżności mogą być spowodowane między innymi odmiennymi materiałami użytymi do konstrukcji stojana (blachami) przyjętymi w modelu polowo-obwodowym w porównaniu do tych użytych w rzeczywistym silniku. Dodatkowo na wynik porównania miał wpływ również różny krok próbkowania. Ponadto zamodelowany silnik zasilany był napięciem idealnie sinusoidalnym, podczas gdy rzeczywisty silnik zasilano napięciem z sieci.

W celu sprawdzenia wyników symulacyjnych oraz ocenie przydatności modelowania polowo-obwodowego w diagnostyce zwarc zwojowych dodatkowo porównano wyniki otrzymywane z:

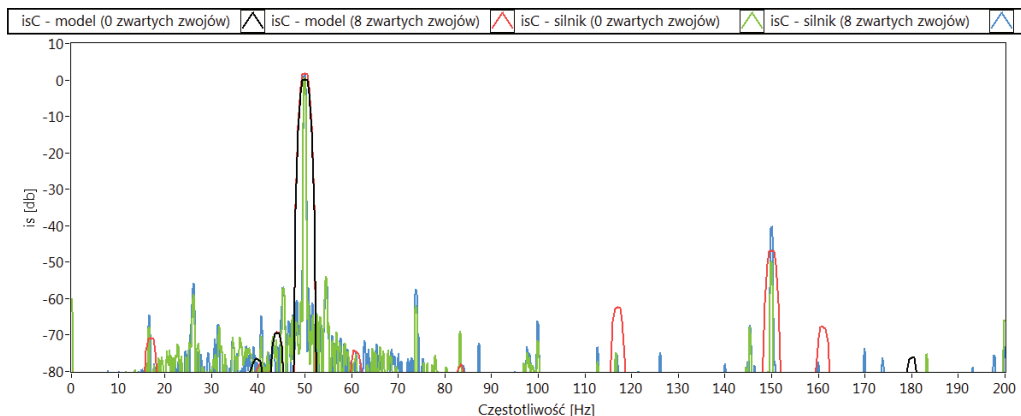
1. analizy widmowej prądu stojana,
2. analizy widmowej modułu wektora przestrzennego prądów fazowych,
3. analizy hodografu wektora prądu stojana.

Powyższe analizy zostały szczegółowo omówione w [6].

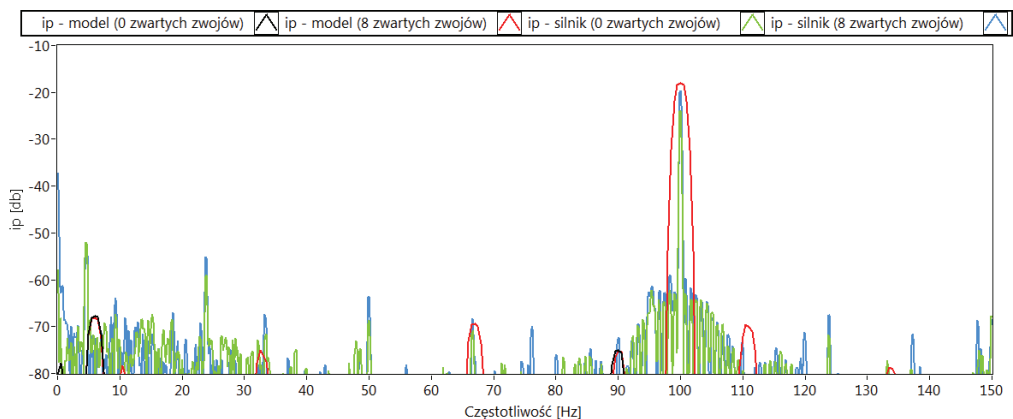
W każdym przypadku porównano ze sobą wyniki uzyskane z modelu polowo-obwodowego (silnik obciążony znamionowo nieuszkodzony i z 8 zwartymi zwojami) z wynikami uzyskanymi na obiekcie rzeczywistym.

Wykrywanie zwarc zwojowych na podstawie analizy widmowej prądu stojana odbywa się poprzez obserwację amplitudy składowej $3f_s$. Na rysunku 10 można zauważyć, że zwarcie 8 zwojów w fazie C objawia się wzrostem amplitudy składowej $3f_s$.

W przypadku modelu połowo-obwodowego wzrost amplitudy charakterystycznej częstotliwości jest bardzo duży (przy braku zwarców amplituda jest mniejsza od -80 db, a dla 8 zwartych zwojów wynosi ok. -47 db). Dla obiektu rzeczywistego zmiany amplitud są dużo mniejsze. Związane jest to z występowaniem asymetrii zasilania, która nie występowała w modelu połowo-obwodowym.



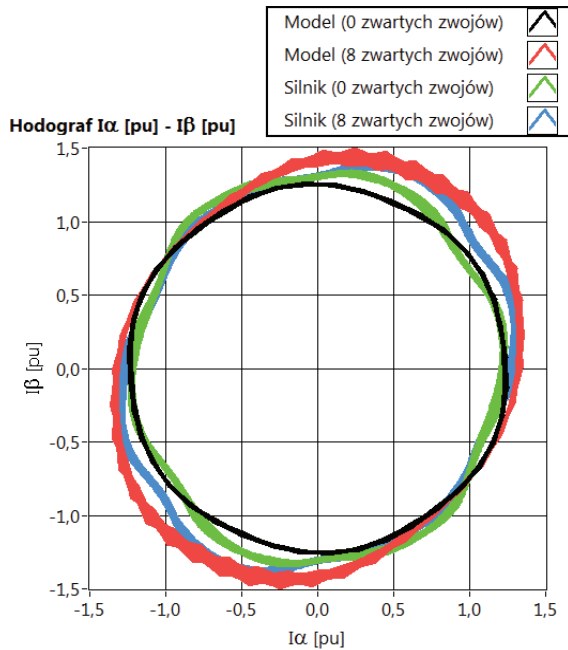
Rys. 10. Widma FFT prądów fazowych silnika obciążonego znamionowo nieuszkodzonego i z 8 zwartymi zwojami, uzyskane na drodze symulacji (model) oraz zmierzone na obiekcie rzeczywistym (silnik)



Rys. 11. Widma FFT modułu wektora przestrzennego silnika obciążonego znamionowo nieuszkodzonego i z 8 zwartymi zwojami, uzyskane na drodze symulacji (model) oraz zmierzone na obiekcie rzeczywistym (silnik)

Wykrywanie zwarców zwojowych na podstawie analizy modułu wektora przestrzennego prądów stojana odbywa się poprzez obserwację amplitudy składowej $2 f_s$. Na

rysunku 11 można zauważyć, że zwarcie 8 zwojów w fazie C również objawia się wzrostem wartości amplitudy składowej $2f_s$. W przypadku modelu połowo-obwodowego wzrost amplitudy charakterystycznej częstotliwości również jest bardzo duży. Wynika to z faktu, że napięcie zasilania było symetryczne, dlatego przy braku zwartych zwojów amplituda składowej $2f_s$ jest mniejsza od -80db . Dla obiektu rzeczywistego zmiany amplitud są dużo mniejsze. Dla 8 zwartych zwojów amplitudy charakterystycznej częstotliwości uzyskane z modelu połowo-obwodowego jak i z pomiarów na obiekcie rzeczywistym są do siebie zbliżone.



Rys. 12. Hodografy $I\alpha - I\beta$ silnika obciążonego znamionowo nieuszkodzonego i z 8 zwartymi zwojami, uzyskane na drodze symulacji (model) oraz zmierzone na obiekcie rzeczywistym (silnik)

Analiza hodografu $I\alpha - I\beta$ (rys. 12) również pozwala wykryć wystąpienie zwarcé zwojowych. Wystąpienie zwarcia objawia się odkształceniem hodografu od idealnego okręgu. Dla 8 zwartych zwojów hodografy uzyskane z modelu połowo-obwodowego jak i z pomiarów na obiekcie rzeczywistym są do siebie zbliżone. Różnice występują w przypadku silnika nieuszkodzonego. Odkształcenia od okręgu w przypadku obiektu rzeczywistego wynikają w głównej mierze z asymetrii zasilania oraz występowania wyższych harmonicznych.

6. PODSUMOWANIE

Badania symulacyjne wykazały, że model polowo-obwodowy jest dobrym źródłem do generowania wzorców diagnostycznych zwarć zwojowych. Wykazano, że zastosowanie modelu matematycznego umożliwia symulowanie różnych poziomów zwarć zwojowych w różnych fazach. Rozbudowana aplikacja Maxwell umożliwia precyzyjną symulację zwarć zwojowych, a zastosowanie modeli styczników umożliwia zautomatyzowanie procesu symulowania różnych poziomów zwarć zwojowych.

Weryfikacja eksperymentalna wykazała, że wyniki uzyskane z modelu polowo-obwodowego zbliżone są do wyników uzyskiwanych na obiekcie rzeczywistym. Zaobserwowane różnice wynikają z faktu, że silnik był zasilany napięciem z sieci zawierającym wyższe harmoniczne i posiadającym pewną asymetrię. W przypadku modelu polowo-obwodowego przyjęto idealne napięcie sinusoidalne.

Analiza widmowa prądów fazowych (oraz wielkości pochodnych - modułu wektora przestrzennego prądu oraz hodografów prądu stojana) otrzymywanych na drodze symulacyjnej zawierają wszystkie symptomy charakteryzujące zwarcia zwojowe. Analiza wartości skutecznej prądów fazowych oraz $3 f_s$ pozwala określić fazę, w której wystąpiło zwarcie. Z rysunków wynika, że możliwe jest również wykrycie liczby zwartych zwojów.

Zaletą modelu polowo-obwodowego jest jego dokładność obliczeń, natomiast do jego głównej wady można zaliczyć bardzo długi czas obliczeń.

Praca naukowa finansowana ze środków Narodowego Centrum Nauki w ramach projektu N N510 637340.

LITERATURA

- [1] ANTAL L., ANTAL M., *Weryfikacja eksperymentalna obwodowo-polowego modelu silnika indukcyjnego*, Prace Naukowe IMNIPE Nr 54, Seria: Studia i Materiały, Nr 23, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2003, 39–48.
- [2] ANTAL M., *Badanie zjawisk elektromagnetycznych i cieplnych w silnikach indukcyjnych z uszkodzonymi obwodami elektrycznymi*, rozprawa doktorska, Politechnika Wroclawska, Wrocław 2007.
- [3] FISHER R., FERKOLJ S., *Application of a Finite Element Method to predict Damaged Induction Motor Performance*, IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 37, No. 5, 2001, 3635–3639.
- [4] EWERT P., ZAWILAK T., *Zastosowanie modelu polowo-obwodowego do monitorowania ekscentryczności silników indukcyjnych*, Maszyny Elektryczne, Zeszyty Problemowe, nr 87, 2010, 161–166.
- [5] KOWALSKI C.T., *Diagnostyka układów napędowych z silnikiem indukcyjnym z zastosowaniem metod sztucznej inteligencji*, Oficyna wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2013.
- [6] WOLKIEWICZ M., KOWALSKI C.T., *Nieinwazyjne metody wczesnego wykrywania zwarć zwojowych w silniku indukcyjnym zasilanym z przemiennika częstotliwości*, cz. II, Maszyny Elektryczne, Zeszyty Problemowe, nr 87, 2010, 151–156.

FIELD-CIRCUIT MATHEMATICAL MODEL OF THE INDUCTION MOTOR
WITH SHORTED TURNS IN THE STATOR WINDING

In the paper a field-circuit mathematical model of the induction motor is presented, which enables a simulation of short-circuits turns in the stator winding. The classical field-circuit model has been analyzed first, and next its modification was proposed. The extension of basic model was realized in Ansoft Maxwell Circuit Editor software. The developed model enables simulation of 12 short-circuit turns in each stator winding phase. Hodographs of the stator current vector in α - β plane as well as results of spectral analysis of the stator phase current and modulus of stator current vector are presented in the paper. The simulation results are verified by experimental tests.

*elektrownie wiatrowe, układy przekształtnikowe, generator PMSG,
modele matematyczne, badania symulacyjne*

Piotr GAJEWSKI*, Krzysztof PIENKOWSKI*

MODELOWANIE I ANALIZA ELEKTROWNI WIATROWEJ Z GENERATOREM PMSG

W artykule przedstawiono przekształtnikowe układy elektrowni wiatrowych z generatorami synchronicznymi z magnesami trwałymi (PMSG). Opisano modele matematyczne elementów elektrowni wiatrowej: turbiny wiatrowej, układu mechanicznego turbiny wiatrowej, generatora PMSG oraz wybranych przekształtników energoelektronicznych. Przeprowadzono badania symulacyjne przekształtnikowego układu elektrowni wiatrowej z bezpośrednim połączeniem turbiny wiatrowej z generatorem PMSG. Badania symulacyjne wykazały możliwość stabilizacji napięcia wyjściowego i częstotliwości przy zmiennej prędkości wiatru.

1. WSTĘP

Obecnie rozwijane są systemy elektrowni wiatrowych w których następuje przetwarzanie energii kinetycznej wiatru na energię elektryczną. Podstawowym elementem elektrowni wiatrowej jest turbina wiatrowa sprzężona przez przekładnię mechaniczną lub bezpośrednio z generatorem elektrycznym. Najpowszechniej stosowane są generatory elektryczne prądu zmiennego o konstrukcji maszyny indukcyjnej lub synchronicznej [1], [9].

Generatory indukcyjne odznaczają się dużą prostotą konstrukcji, niezawodnością pracy i niskimi kosztami eksploatacji. Istotną wadą układów z generatorami indukcyjnymi jest pobór dużej mocy biernej oraz duże trudności wykonania generatorów o niskich prędkościach obrotowych. Z tych powodów w elektrowniach wiatrowych są coraz częściej stosowane generatory synchroniczne. Generatory synchroniczne z magnesami trwałymi PMSG (*Permanent Magnet Synchronous Generator*) są obecnie wprowadzane szczególnie w nowoczesnych systemach elektrowni wiatrowych o dużej

* Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, Politechnika Wroclawska, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: piotr.gajewski@pwr.wroc.pl, krzysztof.pienkowski@pwr.wroc.pl

mocy. Mimo wysokich kosztów wykonania generatory te charakteryzują się prostotą konstrukcji, wysoką sprawnością i niskimi kosztami eksploatacji [1], [6], [9].

Projektowanie, budowa i sterowanie systemów elektrowni wiatrowych z generatorami PMSG wymaga poznania stanów elektromechanicznych i elektromagnetycznych występujących w tych systemach. Analiza tych stanów wymaga znajomości odpowiednich modeli matematycznych tych systemów. Celem artykułu jest przedstawienie modeli matematycznych i metod modelowania wybranych systemów elektrowni wiatrowej z generatorami synchronicznymi z magnesami trwałymi (PMSG) i z przekształtnikowymi układami przetwarzania energii elektrycznej.

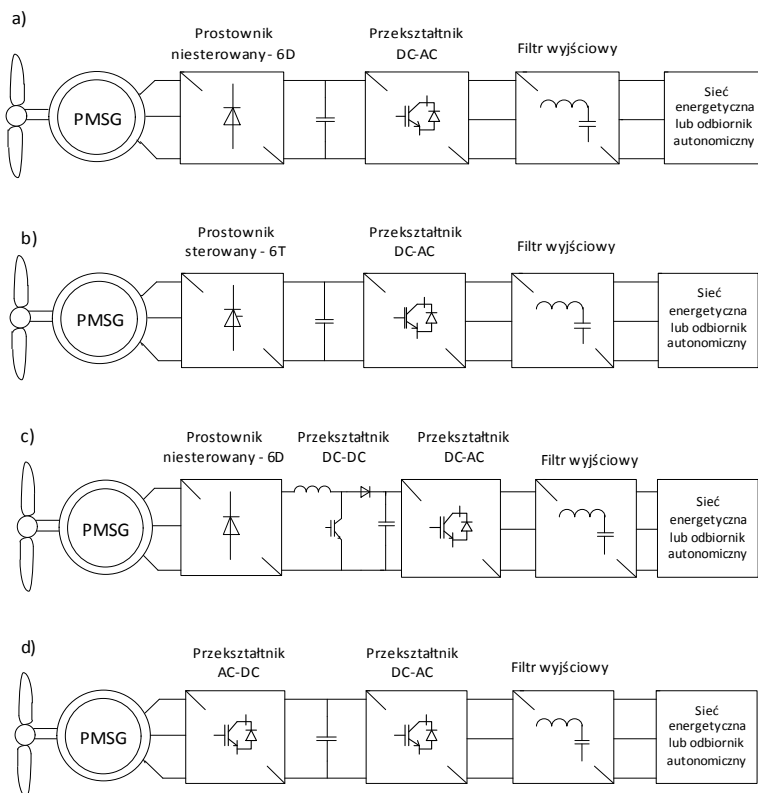
2. UKŁADY ELEKTROWNI WIATROWYCH Z GENERATORAMI PMSG

Nowoczesne systemy elektrowni wiatrowych są najczęściej wykonywane jako układy o zmiennej prędkości kątowej turbiny, które zapewniają optymalny wybór punktów pracy turbiny i możliwość pełnego wykorzystania energii kinetycznej wiatru. Do powszechnego stosowania tych systemów przyczynił się intensywny rozwój przekształtników energoelektronicznych i metod ich sterowania.

Systemy elektrowni wiatrowych mogą pracować jako sieciowe przy oddawaniu energii elektrycznej do sieci elektrycznej lub jako autonomiczne przy zasilaniu pojedynczego odbiornika lub grupy odbiorników [9]. W zależności od sposobu połączenia turbiny wiatrowej z generatorem elektrycznym systemy elektrowni wiatrowych można podzielić na systemy z przekładnią mechaniczną i systemy bezprzekładniowe (bezpośrednie). Obecnie coraz częściej są rozwijane i stosowane systemy bezprzekładniowe, które odznaczają się prostotą konstrukcji i mniejszymi kosztami eksploatacji, ale wymagają stosowania generatorów wolnoobrotowych, czyli o dużej liczbie par biegunów. Rozwój tego typu konstrukcji jest szczególnie uzasadniony w przypadku stosowania generatorów synchronicznych z magnesami trwałymi (PMSG).

W układach elektrowni wiatrowych z generatorami PMSG do przetwarzania energii elektrycznej wytwarzanej przez generator stosuje się przekształtniki energoelektroniczne [9]. Wybrane przekształtnikowe układy elektrowni wiatrowych z generatorem PMSG przedstawiono na rys. 1. Charakterystyczną cechą tych układów jest występowanie kilkustopniowego przetwarzania energii elektrycznej przez różnego rodzaju przekształtniki energoelektroniczne oraz konieczność wykonania każdego z przekształtników na pełną moc elektryczną generatora (*full-scale converter*).

W układach elektrowni wiatrowych można wyróżnić dwa podstawowe typy przekształtników energoelektronicznych w zależności od miejsca ich przyłączenia: przekształtnik maszynowy AC/DC, przyłączony do uzwojenia twornika generatora i przekształtnik sieciowy DC/AC przyłączony do sieci lub do autonomicznego odbiornika energii elektrycznej.



Rys. 1. Przekształtnikowe układy elektrowni wiatrowych z generatorem PMSG:

- a) z prostownikiem niesterowanym 6D i z przekształtnikiem DC-AC;
- b) z prostownikiem sterowanym 6T i z przekształtnikiem DC-AC;
- c) z prostownikiem niesterowanym 6D, przekształtnikiem DC-DC i z przekształtnikiem DC-AC;
- d) z przekształtnikiem AC-DC i DC-AC w układzie 'back to back'

Przekształtnik maszynowy AC/DC może być wykonany jako niesterowany prostownik diodowy (mostek 6D) lub jako sterowany prostownik tyrystorowy (mostek 6T) – rys. 1a, b). W niektórych układach jest stosowany prostownik z dodatkowym przekształtnikiem DC/DC typu boost – rys. 1c. Zadaniem tego przekształtnika jest podwyższanie napięcia stałego na wyjściu przekształtnika AC/DC przy niskich prędkościach turbiny wiatrowej [3]. W nowoczesnych układach jako przekształtnik maszynowy jest coraz częściej stosowany przekształtnik AC/DC o topologii prostownika PWM z zastosowaniem zaworów o komutacji wymuszonej – rys. 1d).

Przekształtnik sieciowy DC/AC dokonuje przekształcania energii elektrycznej otrzymywanej z przekształtnika maszynowego na energię elektryczną prądu zmiennego o wartościach zgodnych z wymaganiami sieci energetycznej lub odbiornika autonomicznego AC. W układach elektrowni wiatrowych przekształtnik sieciowy DC/AC

jest wykonany jako przekształtnik o topologii falownika napięcia i sterowaniu PWM. W układzie jak na rys. 1d oba przekształtniki: maszynowy i sieciowy mogą tworzyć pojedynczy złożony przekształtnik AC/DC/AC typu 'back-to-back'.

3. MODELE MATEMATYCZNE ELEMENTÓW SYSTEMU ELEKTROWNI WIATROWEJ

3.1. MODEL TURBINY WIATROWEJ

Moc mechaniczna P_t wytwarzana przez turbinę wiatrową o osi poziomej jest opisana równaniem [1], [3], [5], [8], [9]:

$$P_t = 0.5\rho\pi R^2 v_w^3 \cdot C_p(\lambda, \beta), \quad (1)$$

$$\lambda = \omega_t R / v_w \quad (2)$$

gdzie:

- R – promień łopatek turbiny wiatrowej,
- ρ – gęstość masowa powietrza,
- v_w – prędkość wiatru,
- C_p – współczynnik mocy turbiny,
- λ – współczynnik szybkobieżności turbiny,
- β – kąt nachylenia łopat turbiny,
- ω_t – prędkość kątowa wału turbiny.

Współczynnik mocy turbiny C_p jest nieliniową funkcją współczynnika szybkobieżności λ i kąta nachylenia łopat turbiny β [8], [9]. Pracę turbiny wiatrowej przy maksymalnej mocy mechanicznej uzyskuje się przy optymalnej wartości współczynnika szybkobieżności turbiny λ . Optymalnej wartości współczynnika szybkobieżności odpowiada maksymalna wartość współczynnika mocy turbiny C_p [1], [8], [9].

Moment mechaniczny M_t wytwarzany przez turbinę wiatrową wynosi:

$$M_t = \frac{P_t}{\omega_t} = 0.5\rho\pi R^3 v_w^2 \cdot C_t(\lambda, \beta) \quad (3)$$

gdzie C_t jest współczynnikiem momentu turbiny:

$$C_t(\lambda, \beta) = C_p(\lambda, \beta) / \lambda. \quad (4)$$

Z zależności (1)–(4) wynika, że moc mechaniczna i moment mechaniczny turbiny wiatrowej przy danej prędkości wiatru mogą być sterowane przez zmianę współczynnika szybkobieżności turbiny oraz przez zmianę kąta nachylenia łopat turbiny.

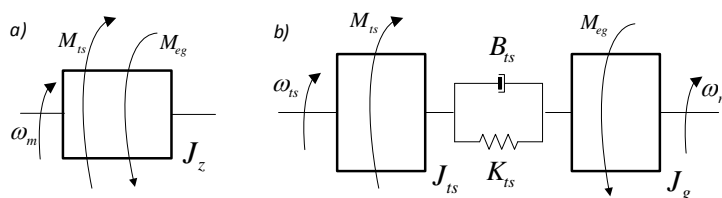
3.2. MODELE UKŁADU MECHANICZNEGO ELEKTROWNI WIATROWEJ

Układ mechaniczny elektrowni wiatrowej składa się z łopatek turbiny, piasty turbiny, wirnika generatora oraz wału mechanicznego zapewniającego połączenie przez przekładnię mechaniczną lub bezpośrednie turbiny i generatora. Istotne znaczenie ma uwzględnienie właściwości układu mechanicznego stanowiącego połączenie turbiny wiatrowej i generatora elektrycznego. Układ ten może być rozpatrywany jako idealnie sztywny lub jako układ o skończonej sztywności, czyli układ o właściwościach sprężysto-tłumiących.

Rozróżnia się następujące modele układu mechanicznego elektrowni wiatrowej [2], [8]:

- Model 1-masowy – oparty na założeniu nieskończenie dużej sztywności wszystkich elementów układu mechanicznego;
- Model 2-masowy – oparty na uwzględnieniu sprężysto-tłumiących właściwości połączenia mechanicznego turbiny wiatrowej i generatora;
- Modele wielomasowe – oparte na uwzględnieniu sprężysto-tłumiących właściwości wielu elementów składowych systemu mechanicznego elektrowni wiatrowej.

Na rysunku 2. przedstawiono model 1-masowy i model 2-masowy układu mechanicznego elektrowni wiatrowej, stosowane w typowej analizie. W przypadku połączenia turbiny wiatrowej z generatorem przez przekładnię mechaniczną w modelach tych wielkości i parametry mechaniczne turbiny wiatrowej należy rozpatrywać jako wprowadzone do prędkości kątowej wału generatora.



Rys. 2. Modele układu mechanicznego elektrowni wiatrowej:
a) układ 1-masowy; b) układ 2-masowy

Dla modelu 1-masowego równanie ruchu układu mechanicznego elektrowni wiatrowej ma postać:

$$J_z \cdot \frac{d}{dt} \omega_m = M_{ts} - M_{eg} \quad (5)$$

gdzie:

$$J_z = J_{ts} + J_g, \quad J_{ts} = J_t / i^2, \quad M_{ts} = M_t / i, \quad (6)$$

J_t, J_g – odpowiednio rzeczywisty moment bezwładności turbiny wiatrowej i wirnika generatora,

- M_{ts}, J_{ts}, J_z – odpowiednio sprowadzony moment mechaniczny turbiny wiatrowej, sprowadzony moment bezwładności turbiny wiatrowej i całkowity moment bezwładności układu mechanicznego,
- M_{eg} – moment elektromagnetyczny generatora,
- ω_m – prędkość kątowna wirnika generatora,
- i – przełożenie przekładni mechanicznej,
- t – czas.

Dla modelu 2-masowego układ mechaniczny elektrowni wiatrowej opisuje następujący układ równań:

$$J_{ts} \cdot \frac{d}{dt} \omega_{ts} = M_{ts} - (K_{ts} \cdot \Delta\varphi + B_{ts} \cdot \Delta\omega), \quad (7)$$

$$J_g \cdot \frac{d}{dt} \omega_m = (K_{ts} \cdot \Delta\varphi + B_{ts} \cdot \Delta\omega) + M_{eg}, \quad (8)$$

$$\frac{d}{dt} \Delta\varphi = \Delta\omega \quad (9)$$

gdzie:

$$\varphi_{ts} = i \cdot \varphi_t, \quad \Delta\varphi = \varphi_{ts} - \varphi_m, \quad \omega_{ts} = i \cdot \omega_t, \quad \Delta\omega = \omega_{ts} - \omega_m, \quad (10)$$

- K_{ts}, B_{ts} – odpowiednio sprowadzony współczynnik sprężystości skrętnej i sprowadzony współczynnik tłumienia skrętnego układu mechanicznego turbiny wiatrowej,
- φ_{ts}, φ_m – odpowiednio sprowadzony kąt obrotu wirnika turbiny i kąt obrotu wirnika generatora,
- ω_{ts} – sprowadzona prędkość kątowna wirnika turbiny.

3.3. MODEL GENERATORA PMSG

Przy modelowaniu 3-fazowego generatora synchronicznego z magnesami trwałymi (PMSG) przyjęto następujące powszechnie stosowane założenia upraszczające [3], [5], [8], [9]: symetria 3-fazowego uzwojenia stojana, liniowość obwodów magnetycznych generatora, pominięcie prądów wirowych i histerezy magnetycznej, sinusoidalny kształt SEM indukowanych w uzwojeniu stojana, pomijalny wpływ żłobków stojana oraz brak uzwojeń tłumiących w wirniku. Rozpatrywana jest ogólna konstrukcja generatora z wirnikiem cylindrycznym lub jawnobiegunowym.

Model matematyczny generatora PMSG został sformułowany po przekształceniu równań fazowych maszyny do równań wyrażonych w wirującym, prostokątnym układzie współrzędnych $d-q$, o osi d współliniowej z osią strumienia magnetycznego magnesów trwałych.

Równania modelu matematycznego generatora synchronicznego z magnesami trwałymi (PMSG) przedstawia następujący układ równań [5], [8], [9]:

- równania napięciowe twornika:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & \\ & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} & -\omega_e \\ \omega_e & \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix}; \quad (11)$$

- równania strumieniowo-prądowe:

$$\begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} L_d & \\ & L_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{PM} \\ 0 \end{bmatrix}; \quad (12)$$

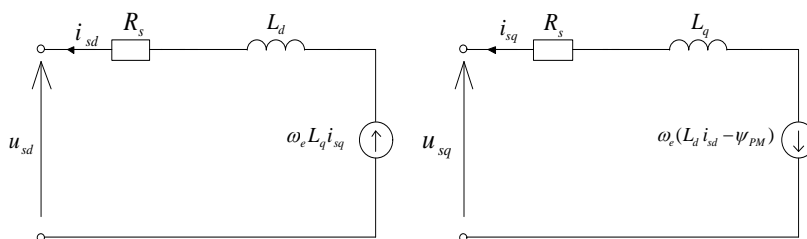
- równanie momentu elektromagnetycznego generatora:

$$M_{eg} = \frac{3}{2} p_b [-\psi_{PM} i_{sq} + (L_d - L_q) \cdot i_{sd} i_{sq}] \quad (13)$$

gdzie:

- u_{sd}, u_{sq} – składowe napięć stojana w osi d i q ,
- i_{sd}, i_{sq} – składowe prądów stojana w osi d i q ,
- ψ_{sd}, ψ_{sq} – składowe strumieni sprzężonych stojana w osi d i q ,
- ψ_{PM} – strumień sprzężony magnesów trwałych,
- ω_e – elektryczna prędkość kątowna wirnika generatora,
- L_d, L_q – indukcyjność uzwojenia stojana w osi d i q ,
- R_s – rezystancja fazowa uzwojenia stojana,
- p_b – liczba par biegunów generatora.

Interpretacja obwodowa równań modelu matematycznego generatora PMSG została przedstawiona na rys. 3.



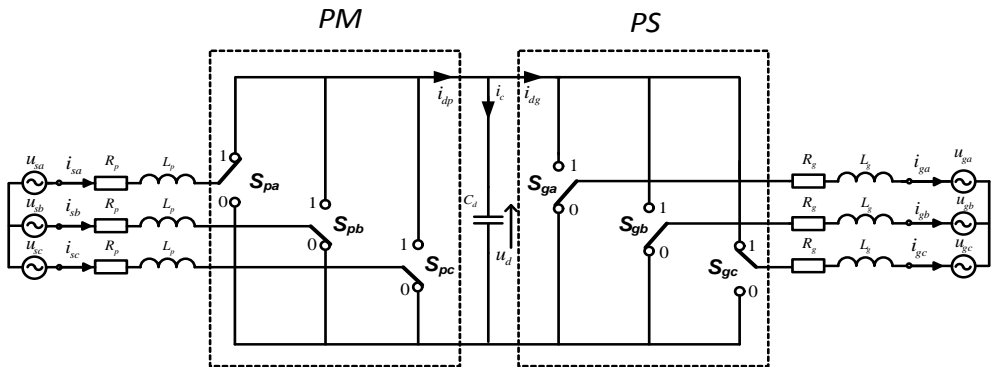
Rys. 3. Model obwodowy generatora PMSG w osiach d - q

3.4. MODELE UKŁADÓW PRZEKSZTAŁNIKOWYCH

W analizie rozpatrywane są najczęściej modele matematyczne układów przekształtnikowych, które zostały oparte na założeniu dwustanowego charakteru pracy

elementów energoelektronicznych przekształtników. Rzeczywisty układ przekształtnika energoelektronicznego może być zastąpiony wtedy równoważnym modelem łącznikowym przekształtnika [5]. W pracy przedstawiono modele łącznikowe wybranych układów przekształtnikowych, najczęściej stosowanych w sieciowych i autonomicznych układach elektrowni wiatrowych z generatorami PMSG.

Na rysunku 4. przedstawiono model łącznikowy układu przekształtnikowego elektrowni wiatrowej z generatorem PMSG i z przekształtnikiem AC/DC/AC, złożonym z przekształtnika maszynowego AC/DC i przekształtnika sieciowego DC/AC. Oba przekształtniki są połączone wspólnym obwodem pośredniczącym prądu stałego z baterią kondensatorów C_d . Przekształtnik maszynowy PM jest przyłączony do stojana generatora przez 3-fazowy dławik L_p . Przekształtnik sieciowy PS jest przyłączony do sieci lub odbiornika przez 3-fazowy dławik L_g . Przekształtnik maszynowy jest prostownikiem aktywnym PWM, a przekształtnik sieciowy jest falownikiem napięcia z modulacją PWM. W typowych zastosowaniach oba przekształtniki są wykonane jako przekształtniki 2-poziomowe. Każdy przekształtnik jest złożony z 3 gałęzi, z których każda zbudowana jest z górnego i dolnego łącznika energoelektronicznego (tranzystora IGBT z diodą zwrotną). W modelach łącznikowych działanie każdej gałęzi przekształtnika jest zamodelowane za pośrednictwem idealnego klucza dwupołożeniowego. W opisie matematycznym stany kluczy przekształtnika są opisywane za pomocą dwuwartościowych funkcji przełączających, które mogą być bezpośrednio powiązane ze stanami logicznymi sygnałów sterujących zaworami energoelektronicznymi w gałęziach przekształtnika. Położeniu górnemu danego klucza odpowiada wartość funkcji przełączającej $S = 1$, a położeniu dolnemu wartość funkcji $S = 0$.



Rys. 4. Model łącznikowy przekształtnika maszynowego PM i sieciowego PS

Opis matematyczny generatora PMSG z przekształtnikiem AC/DC/AC przedstawia następujący układ równań:

- równania przekształtnika maszynowego AC/DC:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = -\frac{R_p}{L_p} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_p} \cdot \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{pa} \\ S_{pb} \\ S_{pc} \end{bmatrix} \cdot u_d + \frac{1}{L_p} \cdot \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} \quad (14)$$

gdzie:

$u_{sa}, u_{sb}, u_{sc}, i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$ – odpowiednio napięcia fazowe i prądy fazowe stojana generatora zasilające przekształtnik maszynowy,

u_d – napięcie w obwodzie pośredniczącym,

L_p, R_p – indukcyjność i rezystancja dławika przekształtnika maszynowego,

S_{pa}, S_{pb}, S_{pc} – funkcje przełączające przekształtnika maszynowego;

• równania przekształtnika sieciowego (odbiornikowego) DC/AC:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \end{bmatrix} = -\frac{R_g}{L_g} \cdot \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_g} \cdot \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{ga} \\ S_{gb} \\ S_{gc} \end{bmatrix} \cdot u_d + \frac{1}{L_g} \cdot \begin{bmatrix} u_{ga} \\ u_{gb} \\ u_{gc} \end{bmatrix} \quad (15)$$

gdzie:

u_{ga}, u_{gb}, u_{gc} – odpowiednio napięcia fazowe sieci zasilającej przekształtnik sieciowy (lub napięcia fazowe odbiornika),

i_{ga}, i_{gb}, i_{gc} – prądy fazowe przekształtnika sieciowego (lub odbiornika),

L_g, R_g – indukcyjność i rezystancja dławika przekształtnika sieciowego,

S_{ga}, S_{gb}, S_{gc} – funkcje przełączające przekształtnika sieciowego;

• równania obwodu pośredniczącego przekształtnika AC/ DC/AC:

$$\frac{d}{dt} u_d = \frac{1}{C_d} \cdot (i_{dp} - i_{dg}) \quad (16)$$

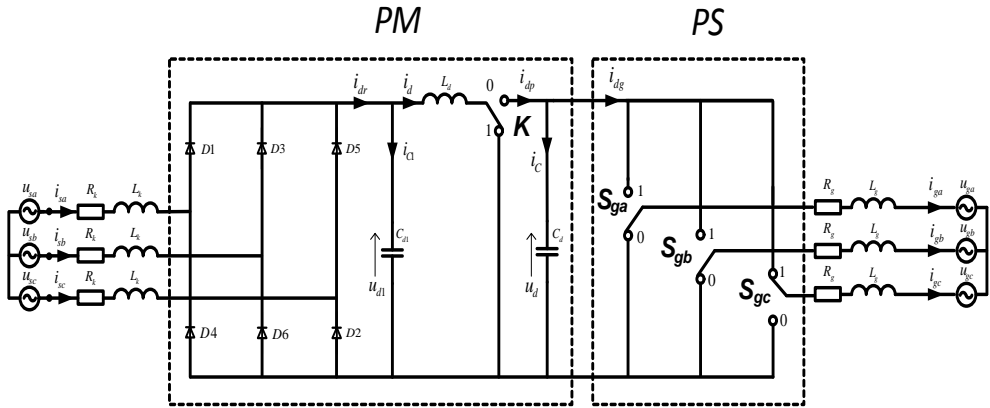
$$i_{dp} = S_{pa} i_{sa} + S_{pb} i_{sb} + S_{pc} i_{sc}, \quad i_{dg} = S_{ga} i_{ga} + S_{gb} i_{gb} + S_{gc} i_{gc} \quad (17)$$

gdzie:

i_{dp}, i_{dg} – odpowiednio prąd w obwodzie pośredniczącym przekształtnika maszynowego i sieciowego,

C_d – pojemność kondensatora w obwodzie pośredniczącym przekształtników.

Na rysunku 5 przedstawiono model łącznikowy systemu z generatorem PMSG, w którym przekształtnik maszynowy PM jest złożony z 3-fazowego prostownika mostkowego diodowego połączonego kaskadowo z przekształtnikiem DC/DC podwyższającym napięcie (typu boost). Prostownik diodowy jest przyłączony do uzwojenia stojana generatora przez 3-fazowy dławik komutacyjny L_k .



Rys. 5. Model łącznikowy przekształtnika maszynowego PM i sieciowego PS

Model łącznikowy 3-fazowego prostownika diodowego został opisany za pośrednictwem dwuwartościowych funkcji przełączających F_{ra} , F_{rb} , F_{rc} , określających stan przewodzenia każdej gałęzi prostownika. Funkcje przełączające prostownika diodowego zostały zdefiniowane jako funkcje Heaviside'a i wyrażone następująco [7]:

$$F_{rk} = F_{rk}(i_{sk}) = \begin{cases} 1 & \text{dla } i_{sk} \geq 0 \\ 0 & \text{dla } i_{sk} < 0 \end{cases} \quad k = a, b, c. \quad (18)$$

W modelu łącznikowym przekształtnika DC/DC podwyższającego napięcie stan przewodzenia tranzystora mocy i diody rzeczywistego przekształtnika DC/DC zamodelowano za pomocą idealnego łącznika dwustanowego K. W modelu matematycznym stan tego łącznika jest opisywany za pomocą dwuwartościowej funkcji przełączającej K. Położeniu górnemu łącznika odpowiada wartość funkcji przełączającej $K = 0$, a położeniu dolnemu łącznika wartość $K = 1$. Dla przyjętego modelu łącznikowego przekształtnika przy założeniu ciągłości prądu w gałęzi z indukcyjnością L_d równania stanu przekształtnika można sformułować na podstawie równań Kirchhoffa.

Opis matematyczny systemu z generatorem PMSG z prostownikiem diodowym, przekształtnikiem DC/DC typu boost i przekształtnikiem DC/AC przedstawia następujący układ równań:

- równania prostownika diodowego i obwodu prądu wyprostowanego:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = -\frac{R_k}{L_k} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_k} \cdot \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_{ra} \\ F_{rb} \\ F_{rc} \end{bmatrix} \cdot u_{d1} + \frac{1}{L_k} \cdot \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix}, \quad (19)$$

$$\frac{d}{dt} u_{d1} = \frac{1}{C_{d1}} \cdot (i_{dr} - i_d) = \frac{1}{C_{d1}} \cdot (S_{ra}i_{sa} + S_{rb}i_{sb} + S_{rc}i_{sc} - i_d) \quad (20)$$

gdzie:

- u_{d1} – napięcie wyprostowane prostownika diodowego,
- i_{dr}, i_d – odpowiednio prąd wyprostowany prostownika i prąd wejściowy przekształtnika DC/DC,
- L_k, R_k – indukcyjność i rezystancja dławika komutacyjnego prostownika diodowego,
- C_{d1} – pojemność kondensatora w obwodzie prądu wyprostowanego,
- F_{ra}, F_{rb}, F_{rc} – funkcje przełączające prostownika diodowego;
- równania stanu przekształtnika DC/DC typu boost:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ u_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_d}{L_d} & -\frac{1-K}{L_d} \\ \frac{1-K}{C_d} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ u_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_d} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{d1} \\ i_{dg} \end{bmatrix}; \quad (21)$$

- równania przekształtnika sieciowego (odbiornikowego) DC/AC:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \end{bmatrix} = -\frac{R_g}{L_g} \cdot \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_g} \cdot \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{ga} \\ S_{gb} \\ S_{gc} \end{bmatrix} \cdot u_d + \frac{1}{L_g} \cdot \begin{bmatrix} u_{ga} \\ u_{gb} \\ u_{gc} \end{bmatrix}, \quad (22)$$

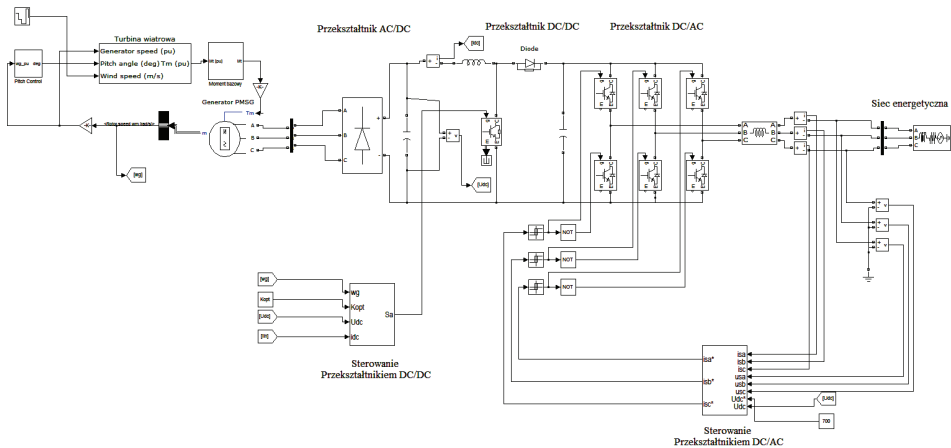
$$i_{dg} = S_{ga}i_{ga} + S_{gb}i_{gb} + S_{gc}i_{gc}. \quad (23)$$

4. ANALIZA I BADANIA SYMULACYJNE WYBRANEGO UKŁADU ELEKTROWNI WIATROWEJ

Na podstawie przedstawionych modeli matematycznych przekształtnikowych układów elektrowni wiatrowych został opracowany program symulacyjny wybranego układu elektrowni wiatrowej z generatorem PMSG i wykonane badania symulacyjne. W badaniach symulacyjnych rozpatrywano przekształtnikowy układ elektrowni wiatrowej z przekształtnikiem maszynowym złożonym z diodowego prostownika mostkowego i z przekształtnika DC/DC typu boost oraz z 3-fazowym przekształtnikiem sieciowym AC/DC z tranzystorami IGBT. W programie symulacyjnym uwzględniono możliwość oddawania energii do sieci 3-fazowej AC lub do 3-fazowego autonomicznego odbiornika AC o zadanej mocy i współczynnika mocy. Do sterowania zaworów przekształtnika DC/DC i przekształtnika DC/AC zastosowano odpowiednie metody modulacji szerokości impulsów PWM.

Rozpatrywany przekształtnikowy układ elektrowni wiatrowej z generatorem PMSG został również zaimplementowany w środowisku Matlab/Simulink z zastosowaniem

standardowych bloków symulacyjnych poszczególnych układów składowych systemu. Zaletą tego modelu jest możliwość ujęcia w badaniach symulacyjnych rzeczywistych nieliniowych właściwości elementów energoelektronicznych przekształtników bez konieczności zakładania dwustanowej pracy tych elementów. Jest to jednak związane z większą złożonością modelu i koniecznością stosowania obliczeń z mniejszym krokiem całkowania. W opracowanym modelu symulacyjnym uwzględniono dodatkowo możliwość sterowania mocy mechanicznej turbiny wiatrowej przez zmianę kąta nachylenia łopat turbiny. Schemat opracowanego w środowisku Matlab/Simulink modelu symulacyjnego przekształtnikowego układu elektrowni wiatrowej przedstawiono na rys. 6.



Rys. 6. Model symulacyjny przekształtnikowego układu elektrowni wiatrowej w środowisku Matlab/Simulink

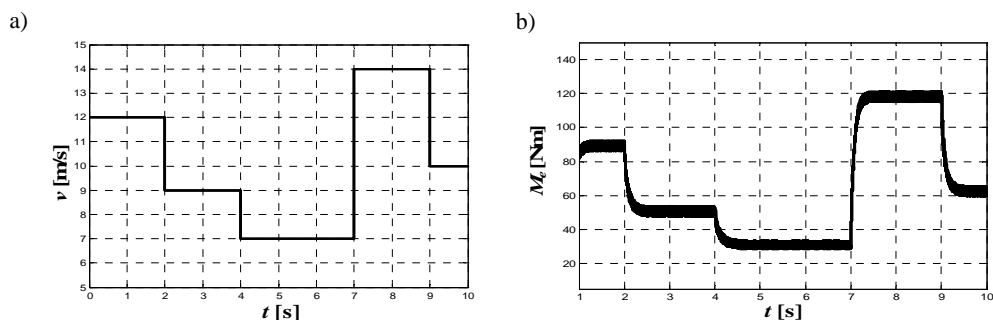
Do badań przyjęto system elektrowni wiatrowej z wolnoobrotowym wielobiegunowym generatorem PMSG, sprzężonym bezpośrednio z turbiną wiatrową. Dane i parametry generatora PMSG wykorzystywanego w badaniach symulacyjnych przedstawiono w Tabeli 1. Przyjęto model 1-masowy układu mechanicznego turbiny wiatrowej.

Tabela 1. Dane i parametry generatora synchronicznego z magnesami trwałymi

Nazwa danej lub parametru	Wartość
Moc znamionowa P_N	10 kW
Prędkość znamionowa ω_N	36 rad/s
Liczba par biegunów p_b	3
Rezystancja stojana R_s	0,985 Ω
Indukcyjność stojana w osi d i q $L_s = L_d = L_q$	10 mH
Strumień magnesów trwałych ψ_{PM}	0,9 Vs
Moment bezwładności J_z	0,3 kgm ²

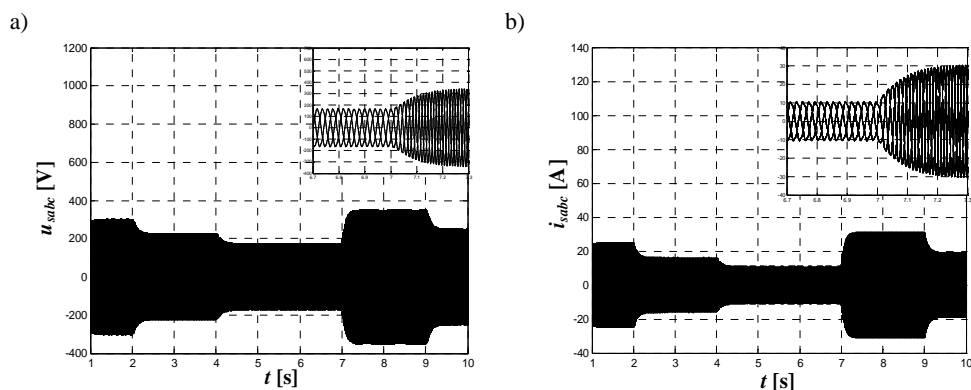
Na podstawie opracowanych modeli i programów symulacyjnych wykonano badania symulacyjne stanów elektromechanicznych i elektromagnetycznych przekształtnikowego systemu elektrowni wiatrowej z generatorem PMSG. W pracy tej przedstawiono wybrane wyniki badań, szczególne wyniki badań zostały podane w [4].

W badaniach symulacyjnych założono, że praca elektrowni wiatrowej występuje przy założonej zmiennej prędkości wiatru o przebiegu przedstawionym na rys. 7a. Przyjęto, że kąt nachylenia łopatek turbiny miał wartość równą 0 deg i podczas zmian prędkości wiatru nie ulegał zmianie. Na rysunku 7b przedstawiono przebieg chwilowy momentu elektromagnetycznego M_e generatora PMSG, a na rys. 8 przebiegi chwilowe napięć i prądów fazowych 3-fazowego generatora PMSG wyznaczone przy założonej zmienności prędkości wiatru. Zwiększonej prędkości wiatru odpowiada odpowiednio zwiększenie prędkości kątovej turbiny wiatrowej i wirnika generatora. Powoduje to w następstwie zmianę wartości amplitud napięć i prądów fazowych otrzymywanych z generatora PMSG oraz częstotliwości tych przebiegów.



Rys. 7. Przebiegi chwilowe:

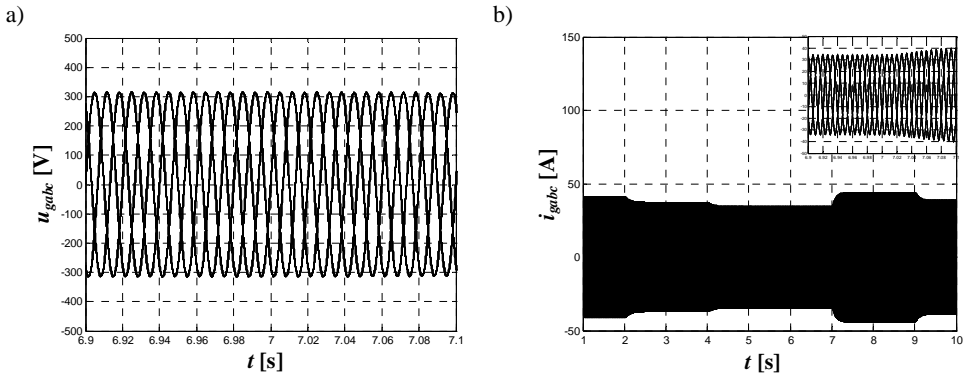
a) zadanej prędkości wiatru b) momentu elektromagnetycznego M_e generatora PMSG



Rys. 8. Przebiegi chwilowe:

a) napięć fazowych u_{sabc} generatora PMSG b) prądów fazowych i_{sabc} generatora PMSG

Z powodu dużej zmienności wielkości elektromagnetycznych otrzymywanych z generatora PMSG konieczne jest dalsze przetwarzanie energii elektrycznej przez przekształtniki energoelektroniczne. W badaniach symulacyjnych rozpatrywano przekształtnikowy układ elektrowni wiatrowej w którym przy zmiennej wartości prędkości wiatru przez odpowiednie sterowanie przekształtnikiem DC/DC i przekształtnikiem DC/AC można uzyskać stałą wartość amplitud i częstotliwości napięć wyjściowych współpracujących z siecią. Ilustruje to rys.9 na którym przedstawiono przebiegi chwilowe napięć 3-fazowej sieci oraz przebiegi chwilowe prądów fazowych w obwodach przekształtnika sieciowego.



Rys. 9. Przebiegi chwilowe:
a) napięć fazowych u_{gabc} sieci b) prądów fazowych i_{gabc} sieci

6. WNIOSKI

Przedstawione w pracy modele matematyczne przekształtnikowych układów elektrowni wiatrowych z generatorami PMSG są oparte na ujęciu fizycznego działania tych układów oraz uwzględnieniu wzajemnych powiązań między poszczególnymi układami. Modele te pozwalają na analizę teoretyczną i badania symulacyjne stanów elektromechanicznych i elektromagnetycznych występujących podczas różnych stanów pracy elektrowni wiatrowej. Opracowane modele matematyczne poszczególnych układów przekształtnikowych umożliwiają racjonalny wybór topologii układów przekształtnikowych oraz dobór elementów tych układów.

Przeprowadzone analizy i badania symulacyjne potwierdziły dobre właściwości przekształtnikowego układu elektrowni wiatrowej z wolnoobrotowym generatorem synchronicznym z magnesami trwałymi (PMSG). Zastosowanie odpowiednich układów przekształtnikowych i algorytmów sterowania pozwala w znacznym stopniu wyeliminować niekorzystny wpływ zmiennej prędkości wiatru na zmienność wyjścio-

wych wielkości elektromagnetycznych. Dobre właściwości badanych układów wskazują na celowość rozwoju i stosowania przekształtnikowych układów elektrowni wiatrowych z generatorami PMSG.

LITERATURA

- [1] BLAABJERG F., CHEN Z., *Power electronics for modern wind turbines*, Morgan & Claypool, New York 2006.
- [2] DUSONCHET L., MASSARO F., TELARETTI E., *Transient stability simulation of a fixed speed wind turbine by Matlab/Simulink*, Proc. of International Conference on Clean Electrical Power, ICCEP '07, 2007, 651–655.
- [3] ELTAMALY A.M., *Modeling of wind turbine driving permanent magnet generator with maximum power point tracking system*, J. of King University – Engineering Sciences, 2007, Vol. 19, 223–237.
- [4] GAJEWSKI P., *Układ do stabilizacji napięcia i częstotliwości prądnicy w elektrowni wiatrowej małej mocy*, magisterska praca dyplomowa, Politechnika Wroclawska, Wydział Elektryczny, Wrocław 2013.
- [5] HEMEIDA A.M., FARAG W.A., MAHGROUB O.A., *Modeling and control of direct driven PMSG for ultra large wind turbines*, World Academy of Science, Engineering and Technology, 2011, 59, 918–924.
- [6] MALINOWSKI M., STYNSKI S., KOŁOMYJSKI W., KAZMIERKOWSKI M., *Control of Three-Level PWM Converter Applied to Variable-Speed-Type Turbines*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009. Vol. 56, No. 1, 69–77.
- [7] MARQUES G.D., *A Simple and Accurate System Simulation of Three-phase Diode Rectifiers*, Proc. of the 24th Ann. Conf. IECON '98, Vol. 1, 1998, 416–421.
- [8] ROLAN A., LUNA A., VAZQUEZ G., *Modeling of a variable speed wind turbine with a permanent magnet synchronous generator*, Proc. of International Symposium on Industrial Electronics ISIE '09, 2009.
- [9] WU B., LANG Y., ZARGARI N., KOURO S., *Power Conversion and Control of Wind Energy Systems*, John Wiley & Sons, 2011.

MODELING AND ANALYSIS OF WIND POWER SYSTEM WITH PMSG GENERATOR

The paper presents the converter systems of wind turbine with permanent magnet synchronous generator (PMSG). The mathematical models of converter wind power systems have been described. Simulation studies of the selected converter wind power system with direct connection of the wind turbine and PMSG generator have been presented. The simulation studies have demonstrated the ability of the considered system to stabilize the output voltage and frequency at variable wind speed.

*Local Relative Sensitivity Index pruning,
neuronowe estymatory zmiennych stanu,
układ dwumasowy, napęd elektryczny*

Marcin KAMIŃSKI*

ESTYMACJA ZMIENNYCH STANU UKŁADU DWUMASOWEGO ZA POMOCĄ MODELI NEURONOWYCH

W niniejszym artykule przedmiotem badań są estymatory neuronowe zastosowane w celu odtwarzania zmiennych stanu układu napędowego z połączeniem sprzężystym. Analizie poddano modele estymujące prędkość maszyny roboczej oraz momentu skrętnego napędu. W trakcie doboru współczynników wagowych sieci neuronowych zastosowano metodę *Levenberga–Marquardta*. Ten etap procesu projektowania zmodyfikowano poprzez wprowadzenie redukcji struktury zastosowanych modeli. W tym celu zastosowano współczynnik istotności połączeń – LRSI (*Local Relative Sensitivity Index*). Zaprojektowane estymatory zmiennych stanu charakteryzując się wysoką dokładnością odtwarzania dla szerokiego zakresu zmian zadanej trajektorii prędkości oraz przełączania momentu obciążającego, a także w obecności zmian parametrów napędu. Wyniki badań symulacyjnych zostały potwierdzone w eksperymencie wykonanym na stanowisku laboratoryjnym.

1. WSTĘP

W ostatnich latach obserwowana jest rosnąca liczba aplikacji algorytmów sztucznej inteligencji w zastosowaniach naukowo-technicznych. Zjawisko takie jest związane z gwałtownym rozwojem energoelektroniki oraz elektronicznych układów programowalnych, umożliwiających praktyczną implementację analizowanych struktur. Należy podkreślić, że są to najczęściej modele inspirowane logiką rozmytą, oparte na sieciach neuronowych lub wykorzystujące algorytmy genetyczne, zatem wymagające znaczących mocy obliczeniowych. Opisywana tendencja dotyczy również napędu elektrycznego. Aplikowane struktury, których elementarne zasady działania zaczerpnięto z dziedziny sztucznej inteligencji, stosowane są w celu sterowania [1], odtwarzania zmiennych stanu [2], diagnostyki [3] itd.

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-370 Wrocław, e-mail: marcin.kaminski@pwr.wroc.pl.

W artykule opisywana jest aplikacja, której obiektem wykonawczym jest układ napędowy, w którym połączenie pomiędzy silnikiem a maszyną roboczą jest zrealizowane za pomocą długiego elastycznego wału. Taka konstrukcja stanowiska reprezentuje zjawiska zachodzące w napędach spotykanych w:

- mechanizmach maszyn papierniczych [4],
- manipulatorach stosowanych w medycynie [5],
- napędach robotów [6], [7],
- napędach walcowniczych [8].

Specyficznym zjawiskiem, wynikającym z ograniczonej sztywności połączenia w napędzie, jest występowanie momentu skrętnego, utrudniającego w sposób istotny precyzyjne sterowanie prędkością wału. W efekcie, w układzie pojawiają się oscylacje zmiennych stanu. Jedną z efektywnych metod tłumienia drgań skrętnych układu dwumasowego jest rozwinięcie klasycznych struktur sterowania, poprzez wprowadzenie dodatkowych sprzężeń zwrotnych od zmiennych stanu, które często są trudne do zmierzenia w rzeczywistym układzie [9]. Aby zredukować koszty wykonania napędu oraz zwiększyć jego niezawodność stosowane są układy estymujące w celu uzyskania informacji o niedostępnych zmiennych stanu.

Wśród najpopularniejszych układów stosowanych w odtwarzaniu zmiennych stanu układu napędowego z połączeniem sprężystym należy wymienić: obserwator Luenbergera [10] oraz filtr Kalmana [11]. Zakładając bardzo dokładną znajomość obiektu, jego model matematyczny oraz parametry, można uzyskać za pomocą wspomnianych układów wysoką dokładność odtwarzania. Jednak w rzeczywistych aplikacjach przemysłowych jest to często warunek trudny do spełnienia. Jednym z alternatywnych rozwiązań opracowywanych w ośrodkach naukowych jest zastosowanie modeli neuronowych jako estymatorów zmiennych stanu napędów elektrycznych.

Sieci neuronowe są złożonymi, nieliniowymi strukturami, z (najczęściej) bardzo dużą liczbą parametrów, które są optymalizowane w procesie treningu. Po odpowiednim zaprojektowaniu istnieje możliwość odwzorowywania skomplikowanych zależności pomiędzy sygnałami wejściowymi oraz wyjściowymi modelu. W artykule analizowana jest struktura perceptronu wielowarstwowego (*Multi Layer Perceptron*). Przygotowanie modelu neuronowego (w trybie *off-line*) do realizacji założonego zadania można podzielić na trzy główne etapy:

- zapewnienie odpowiedniego zbioru danych treningowych, reprezentatywnych dla danego zadania,
- dobór struktury sieci neuronowej (należy wyznaczyć liczbę warstw ukrytych, a następnie określić liczbę neuronów w poszczególnych warstwach ukrytych, typy funkcji aktywacji neuronów).
- ostatni etap jest związany z algorytmem optymalizacyjnym zastosowanym do wyznaczenia współczynników sieci neuronowej (występuje konieczność wyбору metody treningu oraz jego parametrów).

Jednym z najbardziej problematycznych zagadnień wpływających w sposób istotny na realizację zadania, jest dobór struktury sieci neuronowej. Optymalizacja struktury sieci neuronowej jest jednym z działań mających na celu poprawę właściwości generalizacyjnych modelu. Wśród stosowanych rozwiązań należy wymienić:

- algorytmy konstruktywistyczne,
- oraz metody *pruningu*.

Algorytmy konstruktywistyczne zakładają w fazie początkowej treningu minimalną strukturę, która jest następnie rozbudowywana według określonego kryterium [12], [13]. Odminną koncepcją jest założenie relatywnie dużej struktury początkowej sieci, a następnie usuwanie połączeń międzyneuronowych. Generalnie, takie założenie jest również bardzo korzystne dla praktycznej implementacji modelu w procesorze sygnałowym lub matrycy FPGA. Redukcja struktury modelu neuronowego, oznacza uproszczenie (zmniejszenie liczby elementarnych) obliczeń. Zatem układ programowalny może wykonywać obliczenia z większą częstotliwością.

Metody optymalizacji struktury sieci neuronowych, mające na celu eliminację poszczególnych wag, koncentrują się głównie na wskazaniu połączeń zbędnych. Najprostszym sposobem jest analiza wartości bezwzględnych wag sieci [14]. Do najsukuczniejszych metod zalicza się algorytmy wrażliwościowe, w których badana jest czułość funkcji celu na usunięcie poszczególnych połączeń ze struktury sieci neuronowej. Najistotniejsze metody w tej grupie to *Optimal Brain Damage* [15] oraz *Optimal Brain Surgeon* [16], [17]. Charakterystyczną cechą wyznaczania współczynników istotności metod OBD oraz OBS jest obliczanie macierzy drugich pochodnych funkcji celu względem współczynników wagowych. W przypadku dużej liczby analizowanych połączeń sieci jest to czynność czasochłonna oraz wymaga znacznej mocy obliczeniowej. Wśród metod zmniejszających strukturę sieci neuronowych znajdują również zastosowanie algorytmy genetyczne [18].

W niniejszym artykule analizowana jest jedna z metod mających na celu redukcję struktury modelu neuronowego, wykorzystująca współczynnik *Local Relative Sensitivity Index*. Jedną z podstawowych zalet związanych z obliczeniami parametru LRSI dla poszczególnych połączeń sieci neuronowej, w porównaniu z algorytmami OBD oraz OBS, jest wykorzystanie jedynie pierwszej pochodnej funkcji celu względem wartości wag [19]. Współczynnik LRSI stanowi rozwinięcie idei przedstawionej w artykule [20], gdzie zdefiniowano współczynnik istotności *Sensitivity Value*, który bazuje na wrażliwości funkcji celu na zmiany wartości wag oraz uwzględnia stopień zmiany wagi dla danego połączenia sieci (w efekcie procesu treningu). Współczynnik SV uwzględnia jedynie globalne znaczenie danej wagi sieci neuronowej, natomiast LRSI zakłada również że połączenie może być istotne dla przetwarzania w fragmencie sieci neuronowej. W analizowanym przypadku zastosowano dwie sieci neuronowe do estymacji poszczególnych zmiennych stanu, zatem każdy model posiadał jedno wyjście. Wobec problemu z decyzją o liczbie usuwanych połączeń, przyjęto założenie zakładające usuwanie jednego połączenia w warstwie wyjściowej. Takie podejście

eliminuje wspomniany problem, ponadto eliminacja wagi akurat w tej warstwie prowadzi do wyłączenia znacznie większej części struktury, związanej z obliczeniami wejściowymi dla usuniętego neuronu drugiej warstwy ukrytej. W treningu zastosowano algorytm *Levenberga-Marquardta*.

Przedstawiony artykuł składa się z sześciu rozdziałów. W pierwszym z nich zaprezentowano ogólnie problematykę związaną ze sterowaniem napędami z połączeniem elastycznym oraz neuronowymi estymatorami zmiennych stanu. Następnie przedstawiono model matematyczny układu sterowania oraz obiektu. W dalszej części przedstawiono strukturę estymatorów neuronowych oraz algorytmy zastosowane w ich projektowaniu, w tym algorytm umożliwiający redukcję struktury zastosowanego modelu. Zaprojektowane estymatory prędkości obciążenia oraz momentu skrętnego zostały poddane testom symulacyjnym a także eksperymentalnym. Pracę kończy krótkie podsumowanie.

2. OPIS MATEMATYCZNY OBIEKTU ORAZ STRUKTURY STEROWANIA

Efektywna analiza struktur sterowania lub estymatorów zmiennych stanu napędów elektrycznych wymaga wyboru właściwego modelu układu wykonawczego. W literaturze przedstawiono kilka modeli układu dwumasowego, wśród których można wybrać ten, który wystarczająco dobrze opisuje obiekt i badane zjawisko, a jednocześnie zapewni możliwie prosty opis matematyczny przydatny do dalszej analizy. Do modelowania układu napędowego, w opisywanym przypadku zastosowano model z bezinercyjnym połączeniem sprzężystym opisany równaniami [9]:

$$\begin{aligned} T_1 \frac{d\omega_1(t)}{dt} &= m_e(t) - m_s(t), \\ T_2 \frac{d\omega_2(t)}{dt} &= m_s(t) - m_L(t), \\ T_c \frac{dm_s(t)}{dt} &= \omega_1(t) - \omega_2(t) \end{aligned} \quad (1)-(3)$$

gdzie:

- T_1 – mechaniczna stała czasowa silnika,
- T_2 – mechaniczna stała czasowa obciążenia,
- T_c – stała czasowa elementu sprzężystego,
- ω_1 – prędkość silnika,
- ω_2 – prędkość maszyny roboczej,
- m_e – moment elektromagnetyczny silnika,
- m_s – moment skrętny,
- m_L – moment obciążenia.

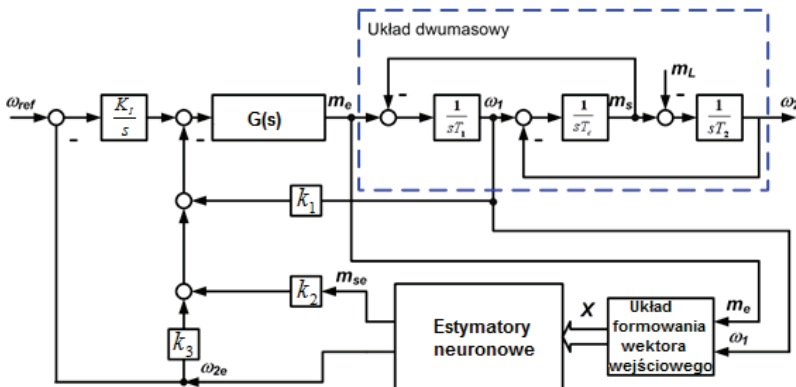
Dla tak zdefiniowanego obiektu zaaplikowano strukturę sterowania z regulatorem stanu [9]. Jest to jedna z najefektywniejszych metod sterowania, umożliwiająca kontrolę wszystkich zmiennych stanu. Jednak wymagana jest informacja o wektorze zmiennych stanu wykorzystywanych w sprzężeniach zwrotnych. W tym celu, w opisywanej aplikacji zastosowano estymatory neuronowe. Założono optymalną pętlę kształtowania momentu elektromagnetycznego, nie wprowadzającą dodatkowych opóźnień, w związku z czym tą część struktury opisano transmitancją:

$$G(s) = 1. \quad (4)$$

Przy wymienionych założeniach przeprowadzono analizę układu zgodnie z metodą rozłożenia biegunów równania charakterystycznego (wyznaczono transmitancję przewodnią układu sterowania, elementy równania charakterystycznego zostały przyrównane do członów wielomianu odniesienia [9], powstały układ równań umożliwił wyznaczenie zależności opisujących nastawy regulatora), według której wyznaczono wartości współczynników wzmocnień regulatora stanu:

$$\begin{aligned} k_1 &= 4\xi_r \omega_o T_1, \\ k_2 &= T_1 T_c \left(2\omega_o^2 + 4\xi_r^2 \omega_o^2 - \frac{1}{T_2 T_c} - \frac{1}{T_1 T_c} \right), \\ k_3 &= 4T_1 T_2 T_c \xi_r \omega_o^3 - k_1, \\ K_i &= \omega_o^4 T_1 T_2 T_c. \end{aligned} \quad (5)-(8)$$

Wartości nastaw wyznaczono według powyższych zależności, dla następujących wartości współczynnika tłumienia oraz pulsacji rezonansowej: $\xi_r = 0,7$ oraz $\omega_o = 45 \text{ s}^{-1}$. W badaniach przyjęto następujące wartości parametrów układu dwumasowego: $T_1 = T_2 = 203 \text{ ms}$ and $T_c = 2,6 \text{ ms}$. Analizowany układ napędowy zamieszczono na rysunku 1.



Rys. 1. Struktura sterowania z regulatorem stanu oraz estymatorami neuronowymi

3. ESTYMATORY NEURONOWE

Opisywane w artykule estymatory zostały oparte o sieci neuronowe MLP, które stanowią kombinację elementarnych neuronów w strukturę przetwarzającą dane równolegle. Dane są przesyłane jednokierunkowo od wejść do wyjścia, bez sprzężeń zwrotnych [13]. Współczynniki skalujące dla każdego z połączeń dobierane są w procesie treningu. Adaptacja poszczególnych wartości wagowych w_{ij} odbywa się w kolejnych iteracjach, zatem można zapisać:

$$w_{ij}(k+1) = w_{ij}(k) + \Delta w_{ij}(k). \quad (9)$$

Obliczenia, w poszczególnych epokach treningu, na wartości wag jest realizowane w celu zmniejszania różnic między wartościami wyjściowymi sieci neuronowej a elementami wzorcowymi. Matematycznie można takie działanie przedstawić jako minimalizację funkcji celu, która najczęściej jest definiowana jako błąd średniokwadratowy między wartością estymowaną a rzeczywistą. W przypadku jednej pary uczącej przyjmuje następującą postać:

$$E = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^M (y_j(k) - d_j(k))^2 \quad (10)$$

gdzie:

y_j – artość wyjściowa sieci neuronowej,

d_j – wartość wzorcowa.

Ciągłość i różniczkowalność funkcji celu umożliwia zastosowanie metod gradientowych do ich minimalizacji. Punktem wyjścia w takich metodach jest rozwinięcie funkcji celu w szereg Taylora w otoczeniu aktualnego rozwiązania:

$$\Delta E = \sum_i g_i \Delta w_i + \frac{1}{2} \left[\sum_i h_{ii} [\Delta w_{ii}]^2 + \sum_{i \neq j} h_{ij} \Delta w_i \Delta w_j \right] + O(\|\Delta w\|^3), \quad (11)$$

gdzie:

Δw_i – zmiany i -tej wagi,

$$g_i = \frac{\partial E}{\partial w_i},$$

$$h_{ij} = \frac{\partial^2 E}{\partial w_i \partial w_j}.$$

Powyższy zapis prezentuje zależność zmian funkcji celu od pierwszych oraz drugich pochodnych funkcji celu, obliczanych względem zmian współczynników wagowych. Można również zauważyć, że w celu wprowadzenia poprawki współczynników

wagowych warto skorzystać z macierzy gradientu, natomiast dodatkową dokładność obliczeń wprowadza uwzględnienie macierzy hesjanu pochodnych cząstkowych. Jednym z najpopularniejszych oraz najefektywniejszych gradientowych algorytmów minimalizacyjnych jest metoda *Levenberga-Marquardta*. Wykorzystanie algorytmu, bazującego na macierzy hesjanu w opisywanej aplikacji ma istotne znaczenie dla dokładności otrzymywanych wyników [21]. Korekcja wag sieci neuronowej zgodnie z metodą LM jest opisana równaniem:

$$\Delta \mathbf{w} = -(\mathbf{J}(\mathbf{w})^T \mathbf{J}(\mathbf{w}) + \mu \mathbf{I})^{-1} \mathbf{J}^T(\mathbf{w}) \mathbf{e}(\mathbf{w}), \quad (12)$$

gdzie μ – współczynnik uczenia.

W powyższym równaniu macierz \mathbf{J} jest zdefiniowana następująco:

$$\mathbf{J}(\mathbf{w}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial e_1}{\partial w_1} & \frac{\partial e_1}{\partial w_2} & \dots & \frac{\partial e_1}{\partial w_n} \\ \frac{\partial e_2}{\partial w_1} & \frac{\partial e_2}{\partial w_2} & \dots & \frac{\partial e_2}{\partial w_n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial e_M}{\partial w_1} & \frac{\partial e_M}{\partial w_2} & \dots & \frac{\partial e_M}{\partial w_n} \end{bmatrix} \quad (13)$$

gdzie $\mathbf{e}(\mathbf{w}) = \begin{bmatrix} e_1(\mathbf{w}) \\ e_2(\mathbf{w}) \\ \vdots \\ e_M(\mathbf{w}) \end{bmatrix}$

oraz $e_j(\mathbf{w}) = [y_j(\mathbf{w}) - d_j]$.

W wielu przypadkach w obliczeniach algorytmu LM macierz Hessego jest aproksymowana:

$$\mathbf{H} \cong \mathbf{J}^T(\mathbf{w}) \mathbf{J}(\mathbf{w}). \quad (14)$$

W opisywanej aplikacji sieci neuronowych wprowadzono dodatkowo *pruning*. W celu selekcji mniej istotnych wag zastosowano współczynnik LRSI. Metoda ta jest rozwinięciem algorytmu zaproponowanego w [20], gdzie współczynnik istotności zdefiniowano następująco:

$$SV_{ij} = - \sum_0^{N-1} \left[\frac{\partial E}{\partial w_{ij}}(k) \Delta w_{ij}(k) \right] \frac{w_{ij}^f}{w_{ij}^f - w_{ij}^i}, \quad (15)$$

gdzie:

- w_{ij}^f – wartość współczynnika w_{ij} po treningu,
 w_{ij}^i – wartość współczynnika w_{ij} przed treningiem,
 N – liczba epok,
 k – numer iteracji.

Jednak w celu zwiększenia skuteczności poprzez uwzględnienie lokalnych oddziaływań współczynników wagowych, wprowadzono modyfikację [19]:

$$LRSI_{ij} = \frac{|SV_{ij}|}{\sum_{m=1}^n |SV_{im}|} \quad (16)$$

gdzie n -liczba połączeń wejściowych danego neuronu.

Poszczególne etapy postępowania w opisywanym algorytmie *pruningu* można przedstawić następująco:

1. Opracowanie danych treningowych, spośród których należy wyznaczyć zbiór walidacyjny.
2. Przyjęcie początkowej struktury sieci oraz wstępny trening.
3. Obliczenia parametrów SV dla każdego z połączeń sieci neuronowej.
4. Wyznaczenie współczynników LRSI dla poszczególnych połączeń zastosowanego modelu.
5. Usuwanie połączeń w oparciu o LRSI. Eliminuje się określoną liczbę połączeń lub wagi dla których współczynnik LRSI jest poniżej założonej wartości. Ponadto, zakłada się usuwanie maksymalnie jednego wejścia dla poszczególnego neuronu.
6. Realizowane jest douczanie sieci neuronowej.
7. Następuje porównanie wyników – ewentualne zakończenie algorytmu lub skok do punktu 3.

Jednak w opisywanej w artykule implementacji sieci neuronowych wprowadzono modyfikację do opisanej powyżej metody. Trening, zgodnie z opisaną metodą (LM), dla każdego z estymatorów został wykonany dwukrotnie. Przed drugą częścią obliczeń wyeliminowano część sieci neuronowej, usuwając połączenie wejściowe neuronu wyjściowego, w oparciu o współczynnik LRSI. W ten sposób zredukowano część sieci neuronowej, a jednocześnie wyeliminowano konieczność podjęcia decyzji o liczbie usuwanych połączeń lub poziomu wartości współczynnika LRSI decydującego o eliminacji połączenia sieci oraz uproszczono obliczenia.

4. BADANIA SYMULACYJNE

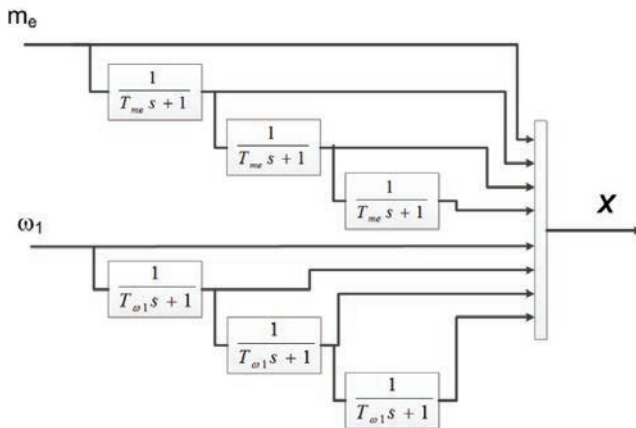
Estymatory neuronowe zaprojektowane według procedury opisanej w poprzednich częściach artykułu poddano badaniom symulacyjnym. Obliczenia wykonano w pro-

gramie Matlab\Simulink. Analizowano sieci neuronowe odtwarzające prędkość obciążenia oraz moment skrętny. Dla każdej z estymowanych zmiennych stanu zastosowano sieć o strukturze początkowej:

$$NN = \{8-7-8-1\}. \quad (17)$$

W powyższym oznaczeniu kolejne wartości liczbowe opisują kolejno złożoność (liczbę neuronów): wektora wejściowego, pierwszej warstwy ukrytej, drugiej warstwy ukrytej, warstwy wyjściowej.

Jako elementy wektora wejściowego X sieci neuronowych zastosowano mierzalne zmienne stanu, które najczęściej zakładane są jako dostępne w strukturach sterowania napędu z połączeniem sprzężystym. Wykorzystano moment elektromagnetyczny oraz prędkość silnika napędowego. Zatem można stwierdzić, że wybór sygnałów wejściowych został podyktowany praktycznymi aspektami opisywanej aplikacji. Oddzielnym zagadnieniem jest decyzja dotycząca postaci wektora wejściowego. W pracy zastosowano statyczne modele neuronowe nie zawierające dodatkowych, wewnętrznych sprzężeń zwrotnych, zatem nie uwzględniające w trakcie przetwarzania dynamiki sygnałów. Należy jednak zauważyć, że odtwarzane są dynamicznie zmieniające się w czasie sygnały. W związku z tym, w celu poprawienia dokładności odtwarzania zmiennych stanu, w wielu przypadkach wprowadza się historyczne próbki sygnałów wejściowych. Dzięki temu, sztucznie zwiększa się wrażliwość estymatora na szybkość zmian sygnałów wejściowych. Postać wektora wejściowego estymatorów obu zmiennych stanu przedstawiono na rysunku 2.



Rys. 2. Wektor wejściowy estymatorów zmiennych stanu

Opóźnienia pomiędzy poszczególnymi próbkami sygnałów wejściowych wprowadzane są za pomocą filtrów dolnoprzepustowych. W ten sposób zapewnione jest dodatkowe filtrowanie sygnałów pomiarowych oraz wprowadzana stała wartość opóźnienia

pomiędzy danymi wejściowymi. Wartości stałych czasowych dobrano eksperymentalnie: $T_{me} = 5$ ms, $T_{ol} = 1$ ms.

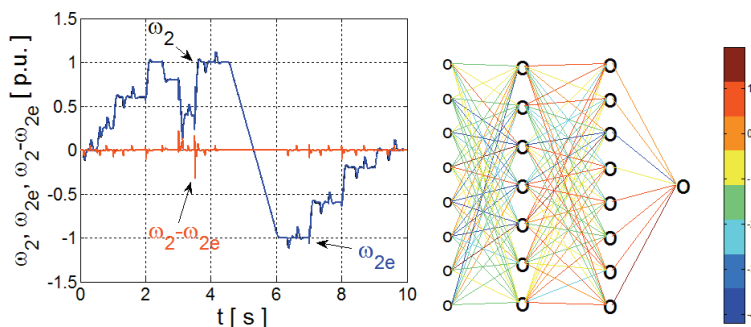
W celu oceny jakości odtwarzania zmiennych stanu za pomocą testowanych estymatorów neuronowych wyznaczano jest błąd zdefiniowany następująco:

$$Err = \frac{\sum_{i=1}^p |x_i - x_i^e|}{p} \cdot 100, \quad (18)$$

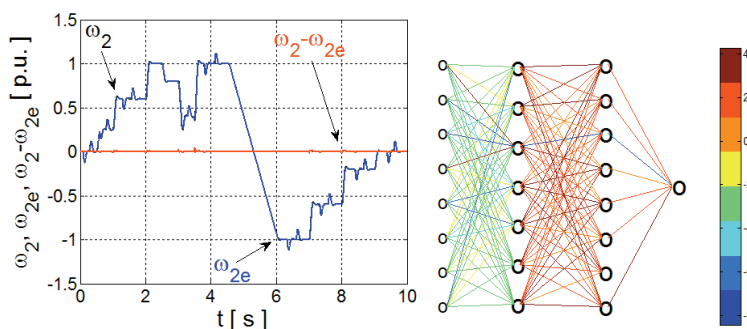
gdzie:

- x_i – wartość rzeczywista,
- x_i^e – wartość estymowana,
- p – liczba próbek przebiegu.

a)b)



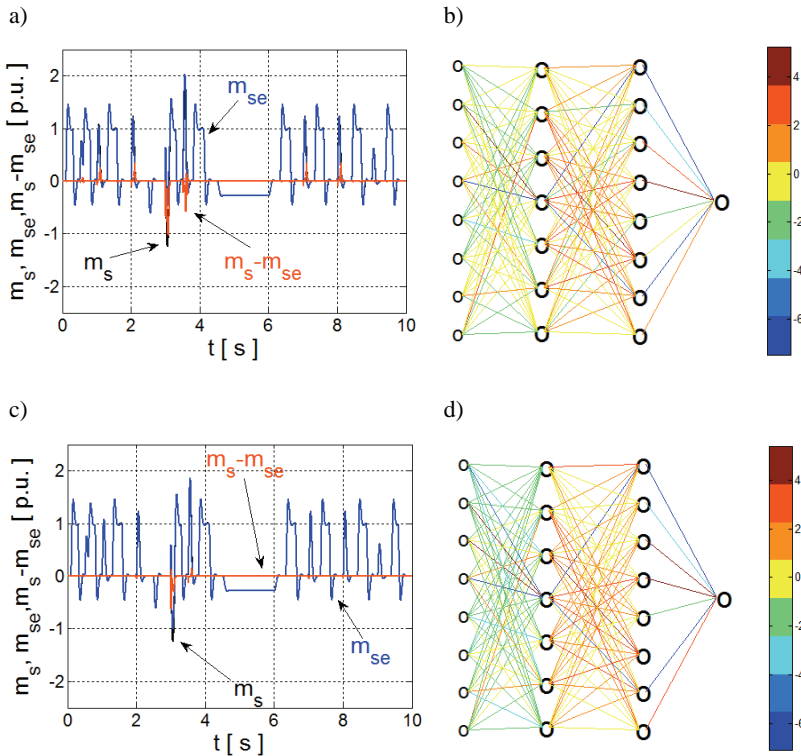
c)d)



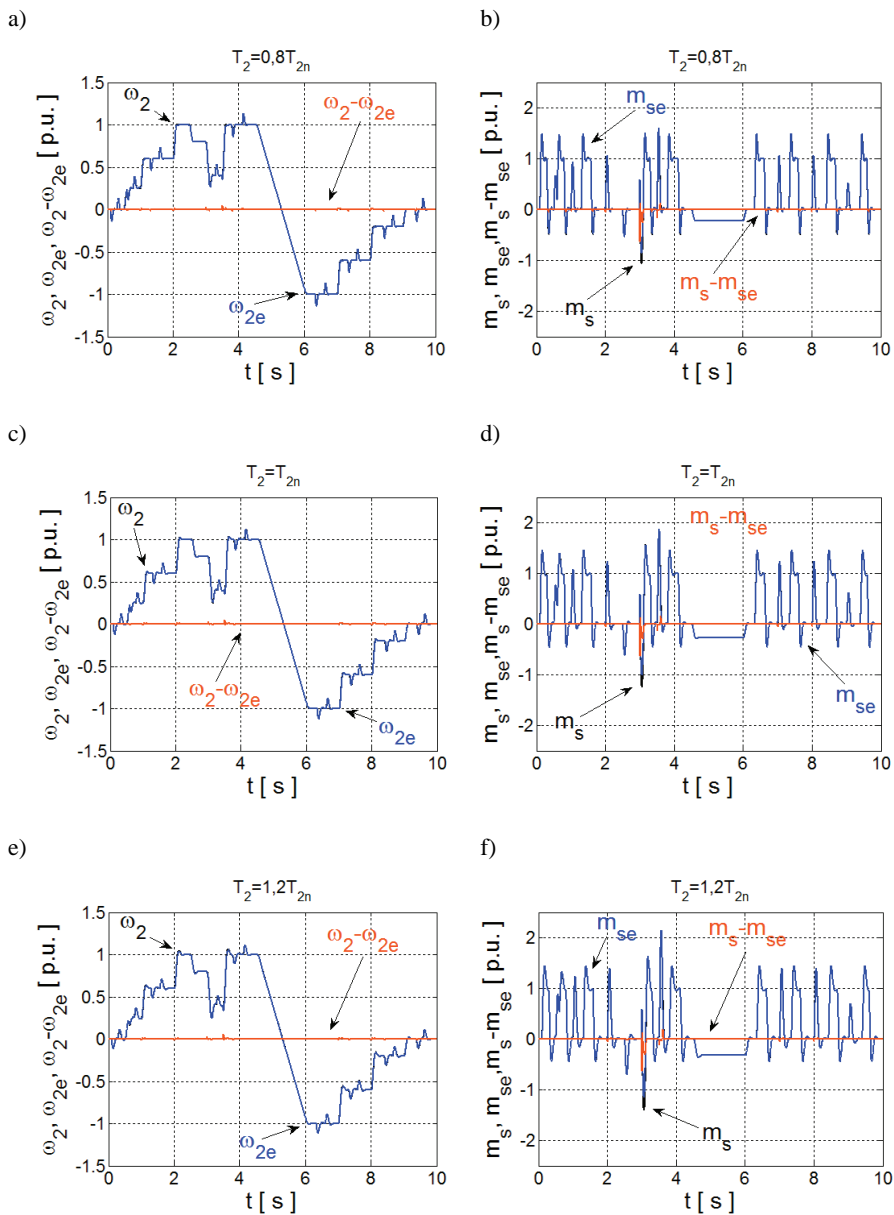
Rys. 3. Przebiegi rzeczywiste, estymowane oraz różnica wartości chwilowych prędkości obciążenia (a,c) oraz struktura zastosowanej sieci (b,d) - przed (a, b) oraz po (c, d) zastosowaniu algorytmu LRSI

Wstępne testy prezentują wpływ zastosowania redukcji struktury na dokładność odtwarzania obu zmiennych stanu. W tym celu wykonano badania, przedstawiające

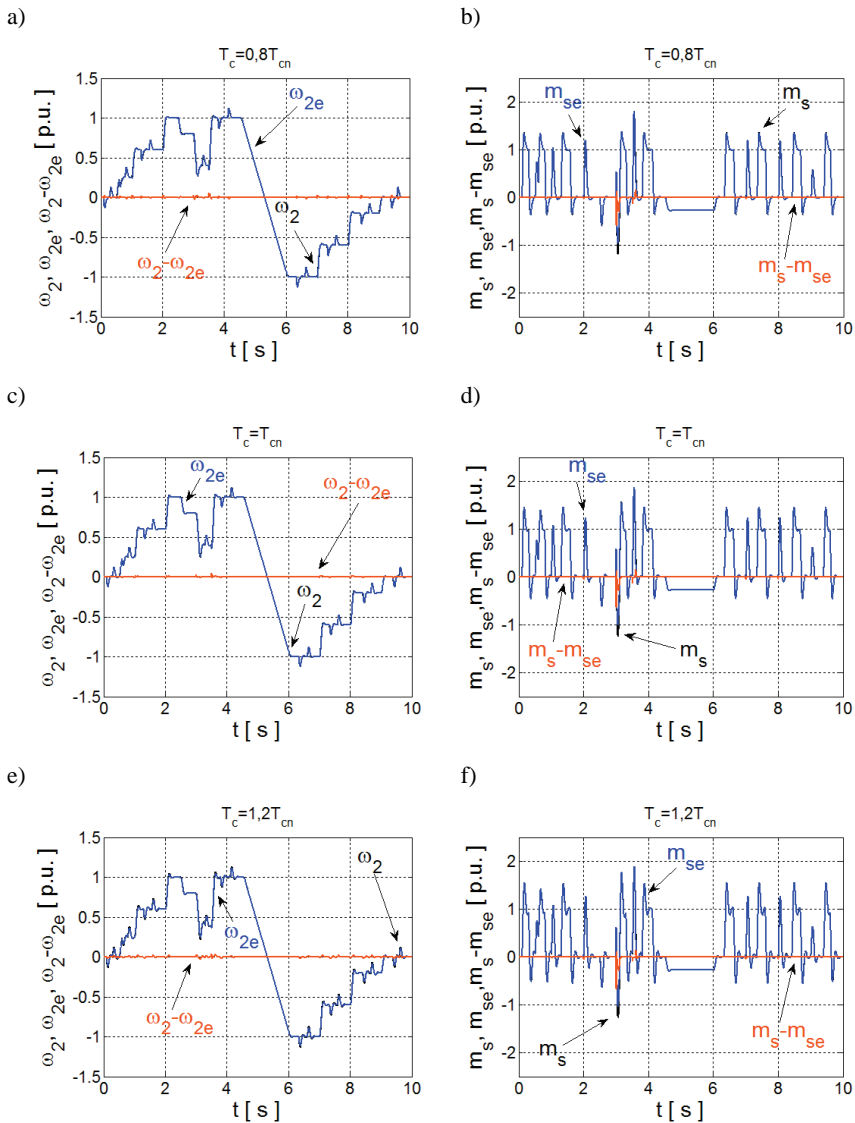
rezultaty estymacji obu zmiennych stanu przed usunięciem części struktury sieci neuronowej (po pierwszym treningu modelu) oraz po zastosowaniu *pruningu* (po dodatkowym douczaniu sieci). Wybrane wyniki badań zamieszczono na rysunku 3 oraz 4. Estymatory neuronowe testowano zbiorem danych nie wykorzystywanych w procesie treningu. Usunięcie jednego połączenia w wyjściowej części sieci neuronowej powoduje wyeliminowanie całego neuronu drugiej warstwy ukrytej. Należy podkreślić, że w ten sposób usunięcie jednej wagi w rzeczywistości pozwala na zredukowanie większej liczby obliczeń (w części wejściowej eliminowanego neuronu oraz funkcji aktywacji). Po powtórnym procesie treningu uzyskano zwiększenie dokładności estymacji obu zmiennych stanu, co jest obserwowalne szczególnie w stanach przejściowych. Błąd odtwarzania prędkości obciążenia przed usunięciem wybranego połączenia sieci wynosił $Err\omega_2 = 7,86$, natomiast po końcowych obliczeniach $Err\omega_2 = 1,57$. Dla momentu skrotnego uzyskano zmniejszenie wartości błędu z $Errm_s = 16,96$ do wartości $Errm_s = 3,60$.



Rys. 4. Przebiegi rzeczywiste, estymowane oraz różnica wartości chwilowych momentu skrotnego (a, c) oraz struktura zastosowanej sieci (b, d) – przed (a, b) oraz po (c, d) zastosowaniu algorytmu LRSI



Rys. 5. Przebiegi rzeczywiste, estymowane oraz różnica wartości chwilowych prędkości obciążenia (a, c, e) oraz momentu skrętnego (b, d, f) dla różnych wartości parametru T_2



Rys. 6. Przebiegi rzeczywiste, estymowane oraz różnica wartości chwilowych prędkości obciążenia (a, c, e) oraz momentu skrętnego (b, d, f) dla różnych wartości parametru T_c

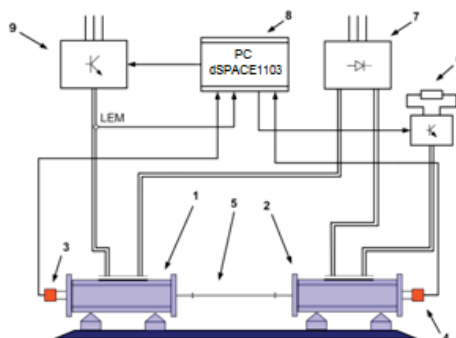
Tabela 2. Zestawienie błędów estymatorów neuronowych

	$T_2=T_{2n}; T_c=T_{cn}$	$T_2=0,8T_{2n}; T_c=T_{cn}$	$T_2=1,2T_{2n}; T_c=T_{cn}$	$T_c=0,8T_{cn}; T_2=T_{2n}$	$T_c=1,2T_{cn}; T_2=T_{2n}$
Err_{ω_2}	1,57	1,78	1,61	3,10	3,81
Err_{m_s}	3,60	3,75	4,54	3,89	3,94

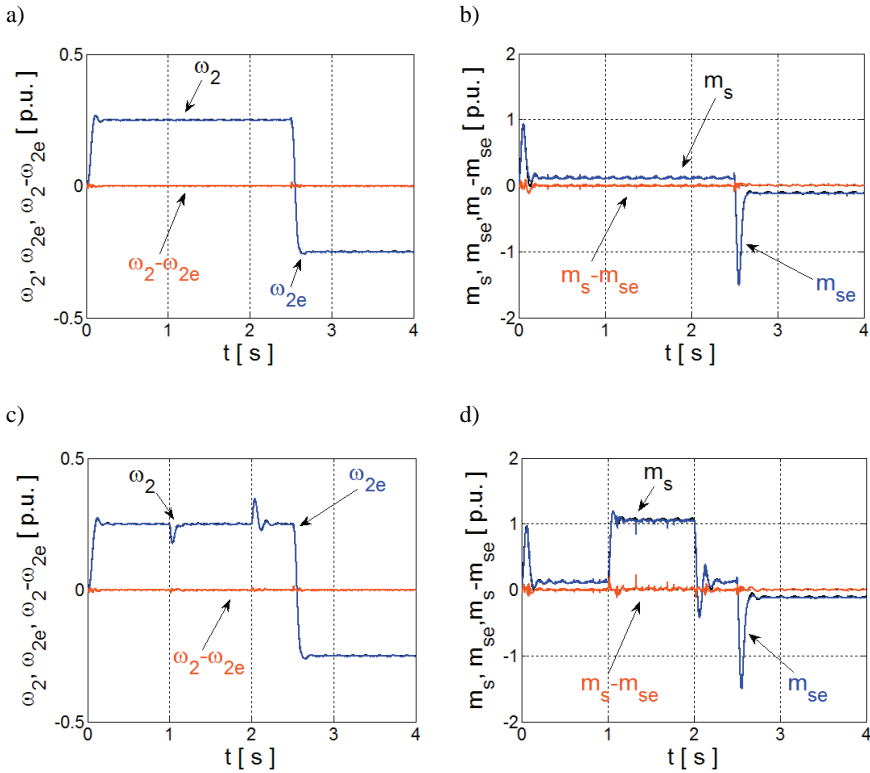
Następnie estymatory neuronowe zostały poddane testom, w których zmieniano wartości parametrów napędu. Wprowadzane zmiany nie były uprzednio uwzględniane w procesie treningu. Wyniki zaprezentowano na rysunku 5 oraz 6. Badania dotyczyły: stałej czasowej obciążenia T_2 oraz stałej czasowej elementu sprzęgającego T_c . Wartości wymienionych parametrów wprowadzano w zakresie $\pm 20\%$ w stosunku do wartości znamionowej. Zestawienie błędów zamieszczono w tabeli 1. W każdym z przeprowadzonych testów symulacyjnych, w układzie zadawano złożoną trajektorię prędkości zadanej, w stanach ustalonych prędkości przełączano moment (załączano oraz odłączano) moment obciążenia. Odtwarzane zmienne stanu są obliczane z dużą dokładnością. Wprowadzane zmiany parametrów napędu mają niewielki wpływ na działanie estymatorów neuronowych.

5. EKSPERYMENT

Kolejnym etapem prowadzonych badań były testy eksperymentalne analizowanych estymatorów neuronowych. W tym celu opisywane modele neuronowe zostały zaimplementowane oraz poddane testom na stanowisku laboratoryjnym. Schemat struktury stanowiska badawczego zamieszczono na rysunku 7. Algorytm związany z układem sterowania oraz estymatorami neuronowymi został zaimplementowany w procesorze sygnałowym karty dSPACE1103. Obliczenia realizowano na podstawie sygnałów pomiarowych z enkoderów prędkości oraz prądu. Sygnały sterujące struktury laboratoryjnej wyprowadzono do sterowalnych układów energoelektronicznych. Wirtualny panel operatorski oraz rejestracja danych pomiarowych została zrealizowana za pomocą oprogramowania ControlDesk. Układ dwumasowy został wykonany za pomocą dwóch silników prądu stałego połączonych długim wałem. Krok obliczeniowy skompilowanej aplikacji wyniósł 0,5 ms.



Rys. 7. Schemat stanowiska laboratoryjnego: 1 – silnik, 2 – maszyna obciążająca, 3, 4 – enkodery, 5 – wał łączący, 6 – rezystor hamujący, 7 – prostownik diodowy, 8 – układ sterujący, 9 – przetwornik tranzystorowy



Rys. 8. Przebiegi rzeczywiste, estymowane oraz różnica wartości chwilowych prędkości obciążenia (a, c) oraz momentu skrętnego (b, d) – przykładowe przebiegi

Na rysunku 8 zaprezentowano wybrane wyniki badań, prezentujące działanie estymatorów neuronowych na obiekcie rzeczywistym. Zaaplikowano sieci neuronowe, których topologia początkowa, wektory wejściowe, metodyka doboru współczynników wagowych, zostały opracowane zgodnie z opisem przedstawionym w poprzednich rozdziałach artykułu. Pierwsze testy wykonano dla napędu, w którym nie załączano obciążenia (rysunek 8a,b). Przedstawiono działanie układu dla skokowej zmiany prędkości zadanej do 25% prędkości znamionowej, w czasie $t = 2,5$ s następuje nawrót napędu. Zarówno prędkość obciążenia jak moment skrętny jest odtwarzany bardzo dokładnie. Następnie testy powtórzono w obecności zmian momentu obciążenia, które wprowadzono w czasie $t = 1$ s oraz $t = 2$ s. Charakterystyczne jest precyzyjne estymowanie obu zmiennych stanu w trakcie występowania chwilowych zakłóceń spowodowanych przełączaniem obciążenia. W analizowanym przypadku błąd estymacji prędkości obciążenia wynosił $Err\omega_2 = 0,66$, błąd odtwarzania momentu skrętnego: $Errm_s = 6,61$.

6. PODSUMOWANIE

W artykule opisano aplikację sieci neuronowych w strukturze napędowej o złożonej części mechanicznej. Zadaniem zastosowanych modeli było odtwarzanie prędkości obciążenia oraz momentu skrętnego napędu z połączeniem sprężystym. Uzyskano bardzo dużą dokładność estymacji. Opracowane estymatory charakteryzują się niewielką wrażliwością na zmiany parametrów napędu. W trakcie obliczeń współczynników modelu neuronowego zastosowano metodę *Levenberga–Marquardta*. W procesie uczenia przeprowadzono redukcję struktury sieci neuronowej w oparciu o współczynnik istotności *Local Relative Sensitivity Index*. Usunięcie części obliczeń modelu neuronowego wpłynęło na zmniejszenie błędu odtwarzania obu zmiennych stanu. Należy zaznaczyć, że założono usunięcie tylko jednego neuronu ze struktury każdego z estymatorów. W związku z tym wyeliminowano konieczność dalszej analizy procesu redukcji sieci neuronowej (skrócono czas obliczeń), osiągnięty efekt jest poprawą dokładności odtwarzania zmiennych stanu, nie jest optymalną strukturą modelu neuronowego. Opisane estymatory zmiennych stanu charakteryzują się specyficzną metodyką projektowania, w której nie wymagany jest model matematyczny obiektu oraz jego parametry. Bardzo precyzyjne sygnały estymowane otrzymano również w eksperymencie na stanowisku laboratoryjnym.

LITERATURA

- [1] GRZESIAK L.M., MEGNACK V., SOBOLEWSKI J., UFNALSKI B., *Genetic Algorithm for Parameters Optimization of ANN-based Speed Controller*, Proc. of The International Conference on Computer as a Tool, 2007, 1700–1705.
- [2] KAŻMIERKOWSKI M.P., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *NN State Estimation and Control in Converter-Fed Induction Motor Drives*, Chapter 2 in a book: *Soft Computing in Industrial Electronics*, Physica-Verlag, Springer, 2002, Heilderberg, Germany, 45–94.
- [3] SITAO W., CHOW T.W.S., *Intelligent machine fault detection using SOM based RBF neural networks*, IEEE International Joint Conference on Neural Networks, 2004, Vol. 3, 2077–2082.
- [4] VALENZUELA M.A., BENTLEY J.M., LORENZ R.D., *Evaluation of torsional oscillations in paper machine sections*, IEEE Transaction on Industrial Applications, 2005, Vol. 41, No. 2, 493–501.
- [5] ENGLERT M., TRAPP R., DE KLERK R., *Neural Control of a Nonlinear Elastic Two-Mass System*, Computational Intelligence, Theory and Applications, International Conference, 5th Fuzzy Days, 1997, Vol. 1226, 553–553.
- [6] TOMEI P., *A simple PD controller for robots with elastic joints*, IEEE Transactions on Automatic Control, 1991, Vol. 36, No. 10, 1208–1213.
- [7] BATTILOTTI S., LANARI L., *On optimal controllers for elastic joint robots*, Proceedings of the 34th IEEE Conference on Decision and Control, 1995, Vol. 3, 2818–2822.
- [8] PARK T.S., SHIN E.C., OH W.H., YOO J.Y., *Robust speed control for torsional vibration suppression of rolling mill drive system*, Proceedings of the 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON'03, 2003, 66–71.
- [9] SZABAT K., *Struktury sterowania elektrycznych układów napędowych z połączeniem sprężystym*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 61, Seria: Monografie Nr 19, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, 2008.

- [10] PAUL P. MUSZYŃSKI R., *Zmodyfikowany obserwator w układzie napędowym z połączeniem sprężystym*, Materiały konferencji SENE '03, 2003, 399–404.
- [11] SZABAT K., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Optimal design of the extended Kalman filter for the two-mass system using genetic algorithm*, Polish Academy of Sciences, Electrical Engineering Committee, 2006, Vol. 55, No. 3–4, 237–254.
- [12] FAHLMAN S.E., LEBIERE C., *The Cascade-Correlation Learning Architecture*, Advances in Neural Information Processing Systems, 2, D.S. Touretzky (ed.), Morgan-Kaufmann, Los Altos CA, 1990.
- [13] OSOWSKI S., *Sieci neuronowe do przetwarzania informacji*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2006.
- [14] KAMIŃSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Odtwarzanie zmiennych stanu układu napędowego z połączeniem sprężystym za pomocą sieci neuronowych z redukcją połączeń synaptycznych*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 62, Seria: Studia i Materiały, Nr 28, 2008, 2008, 396–405.
- [15] LE CUN Y., DENKER J.S., SOLLA S.A., *Optimal Brain Damage*, AT & T Bell Laboratories, 1990.
- [16] HASSIBI B., STORK D.G., WOLFF G.J., *Optimal brain surgeon and general network pruning*, CRC-TR-9235, RICOH California Research Center, 1992.
- [17] HASSIBI B., STORK D.G., *Second order derivatives for network pruning: Optimal brain surgeon*, Advances in Neural Information Processing Systems, 5, Morgan Kaufmann, 1993.
- [18] HANCOCK P.J.B., *Pruning Neural Nets by Genetic Algorithm*, Proceedings of the International Conference on Artificial Neural Networks, Elsevier, 1992, 991–994.
- [19] PONNAPALLI P.S., HO K.C., THOMSON M., *A Formal Selection and Pruning Algorithm for Feedforward Artificial Neural Network Optimization*, IEEE Trans. Neural Netw., 1999, Vol. 10, No. 4, 964–968.
- [20] KARNIN E.D., *A Simple Procedure for Pruning Backpropagation Trained Neural Networks*, IEEE Trans. Neural Networks, 1990, Vol. 1, No. 2, 239–242.
- [21] KAMIŃSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Analysis of chosen training algorithms in practical design process of neural network based state estimators of two-mass drive system*, Electromagnetic phenomena in nonlinear circuits, EPNC 2012, XXII symposium, proceedings, Pula, Croatia, June 26–June 29, 2012. Rijeka, Faculty of Engineering, University of Rijeka, Croatia, Polskie Towarzystwo Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej, Poznań 2012, 85–86.

ESTIMATION OF STATE VARIABLES OF TWO-MASS SYSTEM USING NEURAL MODELS

This paper is focused on neural models applied for estimation of state variables drive with elastic connection. Models that estimate speed of the load and shaft torque are analyzed. For calculation of weight coefficients of neural networks the *Levenberg–Marquardt* algorithm was used. This stage of the whole design process was modified by application of the structure reduction of neural models (based on *Local Relative Sensitivity Index*). For this purpose significance factors of the connections were used. Prepared models of state variables have high precision of estimation for wide range of changes of reference speed and switching of the load, and also for changes of the parameters of two-mass system. Simulation results are confirmed by experimental tests.

*odnawialne źródła energii, małe elektrownie wodne,
system elektroenergetyczny, oddziaływanie na system,
obliczenia, modelowanie, symulacja komputerowa,
spadki napięcia, prądy zwarciovowe*

Bogusław KAROLEWSKI*

MODELOWANIE WPLYWU MAŁEJ ELEKTROWNI WODNEJ NA SIĘĆ

Zamodelowano wycinek systemu zasilającego, do którego jest przyłączona mała elektrownia wodna z generatorami indukcyjnymi. Do modelowania i symulacji wykorzystano program ATP. Wyznaczano spadki napięć na poszczególnych elementach układu zasilającego. Analizowano wpływ załączania elektrowni na zmiany napięć w układzie. Wyznaczono wartości prądów zwarciovych. Wyniki symulacyjne porównano z uzyskanymi kalkulatorowo, z wykorzystaniem tradycyjnych metod obliczeniowych.

1. WPROWADZENIE

W systemie elektroenergetycznym pracuje wiele małych elektrowni wykorzystujących źródła odnawialne, a powstają następne. Elektrownie te mogą wywierać zarówno pozytywny jak i negatywny wpływ na pracę systemu, niezawodność zasilania i jakość energii dostarczanej odbiorcom. Dlatego też przed włączeniem elektrowni do systemu konieczne jest dokonanie szczegółowej analizy jej pracy i zmian parametrów sieci wywołanych obecnością nowego źródła.

W artykule [4] przedstawiono proces oceny wpływu małej elektrowni na sieć na przykładzie przepływowej elektrowni wodnej z generatorami indukcyjnymi. Obliczenia wykonano wykorzystując tradycyjne metody wyznaczania prądów w szczycie i w dolinie obciążenia, spadków napięcia i prądów zwarciovych [5]. W obecnych badaniach przyjęto podobny układ sieciowy, ale o zmienionych parametrach. Wykorzystując metody opisane w [4] wyznaczono spadki napięć i wartości prądów zwarciovych w układzie. Następnie zamodelowano badaną sieć wykorzystując program

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-370 Wrocław, e-mail: boguslaw.karolewski@pwr.edu.pl

przeznaczony do symulowania pracy systemu elektroenergetycznego w stanach ustalonych i nieustalonych. Był to powszechnie dostępny (po rejestracji) pakiet ATP [6]. Program uwzględnia elektromagnetyczne stany przejściowe układu. Umożliwiło to porównanie wyników wykorzystania tradycyjnej quasi-statycznej metody kalkulatorowej i metody symulacyjnej, wykorzystywanej w programie.

2. OBIEKT BADAŃ

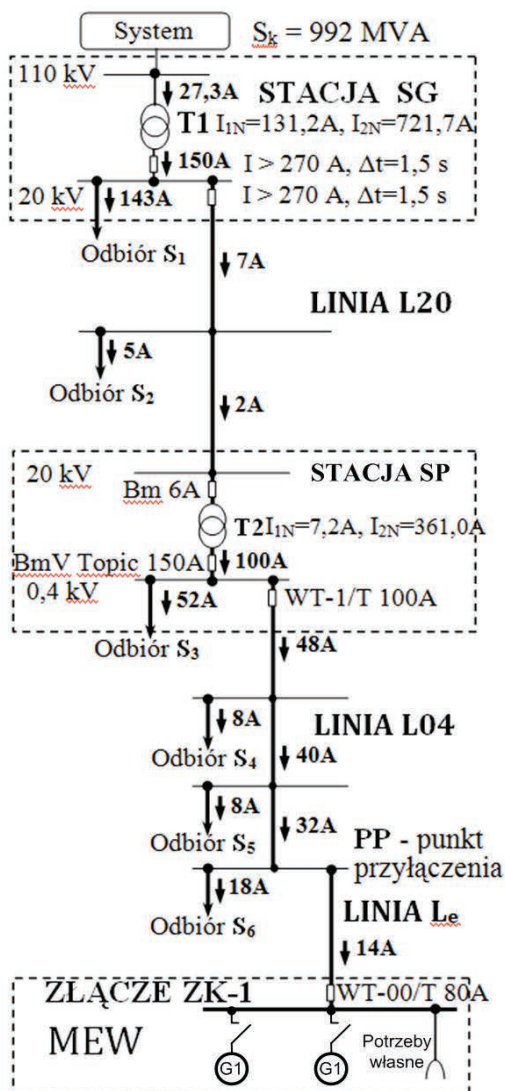
Schemat układu połączeń elektrowni z siecią zasilającą przedstawiono na rys. 1. Zaznaczono również rozpyły prądów dla jednego z analizowanych wariantów pracy układu – w okresie szczytu obciążenia sieci, przy wyłączonych generatorach. W dolinie obciążenia odbiorniki pobierają około czterokrotnie mniejsze moce, więc wartości prądów są odpowiednio mniejsze. Przy pracującej elektrowni dochodzą prądy generowane, wypływające z generatorów.

Podstawowe dane układu są następujące:

- moce znamionowe generatorów indukcyjnych $P_{n1} = 40$ kW, $P_{n2} = 90$ kW,
- prądy znamionowe maszyn $I_{n1} = 66$ A, $I_{n2} = 170$ A,
- prędkości znamionowe przy pracy silnikowej $n_1 = 980$ obr./min, $n_2 = 737$ obr./min,
- transformator T1 110/20 kV, moc 25 MVA ($uz\% = 13,01\%$, $\Delta P_{Fe} = 16360$ W, $\Delta P_{Cu} = 147249$ W),
- transformator T2 20/0,4 kV, moc 250 kVA ($uz\% = 4,67\%$, $\Delta P_{Fe} = 750$ W, $\Delta P_{Cu} = 4816$ W),
- jako odbiór S_1 potraktowano pozostałe linie (poza L20) przyłączone do rozdzielni 20 kV stacji SG,
- odbiór S_2 reprezentuje moc odpływającą przez rozgałęzienia linii L20,
- S_3 to moce przekazywane liniami nn (poza rozpatrywaną L04) z rozdzielni 0,4 kV stacji SP,
- odbiory S_4, S_5 reprezentują dwie grupy zabudowań zasilanych z linii L04,
- odbiór S_6 to moc odbiorników przyłączonych do linii L04 za punktem przyłączenia elektrowni (PP),
- moce odbiorów przeliczono na wartości prądów podanych na rys. 1 przy $\cos\varphi = 0,8$,
- impedancje zastępcze elementów:
 - systemu na poziomie 110 kV $X_q = 13,417$ Ω ,
 - T1 na poziomie 20 kV $RT1 = 0,094$ Ω , $XT1 = 2,082$ Ω ,
 - L20 na poziomie 20 kV $RL1 = 2,424$ Ω , $XL1 = 2,240$ Ω ,
 - T2 na poziomie 0,4 kV $RT2 = 0,012$ Ω , $XT2 = 0,030$ Ω ,
 - L04 na poziomie 0,4 kV $RL2 = 0,060$ Ω , $XL2 = 0,042$ Ω ,
 - L_e do elektrowni 0,4 kV $RLe = 0,052$ Ω , $XLe = 0,050$ Ω ,

– parametry modeli transformatorów wykorzystywane w programie symulacyjnym:

- T1 strona wysoka $RT1H = 1,4254 \Omega$, $XT1H = 31,4519 \Omega$,
- T1 strona niska $RT1L = 0,1414 \Omega$, $XT1L = 3,1192 \Omega$,
- T2 strona wysoka $RT2H = 46,2336 \Omega$, $XT2H = 102,0999 \Omega$,
- T2 strona niska $RT2L = 0,0062 \Omega$, $XT2L = 0,0136 \Omega$.



Rys. 1. Schemat układu z przyjętym rozplywem prądów w szczycie obciążeniu sieci, przy wyłączonych generatorach (prąd dopływa do odbiorników potrzeb własnych)

3. WYNIKI OBLICZEŃ METODĄ STATYCZNĄ

Wykorzystując wzór [2]:

$$\Delta U \% = \frac{\sqrt{3} \cdot 100}{U_N} I \cdot (\pm R \cos \varphi + X \sin \varphi) [\%], \quad (1)$$

wyznaczono wartości spadków napięcia w stanie ustalonym, gdy elektrownia nie pracuje, a obciążenia układu mają wartości szczytowe. W tym przypadku przed R stawia się znak „+”.

Policzono również prąd początkowy przy trójfazowym zwarciu symetrycznym:

$$I_{k3} = \frac{c \cdot U_N}{\sqrt{3} \cdot Z_{kz}} [\text{A}] \quad (2)$$

gdzie:

c – współczynnik napięciowy,

Z_{kz} – impedancja zastępcza obwodu zwarciego.

Najmniejsza spodziewana wartość prądu zwarcia jednofazowego z ziemią:

$$I_{k1} = \frac{0,95 \cdot U_{Nf}}{Z_{kz1}} [\text{A}] \quad (3)$$

gdzie Z_{kz1} – impedancja zastępcza zgodna obwodu zwarciego.

Wzrost napięcia wywołany generacją mocy czynnej P_G i biernej Q_G z pominięciem poboru mocy przez odbiory nn, zasilane z sieci, do której przyłączono generator, oszacowano na podstawie wzoru:

$$\Delta U \% = \frac{P_G \cdot R + Q_G \cdot X}{U_N^2} \cdot 100\% . \quad (4)$$

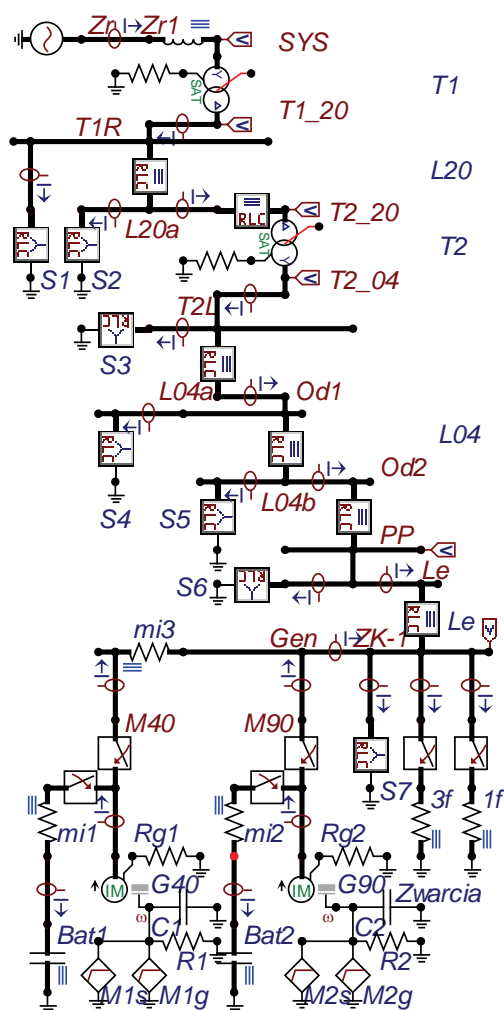
Uzyskane wartości spadków napięcia:

- na reaktancji systemu $\Delta U_s \% = 0,35\%$,
- na T1, $\Delta UT1 \% = 1,72\%$,
- na L20, $\Delta UL20 \% = 0,18\%$,
- na T2, $\Delta UT2 \% = 1,20\%$,
- na L04, $\Delta UL04 \% = 1,23\%$,
- na L_e , $\Delta UL_e \% = 0,43\%$,
- sumaryczny od rozdzielni elektrownianej ZK-1 do systemu, $\Delta U \% = 5,11\%$.

Prąd zwarcia trójfazowego w rozdzielni ZK-1, dopływający od strony systemu $I_{k3} = 1560$ A, a minimalny prąd zwarcia jednofazowego z ziemią $I_{k1} = 689$ A. Wzrost napięcia w ZK-1 przy znamionowej pracy obu generatorów wyniósł 9,1%.

4. MODEL SYMULACYJNY W ATP

Badany układ sieciowy zamodelowano wykorzystując program ATP. Schemat modelu przedstawiono na rys. 2.



Rys. 2. Schemat modelu w programie ATP

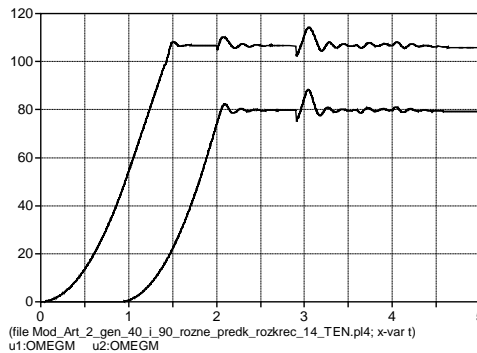
W obliczeniach symulacyjnych przyjęto następującą sekwencję zdarzeń:

- w chwili 0 rusza turbina napędzająca maszynę 40 kW (odłączoną od sieci). Moment napędowy rośnie liniowo od 0 aż do wartości znamionowej (380 Nm) przez czas 1 s;

- w chwili 1,4 s – gdy prędkość maszyny osiąga 95% synchronicznej (99,5 rad/s) – maszyna zostaje włączona do sieci. W chwili 1,6 s załączana jest bateria kondensatorów. Generator pracuje z prędkością nadsynchroniczną;
- od 0,5 s druga maszyna – o mocy 90 kW – jest napędzana momentem narastającym od 0 do znamionowego (1166 Nm) w czasie 1 s. W chwili 2 s maszyna osiąga prędkość 74,5 rad/s i zostaje połączona z siecią. Po 0,2 s załączana jest jej bateria kondensatorów;
- w okresie od 2,9 do 3,0 s trwa zwarcie trójfazowe w rozdzielni ZK-1, zasilanej z obu generatorów i z systemu;
- pomiędzy 3,6 a 4,0 s zamodelowano zwarcie jednofazowe doziemne fazy A w ZK-1;
- po ustaleniu się przebiegów wywołanych zwarcie, od chwili 4,3 s przez czas 0,5 s następuje liniowe zmniejszanie momentów napędzających oba generatory do połowy wartości znamionowych;
- obliczenia kończą się po osiągnięciu czasu 5 s.

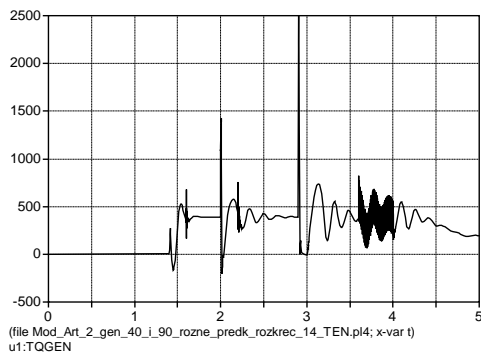
5. WYNIKI SYMULACJI

Przykłady uzyskanych przebiegów przedstawiono na kolejnych rysunkach. Rysunek 3. dotyczy prędkości obu maszyn. Widoczne są udary w chwili włączania maszyn do sieci oraz podczas zwarcia trójfazowego. Zwarcie jednofazowe nie spowodowało znacznych zmian prędkości generatorów. W końcowym okresie symulacji ich prędkości maleją z powodu zmniejszania momentu napędowego.

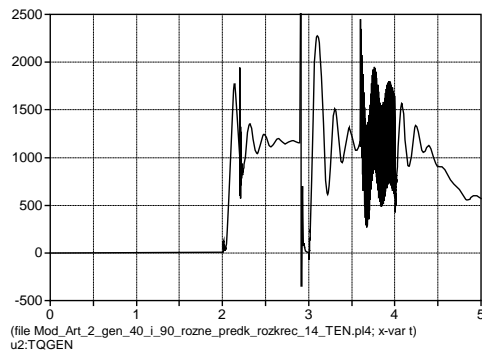


Rys. 3. Prędkości obu maszyn podczas rozpędzania i pracy generatorowej

W przypadku momentów elektromagnetycznych generatorów (rys. 4 i 5), wpływ zwarcia jednofazowego jest wyraźny. Występują w tym czasie szybkozmiennie drgania momentu.

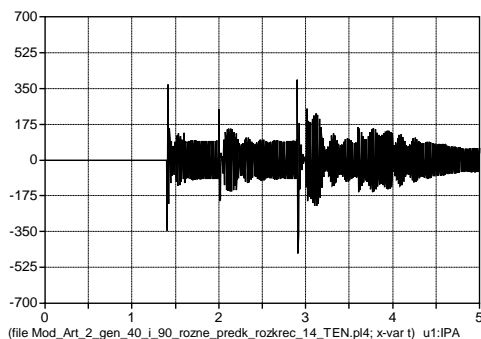


Rys. 4. Moment elektromagnetyczny generatora 40 kW

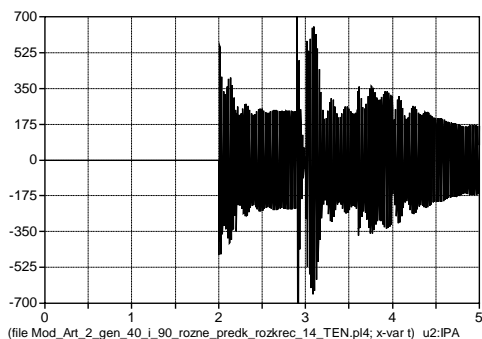


Rys. 5. Moment elektromagnetyczny generatora 90 kW

Prądy generatorów przedstawiono na rys. 6 i 7. Zwiększone wartości prądu występują zaraz po załączeniu maszyny, po wyłączeniu zwarcia trójfazowego, a częściowo również w trakcie zwarcia jednofazowego. Piki prądu pojawiają się w chwili załączenia baterii kondensatorów i wystąpienia zwarcia trójfazowego.

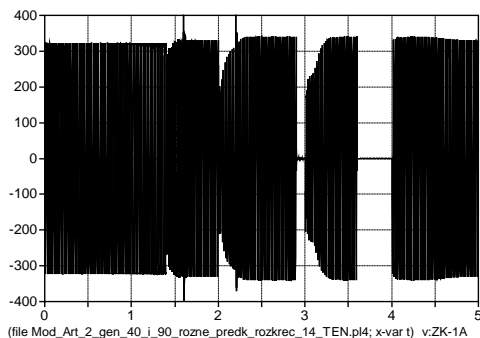


Rys. 6. Przebieg wartości chwilowych prądu fazy A generatora o mocy 40 kW

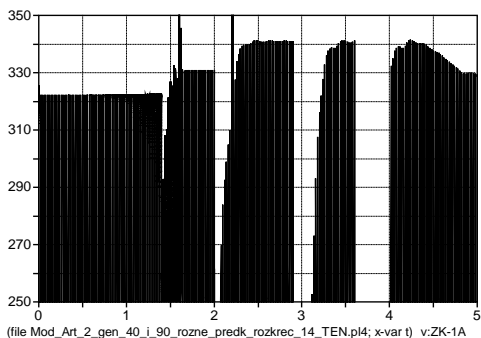


Rys. 7. Przebieg wartości chwilowych prądu fazy A generatora o mocy 90 kW

Zmiany napięcia w rozdzielni generatorowej przedstawiono na rys. 8 i 9. Obniżenia występujące po załączeniu generatorów są proporcjonalne do ich mocy. Podczas zwarcia trójfazowego napięcie spada do zera, a po jego wyłączeniu stopniowo się odbudowuje w miarę powrotu generatorów do pracy znamionowej. Napięcie fazy A spada do zera również podczas zwarcia jednofazowego w tej fazie. Po likwidacji zwarcia napięcie szybko wraca do normy, gdyż warunki pracy generatorów zmieniły się tylko nieznacznie. Na rysunku 9 widoczne są kolejne wzrosty napięcia wywołane załączeniami generatorów. W końcowym okresie symulacji, wskutek zmniejszania mocy generatorów, napięcie stopniowo maleje.

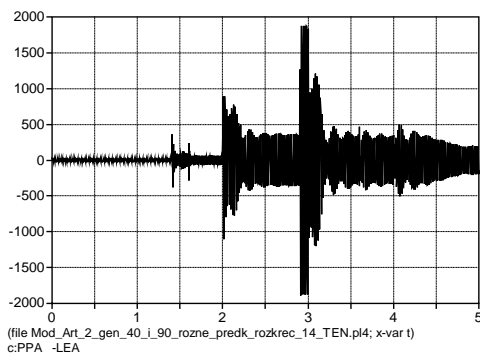


Rys. 8. Przebieg wartości chwilowych napięcia fazy A w rozdzielni ZK-1

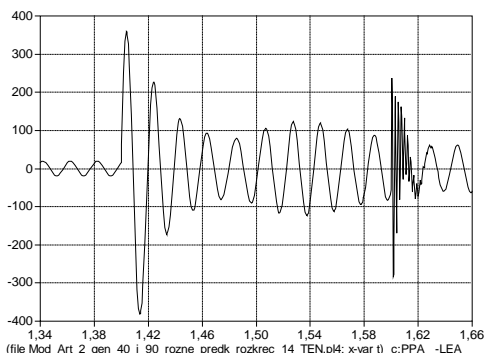


Rys. 9. Górna obwiednia przebiegu wartości chwilowych napięcia fazy A w rozdzielni ZK-1 (powiększony fragment rys. 8)

Prąd pomiędzy systemem a rozdzielnią ZK-1 przedstawiono na rys. 10, a jego powiększony fragment na rys. 11. Na powiększeniu widoczny jest wzrost prądu po włączeniu pierwszego generatora oraz oscylacje wywołane załączeniem baterii. W analizowanym okresie czasowym, następuje zmiana fazy prądu. Początkowo prąd dopływa do rozdzielni, a po włączeniu generatora jego kierunek stopniowo zmienia się na przeciwny. Wartość skuteczną tego prądu można wykorzystać do oceny, czy nie została przekroczona dopuszczalna obciążalność linii L_e .

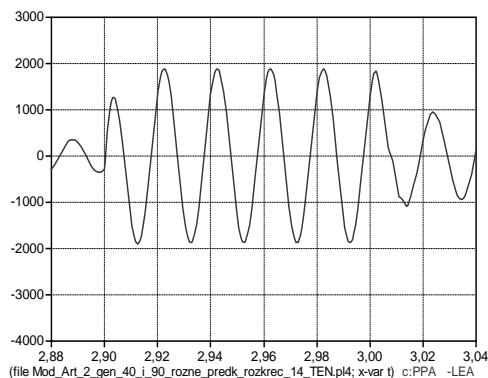


Rys. 10. Przebieg wartości chwilowych prądu fazy A płynącego linią przyłączeniową elektrowni L_e

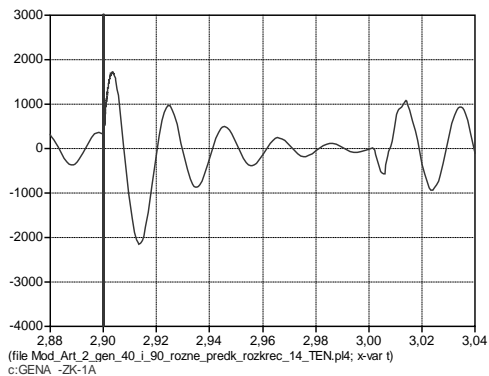


Rys. 11. Wycinek przebiegu wartości chwilowych prądu fazy A linii przyłączeniowej elektrowni L_e (powiększony fragment rys. 10)

Przebieg składowych prądu zwarcia trójfazowego: jego części dopływającej od strony systemu i drugiej – szybko zanikającej – od strony generatorów, przedstawiono na rys. 12 i 13. Maksymalna wartość skuteczna całkowitego prądu zwarciovego wynosi 2828 A, składowej od systemu 1340 A, a od generatorów 1513 A.



Rys. 12. Przebieg wartości chwilowych prądu fazy A dopływającego od strony systemu podczas zwarcia trójfazowego



Rys. 13. Przebieg wartości chwilowych prądu fazy A dopływającego od strony generatorów podczas zwarcia trójfazowego

Badano również prąd zwarcia jednofazowego w fazie A. Wartość całkowitego prądu zwarcia wynosi 629 A, składowa od systemu waha się w granicach od 219 do 290, czyli średnio około 255 A. Składowa pochodząca od generatorów zmienia się w zakresie od 353 do 509, a średnio wynosi 431 A.

6. PORÓWNANIE WYNIKÓW OBLICZEŃ STATYCZNYCH I SYMULACYJNYCH

Z przebiegów uzyskanych symulacyjnie obliczono wartości skuteczne spadków napięć i prądów zwarcia. Porównanie tych wartości z uzyskanymi w wyniku obliczeń statycznych przedstawiono w tab. 1.

Tabela 1. Porównanie wyników obliczeń statycznych i symulacyjnych

Uzyskane wyniki		Met. statyczna	Symul. ATP
Spadek napięcia na (generatory wyłączone)	reaktancji systemu ΔU_s [%]	0,35	0,39
	transformatorze T1, ΔU_{T1} [%]	1,72	1,80
	linii L20, ΔU_{L20} [%]	0,18	0,22
	transformatorze T2, ΔU_{T2} [%]	1,20	1,32
	linii L04, ΔU_{L04} [%]	1,23	1,20
	linii L_e , ΔU_{L_e} [%]	0,43	0,38
Suma od ZK-1 do systemu, ΔU [%]		5,11	5,31
Wzrost napięcia w ZK-1 przy znam. pr. generat. [%]		9,1	5,8
Prąd zwarcia trójfaz. od strony systemu I_{k3} [A]		1560	1340
Prąd zwarcia jednofazowego z ziemią I_{k1} [A]		689	255

Wyniki obliczeń spadków napięć mają dobrą zgodność. Różnice w wyznaczeniu sumarycznego spadku napięcia nie przekraczają 5% wartości symulacyjnej. Wzrost napięcia w punkcie przyłączenia po załączeniu generatorów uzyskany symulacyjnie jest znacznie mniejszy, gdyż metoda ta uwzględnia pobór mocy przez odbiorniki pracujące w analizowanej sieci. Różnica pomiędzy wartościami prądu zwarcia trójfazowego dopływającego od systemu wynosi około 16% wartości symulowanej. Biorąc pod uwagę konieczny współczynnik bezpieczeństwa zabezpieczeń zwarciovych, jest to do przyjęcia. Natomiast wartości prądu zwarcia jednofazowego różnią się ponad dwukrotnie. Wymaga to weryfikacji uzyskanych wyników, np. ich sprawdzenia na innym układzie sieciowym.

7. PODSUMOWANIE

Wystąpiły dość znaczne rozbieżności wartości prądów zwarciovych, zwłaszcza przy zwarciu jednofazowym, pomiędzy metodą statyczną i symulacyjną z wykorzystaniem ATP. Sprawa to wymaga dalszych badań. Różnice między poziomem napięć wywołanych załączeniem elektrowni dają się wytłumaczyć większą dokładnością metod symulacyjnych. Symulacja umożliwia analizowanie wielu parametrów i zjawisk, niedostępnych do wyznaczenia metodami statycznymi.

LITERATURA

- [1] KACEJKO P., *Generacja rozproszona w systemie elektroenergetycznym*, Wyd. Uczelniane Politechniki Lubelskiej, Lublin 2004.
- [2] KAROLEWSKI B., LIGOCKI P., *Analiza połączenia małej elektrowni wodnej z systemem elektroenergetycznym*, Wiadomości Elektrotechniczne, 2005, nr 5.
- [3] KAROLEWSKI B., STOCHMIALEK W., *Analiza układu zasilania małej elektrowni wodnej*, PNIMNiPE Politechniki Wrocławskiej, Nr 65, Seria: Studia i Materiały, Nr 31, 2011.
- [4] KAROLEWSKI B., *Wpływ małej elektrowni na sieć*, Wiadomości Elektrotechniczne, 2012, nr 8.
- [5] MARKIEWICZ H., *Instalacje elektryczne*, WNT, Warszawa 1996.
- [6] ROSOŁOWSKI E., *Komputerowe metody analizy elektromagnetycznych stanów przejściowych*, Oficyna Wyd. Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2009.

MODELING THE IMPACT OF LOW HYDROELECTRIC POWER STATION ON SUPPLY NETWORK

Was modelled segment of the supply system, to which is attached a small hydroelectric power plant with induction generators. For modelling and simulation was used software ATP. Voltage drops on the components of the supply system was determined. Analysis of the effect switching on power voltage changes in the system were done. Values of short-circuit currents were determined. The simulation results were compared with those obtained using static calculation methods.

*DTC-SVM, DFOC, silnik indukcyjny,
przekształtnik częstotliwości, IGBT, uszkodzenie łącznika*

Kamil KLIMKOWSKI*, Mateusz DYBKOWSKI*

WPLYW USZKODZENIA TRANZYSTORA IGBT PRZEKSZTAŁTNIKA CZĘSTOTLIWOŚCI NA PRACĘ NAPĘDU INDUKCYJNEGO

W artykule przedstawiono wpływ uszkodzenia łącznika tranzystorowego IGBT na pracę układu napędowego z silnikiem indukcyjnym w strukturze bezpośredniego sterowania momentem elektromagnetycznym DTC-SVM oraz polowo-zorientowanej DFOC. Przedstawiono wyniki badań wpływu awarii (ang. *open-switch fault*) na zachowanie się takich zmiennych stanu, jak: prędkość mechaniczną, moment elektromagnetyczny, prądy fazowe stojana oraz strumień wirnika i/lub stojana.

1. WPROWADZENIE

Niezawodność układów energoelektronicznych jest jednym z najistotniejszych tematów związanych z napędami elektrycznymi. Związane jest to między innymi z faktem stosowania coraz bardziej skomplikowanych i droższych obwodów sterowania i regulacji. Tym samym wzrosło zainteresowanie metodami diagnostyki uszkodzeń przekształtników, ich ochroną oraz tzw. układami bezpiecznymi. Szacuje się, że ponad 80% uszkodzeń przemienników częstotliwości jest spowodowanych nieprawidłowościami pracy łączników tranzystorowych, spośród których najczęściej występującymi awariami są zwarcia (ang. *short circuit*) lub brak przewodzenia prądu (ang. *open-switch fault*) [1], [5], [6]. Zwarcia mogą być spowodowane uszkodzeniami izolacji przewodów, przepływem zbyt dużych wartości prądów lub degradacją bramek łączników wynikającą z efektów starzeniowych. Ten typ awarii obecnie jest eliminowany przez stosowanie standardowych zabezpieczeń nadprądowych, które w sytuacji krytycznej wyłączają układ napędowy.

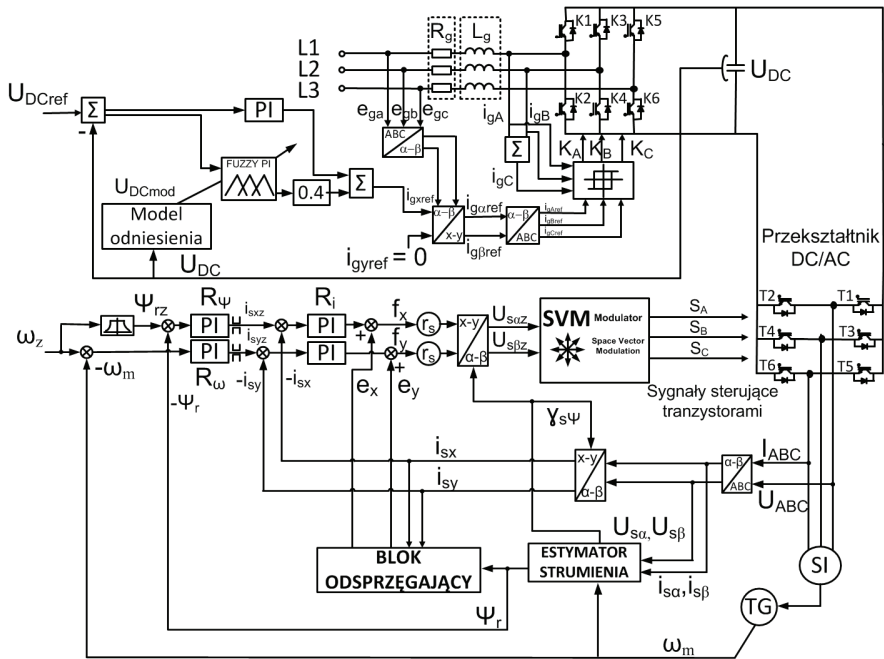
* Politechnika Wrocławska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: kamil.klimkowski@pwr.wroc.pl, mateusz.dybkowski@pwr.wroc.pl

Znacznie częściej dochodzi do uszkodzeń łączników spowodowanych brakiem przewodzenia prądu, co może być źródłem silnych oscylacji momentu elektromagnetycznego, strumienia wirnika bądź stojana, napięcia w układzie pośredniczącym przemiennika czy też wzrostu amplitudy prądu stojana. Jeśli taki stan trwa przez dłuższy czas to może on spowodować trwałe uszkodzenia w układzie zasilania, sterowania oraz silnika [2], [6]. Po wystąpieniu takiego rodzaju uszkodzenia łącznika możliwa jest dalsza prawidłowa praca napędu, ale konieczne jest stosowanie układów odpornych na awarie, np. obwodów redundantnych.

W artykule dokonano analizy wpływu uszkodzenia typu *open-switch* łącznika tranzystorowego IGBT dla układów napędowych sterowanych metodami wektorowymi DFOC oraz DTC-SVM zasilanych z trójfazowego przemiennika częstotliwości AC/DC/AC. Badania wykonano w środowisku *MATLAB-SimPowerSystem*.

2. UKŁAD NAPĘDOWY Z SILNIKIEM INDUKCYJNYM STEROWANYM METODĄ DFOC ORAZ DTC-SVM

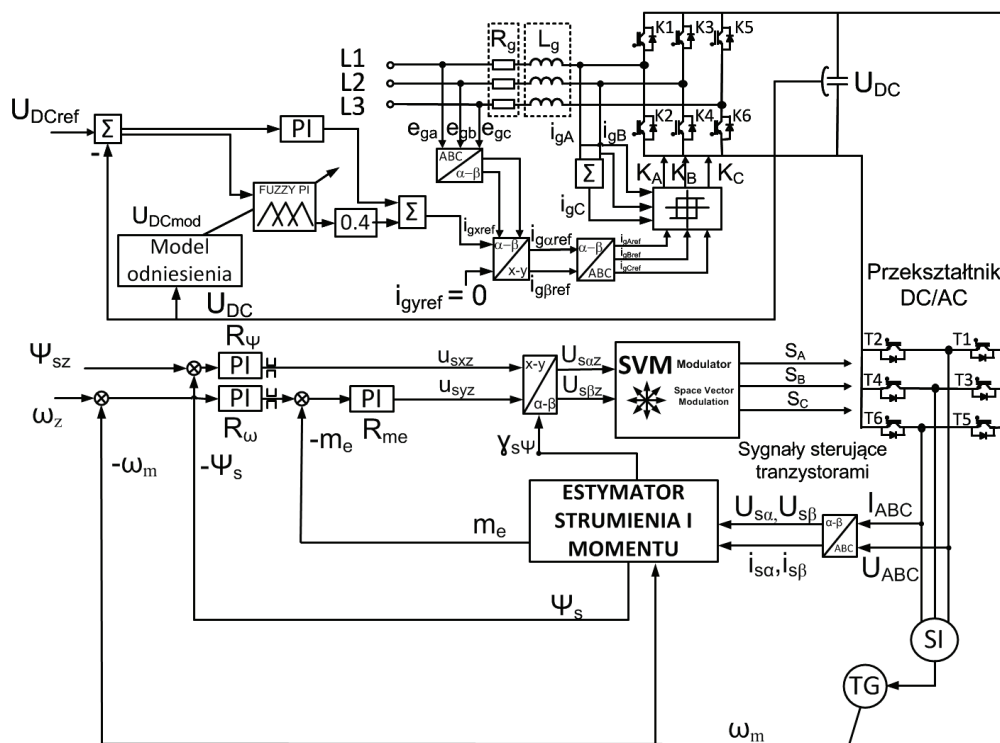
Dzięki bardzo dobrym właściwościom dynamicznym oraz statycznym, sterowanie polowo-zorientowane jest bardzo często stosowane w układach napędowych.



Rys. 1. Struktura układu sterowania polowo-zorientowanego dla napędu z silnikiem indukcyjnym [3]

Metoda ta pozwala na wydzielenie składowej czynnej wektora prądu stojana decydującej o momencie elektromagnetycznym oraz składowej biernej odpowiedzialnej za strumień. Badania symulacyjne wykonano w układzie, którego schemat przedstawiono na rys. 1.

Drugą badaną metodą jest DTC-SVM (ang. *Direct Torque Control*), która opiera się na bezpośrednim powiązaniu momentu elektromagnetycznego i strumienia stojana silnika indukcyjnego z napięciem stojana generowanym przez przemiennik częstotliwości. Taka zależność pozwala na precyzyjne sterowanie momentem elektromagnetycznym maszyny. Schemat struktury wykorzystanej w badaniach przedstawiono na rys. 2.



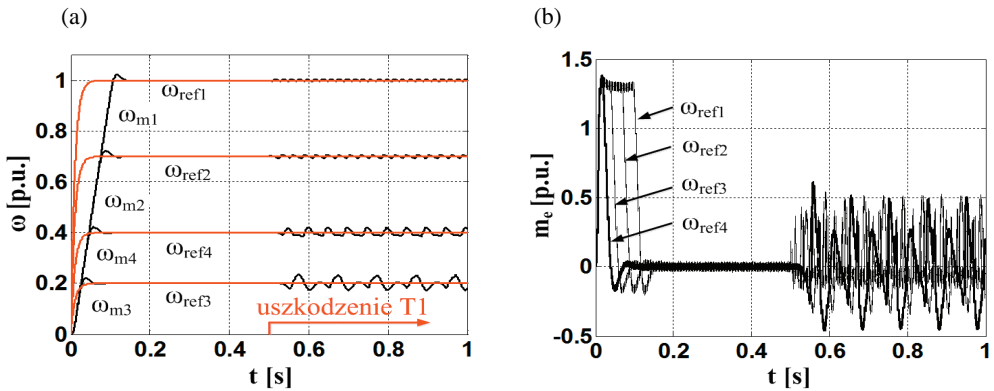
Rys. 2. Struktura układu bezpośredniego sterowania momentem z modulatorem SVM dla napędu z silnikiem indukcyjnym [3]

W strukturze sterowania zastosowano klasyczne regulatory PI. W układzie wykorzystano prostownik aktywny sterowany metodą VOC (ang. *Voltage Oriented Control*).

3. WPŁYW USZKODZENIA TRANZYSTORA IGBT NA PRACĘ UKŁADU NAPĘDOWEGO STEROWANEGO METODĄ DFOC

Analiza uszkodzenia tranzystora IGBT polega na podaniu sygnału logicznego o zerowej wartości na bramkę tranzystora. Symulacji uszkodzeń łączników dokonano przy różnych prędkościach obrotowych: $\omega_{m1} = \omega_{mN}$, $\omega_{m2} = 0,7 \omega_{mN}$, $\omega_{m3} = 0,4 \omega_{mN}$ oraz $\omega_{m4} = 0,2 \omega_{mN}$ silnika, w trakcie jego pracy bez obciążenia.

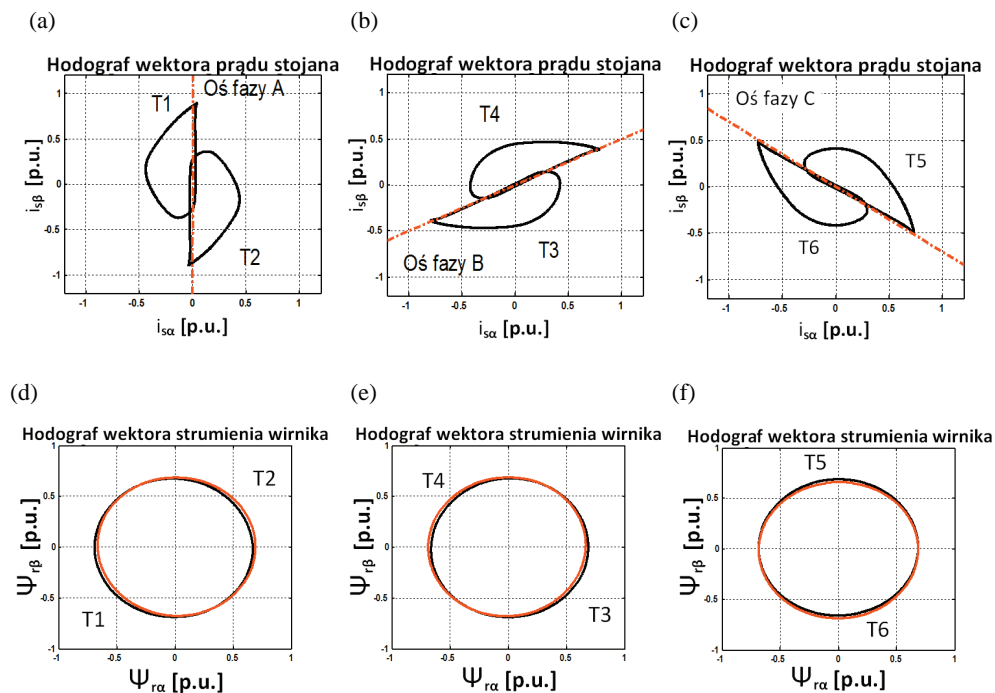
Na rysunku 3 przedstawiono przebiegi prędkości i momentu elektromagnetycznego dla różnych wartości prędkości referencyjnej przy sterowaniu połowo-zorientowanym DFOC. W chwili $t = 0,5$ s dokonano uszkodzenia tranzystora T1 (rys. 1).



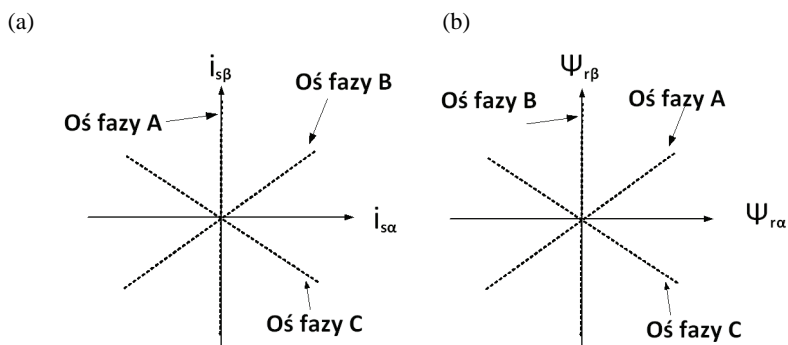
Rys. 3. Przebiegi prędkości zadanej i mierzonej (a) oraz momentu elektromagnetycznego (b) przy uszkodzeniu tranzystora T1 w chwili $t = 0,5$ s

W chwili wystąpienia uszkodzenia tranzystora zauważalne są silne oscylacje prędkości mechanicznej oraz momentu elektromagnetycznego. Dla prędkości referencyjnych mniejszych niż znamionowa amplituda oscylacji wzrasta a częstotliwość zmian maleje.

Na rysunku 4 przedstawiono hodografy wektora prądu stojana oraz strumienia wirnika, podczas uszkodzenia pozostałych łączników falownika napięcia dla prędkości obrotowej $\omega_{m1} = \omega_{mN}$ silnika w trakcie jego pracy ustalonej bez obciążenia momentem mechanicznym. Kształt hodografów wektora prądu stojana w układzie α - β ma charakter zbliżony do półkolistego łuku, którego położenie zależy od lokalizacji uszkodzenia. Hodografy wektora prądu stojana dla pary łączników należących do obwodu jednej wspólnej fazy falownika (T1-T2, T3-T4, T5-T6) są symetryczne względem początku układu współrzędnych i charakterystyczne dla danej fazy osi. Natomiast hodografy wektora strumienia wirnika dla tych samych par łączników tranzystorowych przemiennika częstotliwości przesuwają się minimalnie względem siebie wzdłuż osi charakterystycznej dla danej fazy (rys. 5).

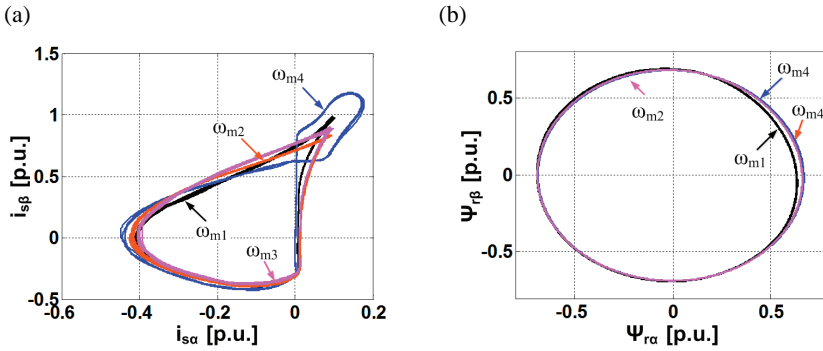


Rys. 4. Zbiór hodografów wektorów prądu stojana (a, b, c) oraz wektorów strumienia wirnika (d, e, f) w trakcie wystąpienia uszkodzenia tranzystora przemiennika częstotliwości



Rys. 5. Charakterystyczne osie określające wzajemne położenie hodografów wektora prądu stojana (a) oraz strumienia wirnika (b) względem środka układu współrzędnych

Dla prędkości referencyjnych o wartościach mniejszych niż znamionowa hodografy wektora prądu stojana ulegają minimalnemu powiększeniu i zniekształceniu. Natomiast hodografy wektora strumienia wirnika zwiężają się wraz z obniżaniem wartości prędkości referencyjnej.

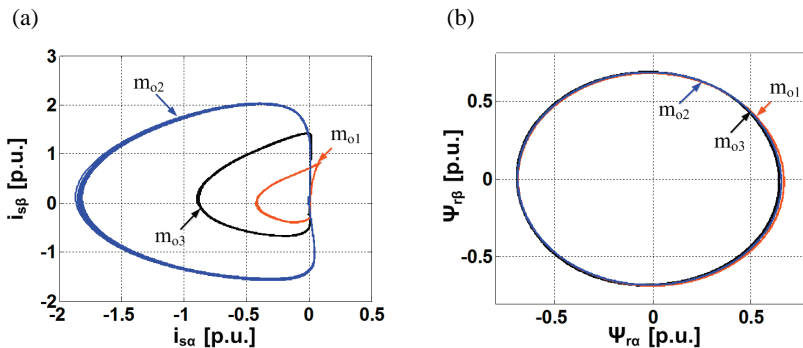


Rys. 6. Zbiór hodografów wektorów prądu stojana (a) oraz wektorów strumienia wirnika (b) w trakcie wystąpienia uszkodzenia tranzystora przemiennika częstotliwości dla różnych wartości prędkości referencyjnej

Na rysunku 6 przedstawiono zbiory hodografów prądu stojana oraz strumienia wirnika dla prędkości o wartościach referencyjnych: $\omega_{m1} = \omega_{mN}$, $\omega_{m2} = 0,7 \omega_{mN}$, $\omega_{m3} = 0,4 \omega_{mN}$ oraz $\omega_{m4} = 0,2 \omega_{mN}$ silnika, w trakcie jego pracy bez obciążenia.

Zmiana wartości momentu obciążenia również wywołuje zmiany kształtu hodografów prądu stojana w znacznie większym stopniu niż miało to miejsce przy zmniejszaniu prędkości referencyjnej.

Wyniki opracowano na podstawie symulacji pracy napędu po wystąpieniu uszkodzenia dla trzech wartości momentu obciążenia: $m_{o1} = 0 m_{oN}$, $m_{o1} = 0,5 m_{oN}$ oraz $m_{o1} = m_{oN}$. Badania wykazały również minimalny wpływ tych zmian na kształt hodografów wektorów strumienia wirnika co przedstawiono na rys. 7b.



Rys. 7. Zbiór hodografów wektorów prądu stojana (a) oraz wektorów strumienia wirnika (b) w trakcie wystąpienia uszkodzenia tranzystora przemiennika dla różnych wartości momentu obciążenia

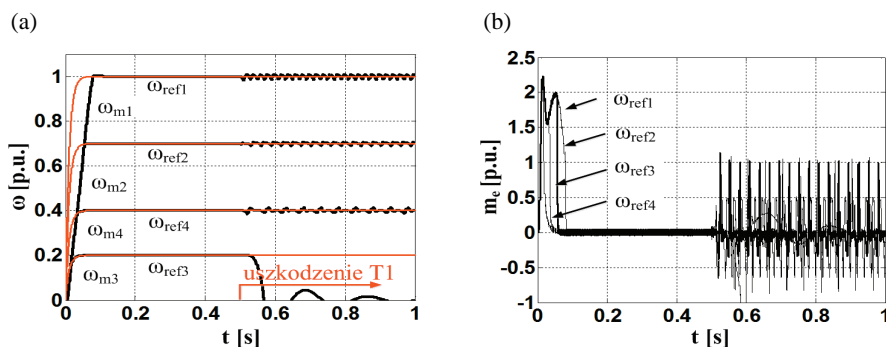
Uszkodzenie tranzystora przekształtnika częstotliwości przy sterowaniu połowozorientowanym DFOC w największym stopniu wpływa na hodografy wektora prądu

stojana. Wyniki badań symulacyjnych przedstawione w rozdziale wskazują na to, że obciążenie silnika momentem mechanicznym zwiększa skutki awarii głównie poprzez wzrost amplitudy prądów fazowych stojana. W strukturze DFOC uszkodzenie łącznika IGBT w znacznie mniejszym stopniu wpływa na hodografy wektora strumienia wirnika.

4. WPLYW USZKODZENIA TRANZYSTORA IGBT NA PRACĘ UKŁADU NAPĘDOWEGO STEROWANEGO METODĄ DTC-SVM

Analiza wpływu uszkodzeń łączników IGBT na pracę napędu indukcyjnego przy sterowaniu wektorowym DTC-SVM przeprowadzono dla identycznych warunków jak miało to miejsce przy badaniu struktury połowo-zorientowanej.

Na rysunku 8 przedstawiono przebiegi prędkości mechanicznej i momentu elektromagnetycznego silnika dla pracy układu napędowego przy wymuszeniu prędkości silnika.



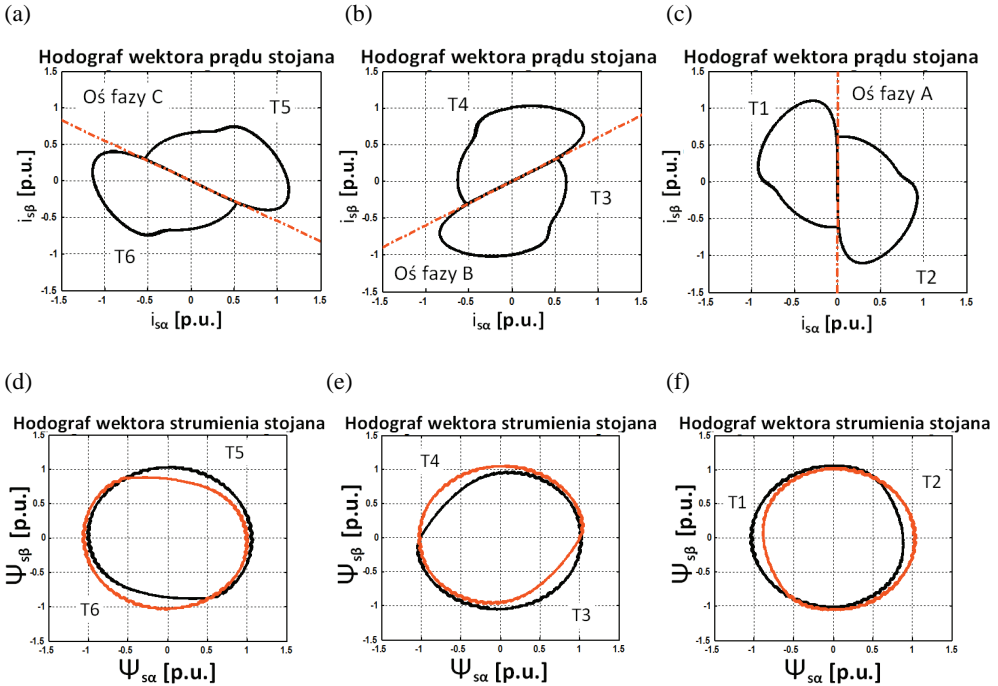
Rys. 8. Przebiegi prędkości referencyjnej i mierzonej (a) oraz momentu elektromagnetycznego (b) przy uszkodzeniu tranzystora T2 w chwili $t = 0,5$ s

W chwili wystąpienia uszkodzenia tranzystora zauważalne są efekty zbliżone do tych, widocznych w układzie DFOC. Nasilenie tych oscylacji wzrasta wraz ze zmniejszaniem wartości prędkości referencyjnej. Dla $\omega_{m4} = 0,2 \omega_{mN}$ uszkodzenie tranzystora uniemożliwia dalszą pracę układu napędowego powodując oscylacje prędkości mechanicznej o częstotliwości tak niskiej, że skutkuje to zatrzymaniem się silnika.

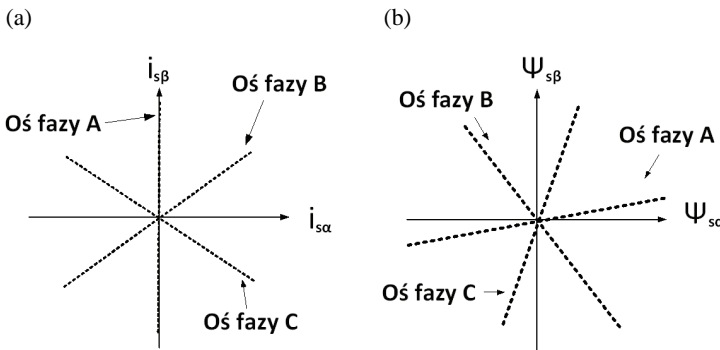
Na rysunku 9 zaprezentowano hodografy wektora prądu stojana oraz strumienia stojana, podczas uszkodzenia pozostałych łączników tranzystorowych przekształtnika częstotliwości dla prędkości obrotowej $\omega_{m1} = \omega_{mN}$ silnika w trakcie jego pracy ustalonej bez obciążenia.

Uszkodzenie łącznika IGBT istotnie wpłynęło na hodografy wektorów strumienia stojana i prądu stojana. W przedstawionym przykładzie, po chwili $t = 0,5$ s kształt hodografu wektora prądu zmienia się z okrągłego na niemal półokrągły (rys. 9a,b,c). Porównując natomiast wyniki do tych otrzymanych dla metody połowo zorientowanej,

zaobserwowano lekkie odkształcenia hodografu strumienia. Spowodowane jest to faktem, że w strukturze bezpośredniego sterowania momentem składowe prądu stojana są sterowane i kontrolowane w sposób pośredni, a przebiegi tych zmiennych nie są już tak zbliżone kształtem do okręgu.



Rys. 9. Zbiór hodografów wektorów prądu stojana (a, b, c) oraz wektorów strumienia stojana (d, e, f) w trakcie wystąpienia uszkodzenia tranzystora przemiennika częstotliwości

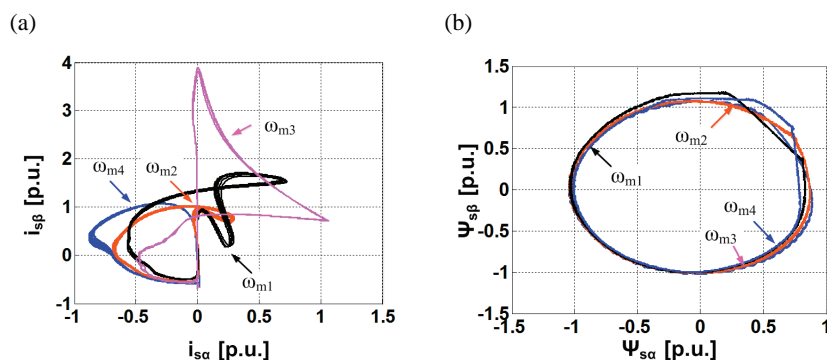


Rys. 10. Charakterystyczne osie określające wzajemne położenie hodografów wektora prądu stojana (a) oraz strumienia stojana (b) względem środka układu współrzędnych

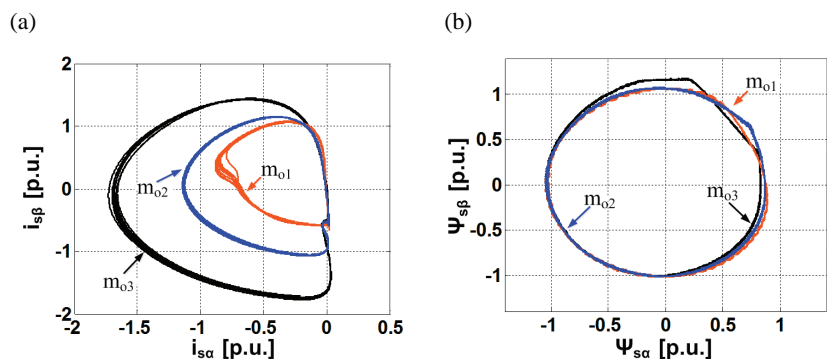
Hodograf wektora strumienia stojana wykazuje większą wrażliwość na uszkodzenie łącznika tranzystorowego niż miało to miejsce przy badaniach struktury DFOC. Zauważono silniejsze przesuwanie się hodografu wzdłuż charakterystycznej dla uszkodzenia osi.

Dodatkowo badano wpływ zmiany prędkości referencyjnej oraz momentu obciążenia na skutki uszkodzenia łącznika tranzystorowego.

Wyniki przedstawione na Rys. 11 i 12 wskazują, że wartości prędkości mniejsze od znamionowej znacznie powiększają hodografy wektora prądu stojana natomiast wzrost momentu obciążenia powoduje jedynie ich zniekształcenie. W przypadku strumienia stojana zmiany nie były aż tak duże, ale bardziej znaczące w porównaniu do wyników uzyskanych przy badaniu struktury połowo-zorientowanej dla hodografów strumienia wirnika.



Rys. 11. Zbiór hodografów wektorów prądu stojana (a) oraz wektorów strumienia stojana (b) w trakcie wystąpienia uszkodzenia tranzystora przemiennika częstotliwości dla różnych wartości referencyjnych prędkości



Rys. 12. Zbiór hodografów wektorów prądu stojana (a) oraz wektorów strumienia stojana (b) w trakcie wystąpienia uszkodzenia tranzystora przemiennika częstotliwości dla różnych wartości momentu obciążenia

5. WNIOSKI

W pracy przeanalizowano wpływ uszkodzenia tranzystora IGBT przekształtnika częstotliwości na pracę układu napędowego z silnikiem indukcyjnym sterowanym metodami DFOC oraz DTC-SVM. Wykazano, że w chwili wystąpienia awarii tranzystora występowały oscylacje w przebiegach prędkości oraz o wiele silniejsze oscylacje momentu elektromagnetycznego, które mogą doprowadzić do uszkodzenia napędu. Ponadto wpływ awarii w największym stopniu obejmował hodografy wektorów prądu stojana, których kształt zmieniał się z okrągłego na niemal półokrągły. Hodograf wektora strumienia stojana i wirnika nie zmieniał kształtu, ale zostawał przesunięty wzdłuż charakterystycznych dla danego uszkodzenia osi. Dodatkowo zbadano w jakim stopniu zmiana prędkości referencyjnej oraz momentu obciążenia wpływa na kształt hodografów. Wyniki wskazują, że przy sterowaniu połowo-zorientowanym obciążanie silnika dodatkowym momentem spowodowało znaczny wzrost amplitudy prądu stojana, natomiast w przypadku struktury DTC-SVM podobne zmiany towarzyszyły obniżaniu wartości prędkości zadanej.

Badania pozwalają na wysunięcie wniosku, że opisane symptomy mogą być z powodzeniem wykorzystane w procesie diagnostyki napędów elektrycznych i pozwolić na wczesne wykrycie uszkodzenia tranzystora.

Praca zrealizowana w ramach projektu finansowanego przez: Politechnika Wroclawska – zlecenie B30036/I-29/W-5.

LITERATURA

- [1] FUCHS F.W., *Some diagnosis methods for voltage source inverters In variable speed drives with induction machines-A survey*, Proc. IEEE Ind. Conf., 2003, 1378–1385.
- [2] RODRIGUEZ M.A., CLAUDIO A., THEILLIOL D., VELA L.G., *A new fault detection technique for IGBT based on gate voltage monitoring*, Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf., 2007, 1001–1005.
- [3] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2003.
- [4] DYBKOWSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., KAŹMIERKOWSKI M.P., STANDO D., *Sterowanie układu napędowego z silnikiem indukcyjnym w zastosowaniach trakcyjnych*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 64, Seria: Studia i Materiały, Nr 30, Wrocław 2010.
- [5] SOBAŃSKI P., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Analiza symptomów uszkodzeń łączników tranzystorowych falownika napięcia w napędzie indukcyjnym*, Zeszyty Naukowe Politechniki Poznańskiej, Elektryka, Nr 75, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 2013.
- [6] SOBAŃSKI P., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Analiza wpływu uszkodzenia tranzystora IGBT falownika napięcia na przebiegi zmiennych stanu w napędzie indukcyjnym*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 66, Seria: Studia i Materiały, Nr 32, Wrocław 2012.

INFLUENCE OF IGBT TRANSISTOR FAULT IN FREQUENCY INVERTER TO THE PERFORMANCE OF THE INDUCTION MOTOR DRIVE

This paper presents a influence of IGBT transistor fault to the performance direct field oriented control DFOC and direct torque control DTC-SVM of induction motor drive. Study results of the open-switch fault that were presented, contains an analysis of the state variables such as: mechanical speed, electromagnetic torque, stator's phase currents, rotor or stator flux.

*DTC-SVM, DFOC, sterowanie wektorowe,
silnik indukcyjny, przekształtnik częstotliwości,
IGBT, uszkodzenie łącznika*

Kamil KLIMKOWSKI*, Mateusz DYBKOWSKI*

UKŁADY NAPĘDOWE Z SILNIKAMI INDUKCYJNYMI STEROWANE METODAMI WEKTOROWYMI DFOC ORAZ DTC-SVM ODPORNE NA USZKODZENIA PRZEMIENNIKA CZĘSTOTLIWOŚCI

W artykule opisano zagadnienie identyfikacji uszkodzenia tranzystora IGBT przemiennika częstotliwości w układach wektorowego sterowania DTC-SVM i DFOC silnika indukcyjnego. Wykonano szczegółowe badania symulacyjne w różnych warunkach pracy, opracowano detektor wykrywający uszkodzenia na podstawie przebiegów prądu stojana maszyny. Zaproponowane rozwiązanie może być z powodzeniem wykorzystane w systemach o zwiększonym stopniu bezpieczeństwa.

1. WPROWADZENIE

Precyzyjne układy sterowania silnikami indukcyjnymi wymagają informacji o zmiennych stanu, które coraz częściej są dostarczane ze specjalnych układów tzw. estymatorów, służących do ich odtwarzania. Mimo swoich ogromnych zalet okazuje się, że są one bardzo wrażliwe na zmiany parametrów sieci zasilającej oraz samej maszyny, co może doprowadzić do poważnych konsekwencji zwłaszcza w napędach bezczujnikowych [1]. Zwiększone wymagania co do niezawodności napędów z silnikami indukcyjnymi wygenerowały wzrost zainteresowania układami odpornymi na uszkodzenia.

Układy napędowe odporne na uszkodzenia (ang. *FTCS – Fault Tolerant Control Systems*) można podzielić na dwa główne typy: pasywne oraz aktywne. Pierwsze z nich projektowane są tak, aby zapewnić optymalną wydajność przy wystąpieniu określonej liczby uszkodzeń bez konieczności stwierdzania ich obecności. Zaliczane

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: kamil.klimkowski@pwr.wroc.pl, mateusz.dybkowski@pwr.wroc.pl

są do tej grupy napędy ze sterowaniem adaptacyjnym oraz predykcyjnym. Natomiast aktywne układy odporne na uszkodzenia wykorzystują detektory i/lub obserwatory, które wykrywają awarię [3]. Głównym celem jest tutaj odzyskanie sprawności poprzez użycie dodatkowych obwodów redundantnych lub przez dostosowanie parametrów regulatorów i estymatorów w wyniku identyfikacji nowego obiektu sterowania. [2]

W niniejszej pracy przedstawiono analizę możliwości wykrywania uszkodzenia typu *open-switch* łącznika tranzystorowego przekształtnika częstotliwości na podstawie przebiegów prądów fazowych stojana w układzie bezpośredniego sterowania momentem DTC-SVM oraz połowo-zorientowanym DFOC silnika indukcyjnego. Dodatkowo zaproponowano topologie obwodów redundantnych umożliwiające pracę napędu po wykryciu awarii. Badania wykonano w środowisku *MATLAB-SimPowerSystem*.

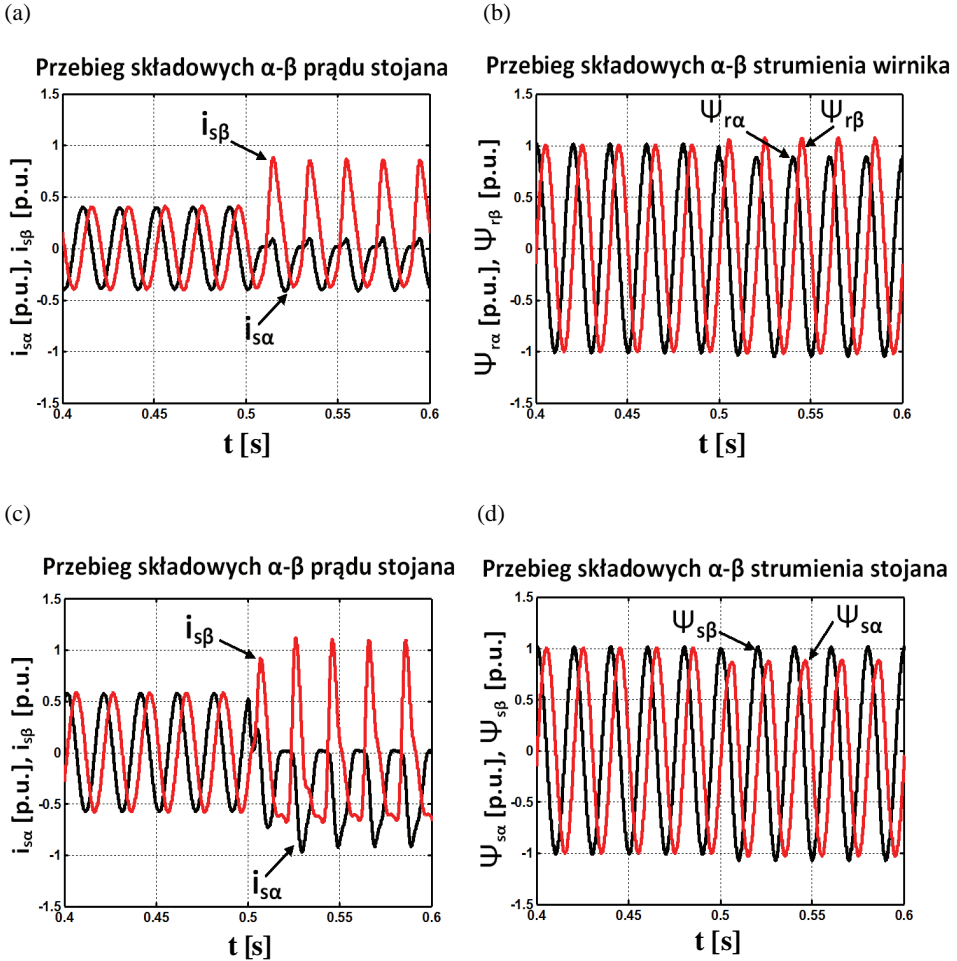
2. DETEKcja USZKODZENIA TRANZYSTORA IGBT PRZEMIENNIKA CZĘSTOTLIWOŚCI

Na podstawie doniesień literaturowych można stwierdzić, że skutki wystąpienia awarii przekształtnika są najbardziej widoczne w przebiegach prądów stojana, co szczególnie wpływa na kształt hodografów ich wektorów [4], [5]. Pomimo tego, że strumień magnetyczny także reaguje na uszkodzenie tego typu, to jego zmiany są mało znaczące i identyfikacja uszkodzenia na podstawie tych sygnałów mogłaby okazać się trudna, bądź nawet niemożliwa w niektórych stanach pracy układu. Dlatego monitorowanie innych zmiennych stanu poza prądami stojana może nie przynieść pożądaných efektów, a w konsekwencji spowodować błędną identyfikację lub lokalizację uszkodzenia.

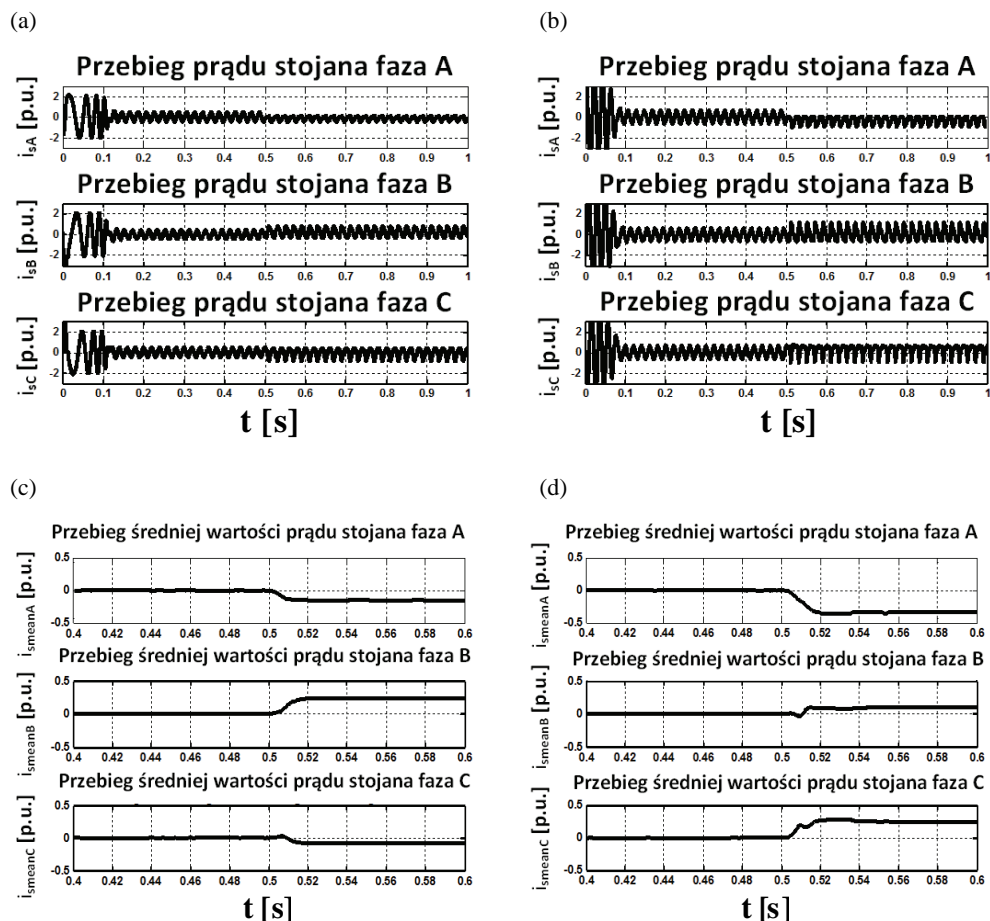
Na rysunku 1 a),b) przedstawiono przebiegi składowych α - β prądu stojana i strumienia wirnika w czasie uszkodzenia tranzystora T1 dla struktury połowo-zorientowanej DFOC, natomiast na rys. 1 c),d) dla bezpośredniego sterowania momentem DTC-SVM. Skutki uszkodzenia łącznika T1 są najbardziej widoczne w przebiegach prądu. Po wystąpieniu awarii składowa α prądu stojana nie osiąga wartości dodatnich, natomiast amplituda składowej β wzrosła niemal dwukrotnie. Analiza strumienia wirnika bądź stojana nie wskazuje na znaczące zmiany po chwili $t = 0,5$ s, zatem zastosowanie identyfikacji w celu wykrycia wadliwego tranzystora byłoby w tym przypadku niemożliwe.

Przebiegi prądów fazowych silnika przy wystąpieniu uszkodzenia tranzystora T1 zaprezentowano na rys. 2. Wartości średnie prądów fazowych stojana są różne od zera od chwili $t = 0,5$ s tj. chwili wystąpienia uszkodzenia. Istotnym w analizie tych sygnałów jest fakt, że polaryzacje tych prądów dla poszczególnych tranzystorów różnią się. Odpowiednie sekwencje zostały przedstawione w Tabeli 1 dla sterowania połowo-

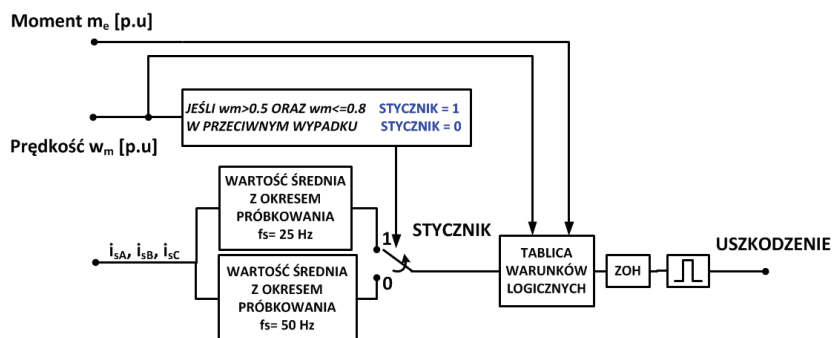
zorientowanego oraz w Tabeli 2 dla struktury bezpośredniego sterowania momentem przy zadaniu znamionowej wartości prędkości silnika w stanie jałowym, obciążenia połową znamionowego momentu $m_o = 0,5 m_{oN}$ oraz znamionowym momentem $m_o = m_{oN}$. Na podstawie tych danych możliwe jest zatem nie tylko stwierdzenie wystąpienia uszkodzenia, ale także zidentyfikowanie, który z łączników uległ awarii. Algorytm wykrywania i identyfikacji wadliwego tranzystora przemiennika częstotliwości został przedstawiony na schemacie z rys. 3.



Rys. 1. Przebieg składowych α - β prądu stojana (a, c) oraz strumienia wirnika i stojana (b, d) przy wystąpieniu uszkodzenia tranzystora T1 w chwili $t = 0,5$ s dla struktury DFOC oraz DTC-SVM



Rys. 2. Przebieg prądów fazowych stojana (a, b) oraz wartości średnich (c, d) dla poszczególnych faz przy wystąpieniu uszkodzenia tranzystora T1 w chwili $t = 0,5$ s dla struktury DFOC oraz DTC-SVM



Rys. 3. Schemat algorytmu identyfikacji i lokalizacji uszkodzenia tranzystora

Zasada działania detektora uszkodzeń łączników IGBT przemiennika częstotliwości opiera się na obserwacji średnich wartości prądów fazowych stojana silnika indukcyjnego. Kluczowym zadaniem wpływającym na jakość pomiarów i szybkość identyfikacji stanu awaryjnego jest dostosowanie częstotliwości okresu uśredniania przy obliczaniu wartości średnich z sygnałów pomiarowych.

Tabela 1. Polaryzacja średnich wartości prądów stojana dla każdej fazy w zależności od uszkodzonego łącznika falownika napięcia dla struktury DFOC

Polaryzacje średniej wartości prądu stojana dla stanu jałowego			
TRANZYSTOR	Faza A	Faza B	Faza C
T1	UJEMNA	DODATNIA	UJEMNA (bliskie 0)
T2	DODATNIA	UJEMNA	DODATNIA (bliskie 0)
T3	UJEMNA (bliskie 0)	UJEMNA	DODATNIA
T4	DODATNIA	DODATNIA (bliskie 0)	UJEMNA
T5	DODATNIA	UJEMNA (bliskie 0)	UJEMNA
T6	UJEMNA	DODATNIA	DODATNIA
Polaryzacje średniej wartości prądu stojana dla stanu obciążenia ($m_0=0,5m_{0N}$)			
TRANZYSTOR	Faza A	Faza B	Faza C
T1	UJEMNA	DODATNIA	DODATNIA
T2	DODATNIA	UJEMNA	UJEMNA
T3	DODATNIA	UJEMNA	DODATNIA
T4	UJEMNA	DODATNIA	UJEMNA
T5	DODATNIA	DODATNIA	UJEMNA
T6	UJEMNA	UJEMNA	DODATNIA
Polaryzacje średniej wartości prądu stojana dla stanu obciążenia ($m_0=m_{0N}$)			
TRANZYSTOR	Faza A	Faza B	Faza C
T1	UJEMNA	DODATNIA	UJEMNA (bliskie 0)
T2	DODATNIA	UJEMNA	DODATNIA (bliskie 0)
T3	UJEMNA	UJEMNA	DODATNIA (bliskie 0)
T4	DODATNIA (bliskie 0)	DODATNIA	UJEMNA
T5	DODATNIA	UJEMNA (bliskie 0)	UJEMNA
T6	UJEMNA	DODATNIA (bliskie 0)	DODATNIA

W celu otrzymania dokładniejszych przebiegów poniżej wartości $0,8 \omega_{mN}$ prędkości silnika okres uśredniania zmniejsza się z 50 Hz do wartości 25 Hz. Poniżej wartości $0,2 \omega_{mN}$ algorytm nie funkcjonuje poprawnie ze względu na niską częstotliwość sygnału pomiarowego. Dla tego przypadku wybór instrukcji warunkowych z tablicy jest trudniejszy co może przyczynić się do błędnej identyfikacji uszkodzonego łącznika przekształtnika. Ograniczono zatem możliwości detektora do

samego wykrywania awarii, przez co nadal jest możliwe zastosowanie obwodu redundantnego.

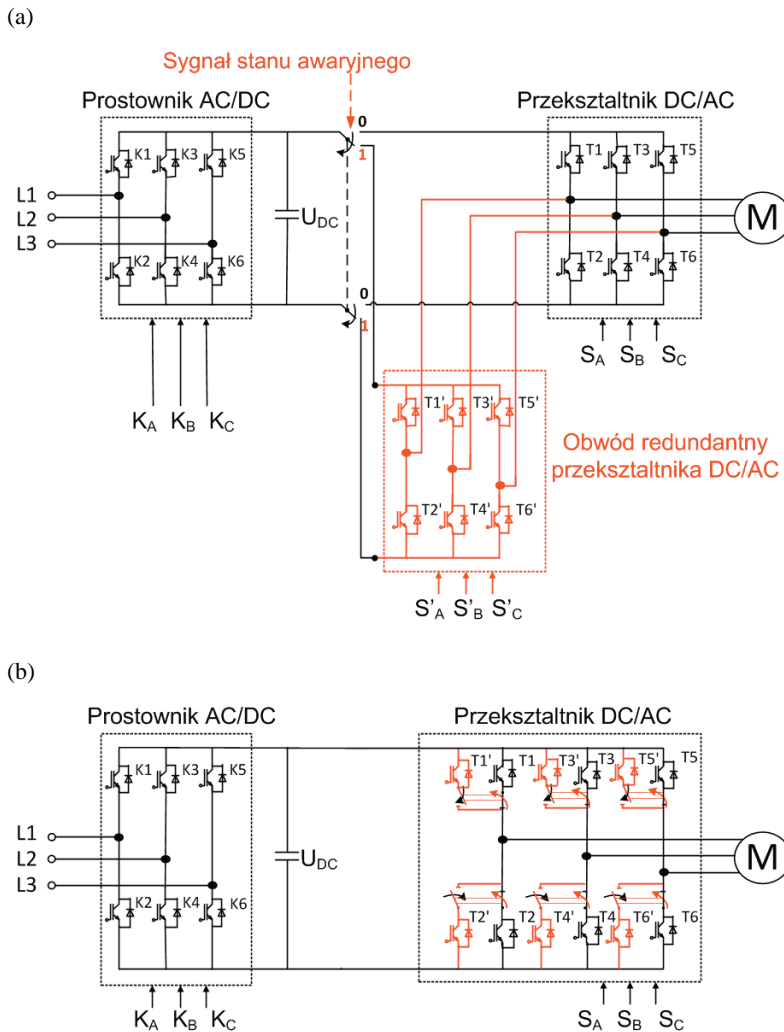
Tabela 2. Polaryzacja średnich wartości prądów stojana dla każdej fazy w zależności od uszkodzonego łącznika falownika napięcia dla struktury DTC-SVM

Polaryzacje średniej wartości prądu stojana dla stanu jałowego ($\omega_m = \omega_{mN}$)			
TRANZYSTOR	Faza A	Faza B	Faza C
T1	UJEMNA	DODATNIA	DODATNIA
T2	DODATNIA	UJEMNA	UJEMNA
T3	DODATNIA	UJEMNA	DODATNIA
T4	UJEMNA	DODATNIA	UJEMNA
T5	DODATNIA	DODATNIA	UJEMNA
T6	UJEMNA	UJEMNA	DODATNIA
Polaryzacje średniej wartości prądu stojana dla stanu obciążenia ($m_o = 0,5 m_{oN}$)			
TRANZYSTOR	Faza A	Faza B	Faza C
T1	UJEMNA	UJEMNA	DODATNIA
T2	DODATNIA	DODATNIA	UJEMNA
T3	DODATNIA	UJEMNA	UJEMNA
T4	UJEMNA	DODATNIA	DODATNIA
T5	UJEMNA	DODATNIA	UJEMNA
T6	DODATNIA	UJEMNA	DODATNIA
Polaryzacje średniej wartości prądu stojana dla stanu obciążenia ($m_o = m_{oN}$)			
TRANZYSTOR	Faza A	Faza B	Faza C
T1	UJEMNA	DODATNIA	DODATNIA (bliskie 0)
T2	DODATNIA	UJEMNA	UJEMNA (bliskie 0)
T3	DODATNIA (bliskie 0)	UJEMNA	DODATNIA
T4	UJEMNA (bliskie 0)	DODATNIA	UJEMNA
T5	DODATNIA	DODATNIA (bliskie 0)	UJEMNA
T6	UJEMNA	UJEMNA (bliskie 0)	DODATNIA

W bloku „*Tablica warunków logicznych*” zaimplementowane zostały warunki, jakie spełniają polaryzacje poszczególnych faz prądu stojana dla danego uszkodzonego tranzystora w zależności od stanu pracy silnika. Informacja o zmianie stanu pracy układu napędowego lub wartości obciążenia silnika jest dostarczana bezpośrednio do bloku instrukcji warunkowych. W stanach przejściowych zmienia się charakter prądów fazowych uzwojenia stojana i aby uniknąć błędnego stwierdzenia uszkodzenia w chwili zmiany trybu pracy wprowadzono opóźnienie sygnału wyjściowego z tablicy o 1000 próbek. Sygnał wyjściowy z tablicy warunków wyzwała impuls binarny informujący układ sterowania odpornego o wystąpieniu uszkodzenia.

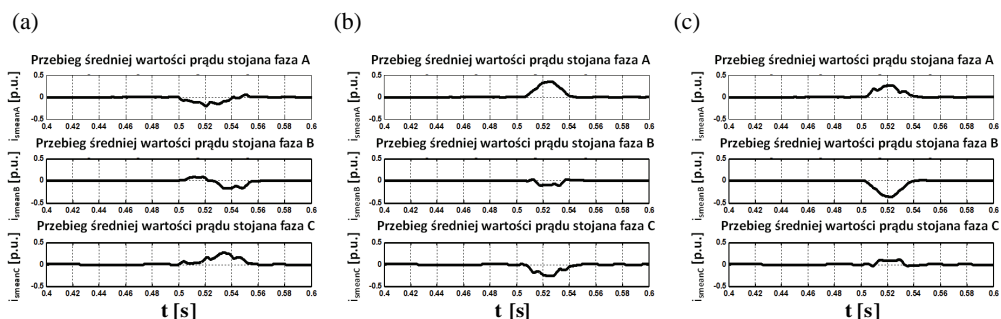
4. UKŁAD STEROWANIA ODPORNEGO NA USZKODZENIE ŁĄCZNIKÓW TRANZYSTOROWYCH PRZEKSZTAŁNIKA CZĘSTOTLIWOŚCI DLA STEROWANIA DFOC ORAZ DTC-SVM

Wyjściowy sygnał binarny z detektora uszkodzenia tranzystora IGBT pozwala na załączenie obwodu redundantnego, który umożliwi dalszą pracę układu napędowego. Na rysunku 4. przedstawiono dwie topologie, które mogłyby pełnić taką funkcję.

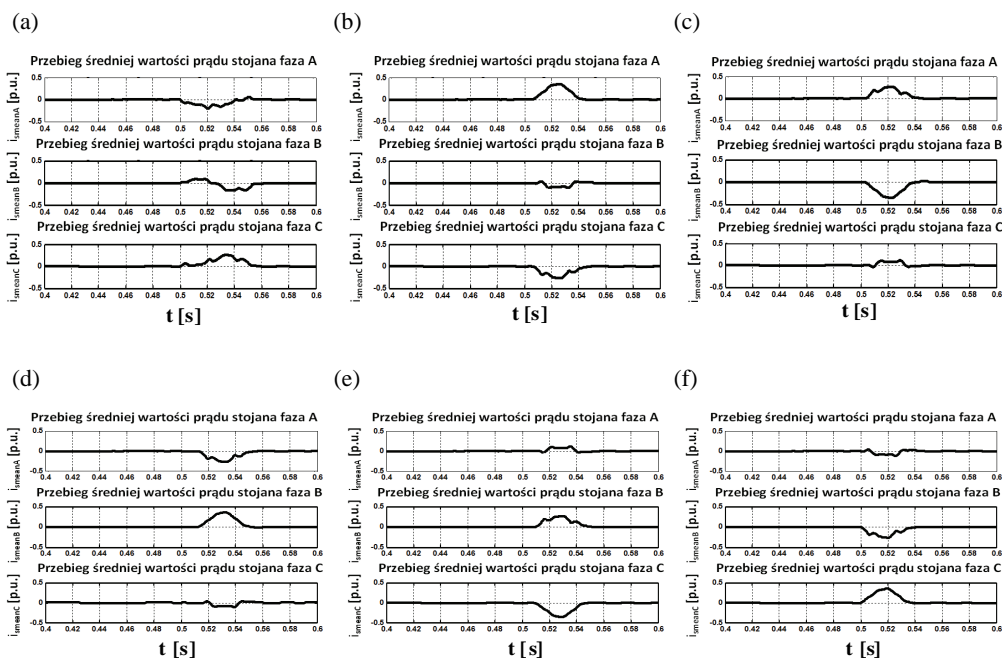


Rys. 4. Schemat struktury przemiennika częstotliwości z redundantnym układem przekształtnika AC/DC/AC przełączalnego po wystąpieniu uszkodzenia tranzystora

Oba układy różnią się między sobą tym, że w przypadku wystąpienia stanu awaryjnego pierwszy z nich załącza cały zespół sześciu tranzystorów, co w praktycznych zastosowaniach przemysłowych wiąże się z większymi kosztami oraz gabarytami, natomiast druga topologia pozwala na wymianę tylko jednego, uszkodzonego łącznika.



Rys. 5. Przebieg średnich wartości prądów fazowych stojana dla prędkości $\omega_{m1} = \omega_{mN}$ silnika nieobciążonego przy wystąpieniu uszkodzenia tranzystora w chwili $t = 0.5$ s, w powiększeniu, dla odpowiednio tranzystorów: a) T1, b) T2, c) T3



Rys. 6. Przebieg średnich wartości prądów fazowych stojana dla prędkości $\omega_{m1} = \omega_{mN}$ silnika nieobciążonego przy wystąpieniu uszkodzenia tranzystora w chwili $t = 0.5$ s, w powiększeniu, dla odpowiednio tranzystorów: a) T1, b) T2, c) T3, d) T4, e) T5, f) T6

Po wystąpieniu uszkodzenia tranzystora T1 w chwili $t = 0,5$ s występują skutki awarii, ale po czasie około 0,05 s uszkodzenie zostaje wykryte przez układ logiki i niemal natychmiast następuje przełączenie na obwód redundantny i napęd wraca do stanu prawidłowej pracy.

Na rysunkach 5 i 6 zaprezentowano zbiór przebiegów średnich wartości prądów fazowych stojana dla kolejno: struktury DFOC oraz DTC-SVM dla uszkodzenia wybranych tranzystorów, zarówno przed jak i po wystąpieniu uszkodzenia. Uzyskane wyniki pokrywają się z tabelami 1 oraz 2 przedstawiające polaryzacje poszczególnych prądów dla uszkodzenia konkretnego tranzystora.

5. WNIOSKI

W niniejszej pracy wykazano, że w chwili wystąpienia awarii tranzystora zmieniła się polaryzacja średnich wartości prądów fazowych stojana. Na podstawie otrzymanych wyników zaproponowano dwie topologie obwodów redundantnych stanowiących układ bezpieczny i odporny na uszkodzenia przekształtnika częstotliwości dla dwóch struktur sterowania wektorowego: DFOC oraz DTC-SVM, który pozwolił na szybkie zneutralizowanie wpływu awarii na napęd i umożliwienie dalszej pracy napędu z silnikiem indukcyjnym.

Praca zrealizowana w ramach projektu finansowanego przez: Narodowe Centrum Nauki na podstawie decyzji DEC-2013/09/B/ST7/04199

LITERATURA

- [1] RODRIGUEZ M.A., CLAUDIO A., THEILLIOL D., VELA L.G., *A new fault detection technique for IGBT based on gate voltage monitoring*, Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf., 2007, 1001–1005.
- [2] FUCHS F.W., *Some diagnosis methods for voltage source inverters In variable speed drives with induction machines – a survey*, Proc. IEEE Ind. Conf., 2003, 1378–1385.
- [3] WELCHKO B.A., LIPO T.A., JAHNS T.M., SCHULZ S.E., *Fault Tolerant Three-Phase AC Motor Drive Topologies: A Comparison of Features, Cost, and Limitations*, IEEE Transactions on power electronics, Vol. 19, No. 4, 2004, 1108–1116.
- [4] SOBAŃSKI P., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Analiza symptomów uszkodzeń łączników tranzystorowych falownika napięcia w napędzie indukcyjnym*, Zeszyty Naukowe Politechniki Poznańskiej, Elektryka, Nr 75, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 2013.
- [5] SOBAŃSKI P., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Analiza wpływu uszkodzenia tranzystora IGBT falownika napięcia na przebiegi zmiennych stanu w napędzie indukcyjnym*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 66, Studia i Materiały, Nr 32, Wrocław 2012.

FAULT TOLERANT INDUCTION MOTOR DRIVES
WITH VECTORIAL CONTROL METHODS DFOC AND DTC-SVM
FOR A FREQUENCY INVERTER

This paper presents an identification methods of IGBT transistor faults for inverter-fed induction motor drive with direct field oriented control (DFOC) and direct torque control (DTC-SVM). Study results of simulations in various states of motor drive were presented. Paper contains fault detector based on stator's phase currents. Proposed solution can be successfully used in systems with a higher degree of safety.

*DFOC, silnik indukcyjny,
czujnik prądu stojana, układ odporny*

Kamil KLIMKOWSKI*, Mateusz DYBKOWSKI*

ANALIZA WPLYWU USZKODZEŃ CZUJNIKÓW PRĄDU STOJANA NA PRACĘ WEKTOROWEGO UKŁADU NAPĘDOWEGO – KONCEPCJA UKŁADU ODPORNEGO

W pracy opisano analizę układu napędowego z silnikiem indukcyjnym podczas występowania uszkodzeń wybranych czujników pomiarowych. Sprawdzono działanie układu podczas awarii czujników prądu stojana. Szczególną uwagę zwrócono na zachowanie się tych zmiennych stanu, które mogą być wykorzystane w procesie diagnostyki napędu.

Zaproponowano kompletny system odporny na analizowane uszkodzenia. Wykonano badania symulacyjne w środowisku *MATLAB-SimPowerSystem*.

1. WPROWADZENIE

Do prawidłowej pracy napędów wektorowych z silnikami indukcyjnymi niezbędne są informacje o zmiennych stanu maszyny uzyskiwanych na podstawie bezpośredniego pomiaru bądź estymacji [1]. Elementy elektroniczne i pomiarowe mogą ulec zużyciu, bądź uszkodzeniu mechanicznemu, zatem ogranicza się ich ilość w układzie sterowania poprzez wykorzystywanie w algorytmach regulacji coraz bardziej zaawansowanych estymatorów [2]. Zwiększone wymagania co do niezawodności napędów z silnikami indukcyjnymi wygenerowały wzrost zainteresowania układami odpornymi na uszkodzenia. W takich strukturach (ang. FTCS – *Fault Tolerant Control Systems*) konieczne jest uwzględnienie technik diagnostyki i kontroli, które w odpowiednio krótkim czasie pozwolą na detekcję uszkodzenia i adekwatną odpowiedź struktury sterowania [3], [4].

W niniejszej pracy przedstawiono analizę wpływu uszkodzeń czujników prądu stojana na pracę układu napędowego z silnikiem indukcyjnym sterowanym metodą wektorową DFOC. Ponadto przedstawiono możliwości wykorzystania podstawowych

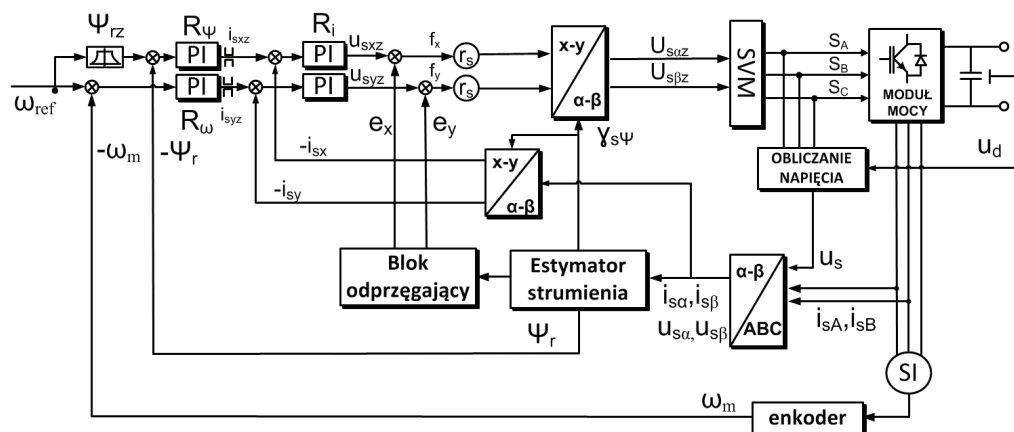
* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: kamil.klimkowski@pwr.wroc.pl, mateusz.dybkowski@pwr.wroc.pl

zmiennych stanu do diagnostyki i wykrywania uszkodzenia tych czujników pomiarowych.

Badania wykonano w środowisku *MATLAB-SimPowerSystem*.

2. UKŁAD NAPEWNIENIA Z SILNIKIEM INDUKCYJNYM

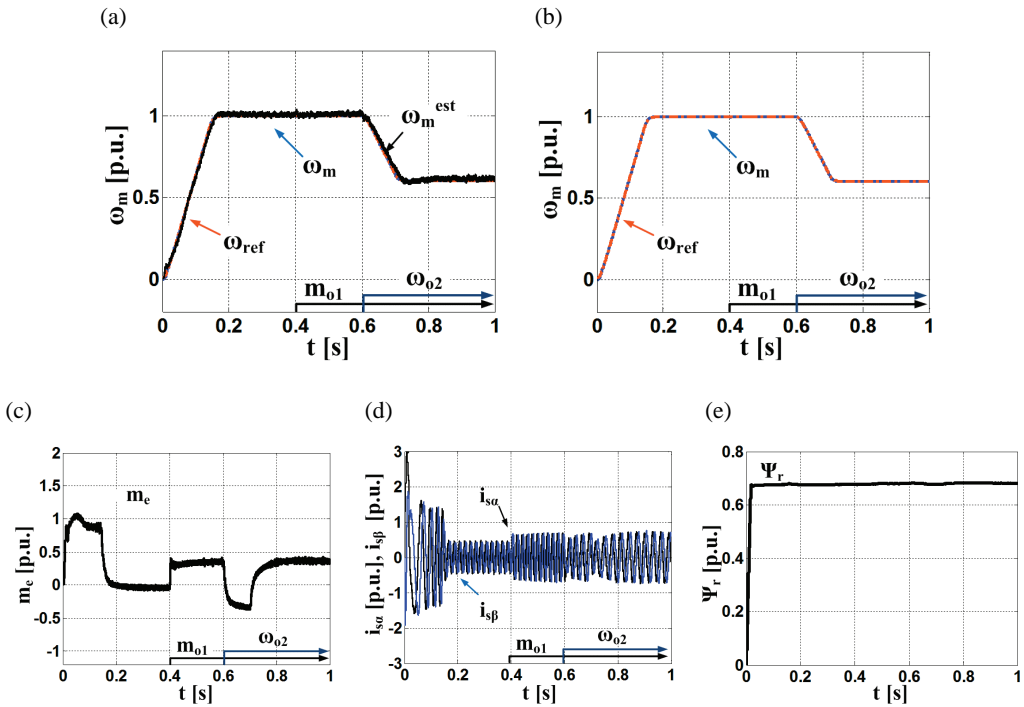
W pracy wykorzystano powszechnie znaną strukturę sterowania silnikiem indukcyjnym – metodę polowo-zorientowaną DFOC (rys. 1) [2]. Do pomiaru prędkości kątowej wykorzystano enkoder inkrementalny, napięcie stojana jest uzyskiwane na podstawie pomiaru w obwodzie pośredniczącym przemiennika częstotliwości oraz stanów łączników tranzystorowych falownika. Układ posiada dwa aktywne czujniki prądu stojana fazy A i B oraz jeden redundantny (fazy C), który załączany jest dopiero po aktywacji układu odpornego na awarie. W układzie napędowym wykorzystano prostownik aktywny sterowany metodą napięciowo zorientowaną VOC (ang. *Voltage Oriented Control*) [4].



Rys. 1. Struktura układu sterowania polowo zorientowanego dla napędu z silnikiem indukcyjnym

Poniżej (rys. 2) zaprezentowano przebiegi w układzie sterowania w czasie prawidłowej pracy, tj. bez wystąpienia uszkodzenia czujników pomiarowych.

W badaniach wykorzystano także estymator prędkości kątowej oparty na technice systemów adaptacyjnych MRAS^{CC} [1], [3]. Estymator ten nie był jednak wykorzystany w wewnętrznej pętli regulacji – pełnił funkcję informacyjną.



Rys. 2. Przebieg prędkości kątowej i estymowanej (a, b), momentu elektromagnetycznego (c), składowych α - β prądu stojana (d), modułu strumienia wirnika (e) podczas prawidłowej pracy napędu

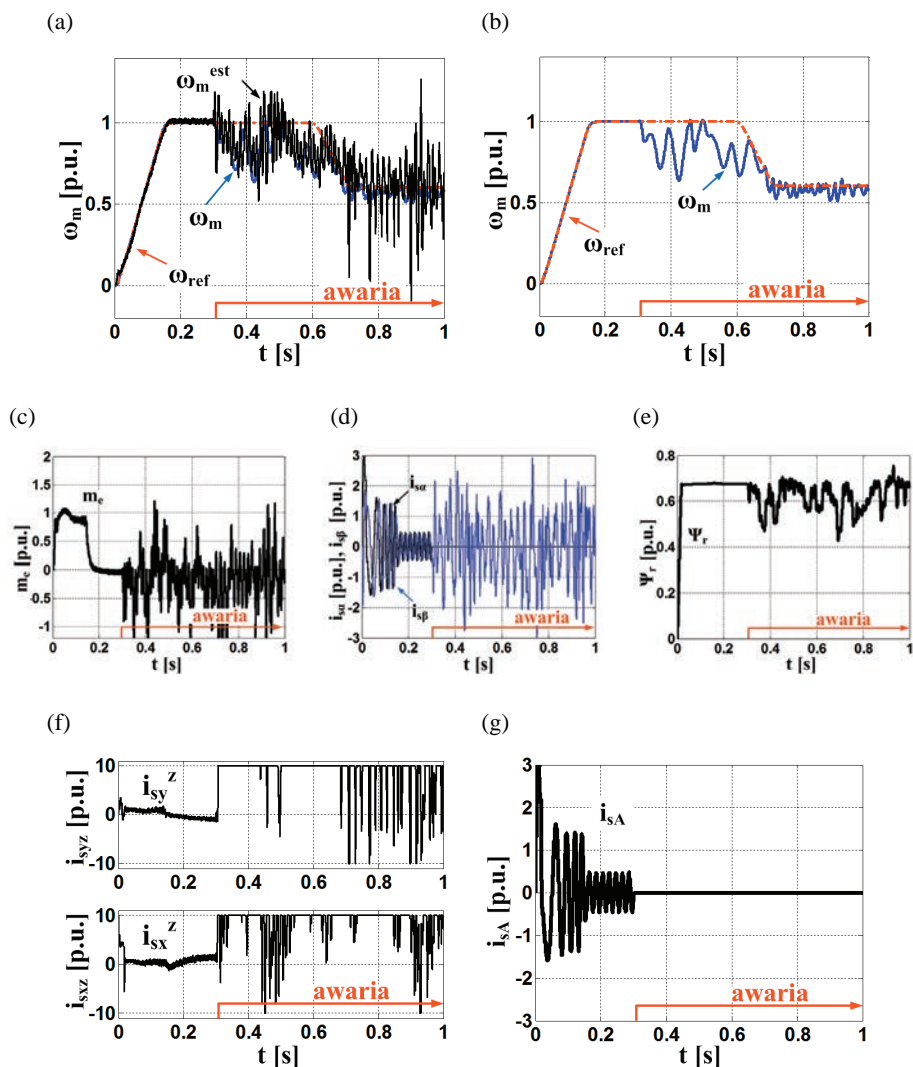
3. ANALIZA WPŁYWU USZKODZENIA CZUJNIKA PRĄDU STOJANA NA PRACĘ NAPĘDU WEKTOROWEGO

Najważniejszymi czujnikami wielkości elektrycznych w strukturach sterowania wektorowego są przetworniki prądu i napięcia stojana. W artykule skupiono się badaniu następstw awarii czujników pomiarowych prądu, które ze względu na wykorzystywane estymatory zmiennych stanu w badanych układach, mają bardzo duże znaczenie dla poprawnej pracy napędu.

Czujnik prądu może wskazywać błędne wyniki pomiarów wynikające z nasycenia rdzenia magnetycznego lub przesunięcia w fazie sygnału w pętli sprzężenia zwrotnego. Podstawowe rodzaje uszkodzeń czujnika prądu przedstawione w [7].

W niniejszym rozdziale przedstawiono wpływ uszkodzenia czujnika prądu stojana na pracę napędu sterowanego metodą DFOC. Badania wykonano dla pracy napędu przy prędkości znamionowej silnika indukcyjnego, a w chwilach $t = 0,4$ s silnik został obciążony momentem $0,5 m_{oN}$, natomiast w chwili $t = 0,6$ s obniżono wartość prędkości do wartości $0,6 \omega_{mN}$. Uszkodzenie czujnika nastąpiło w chwili $t = 0,3$ s.

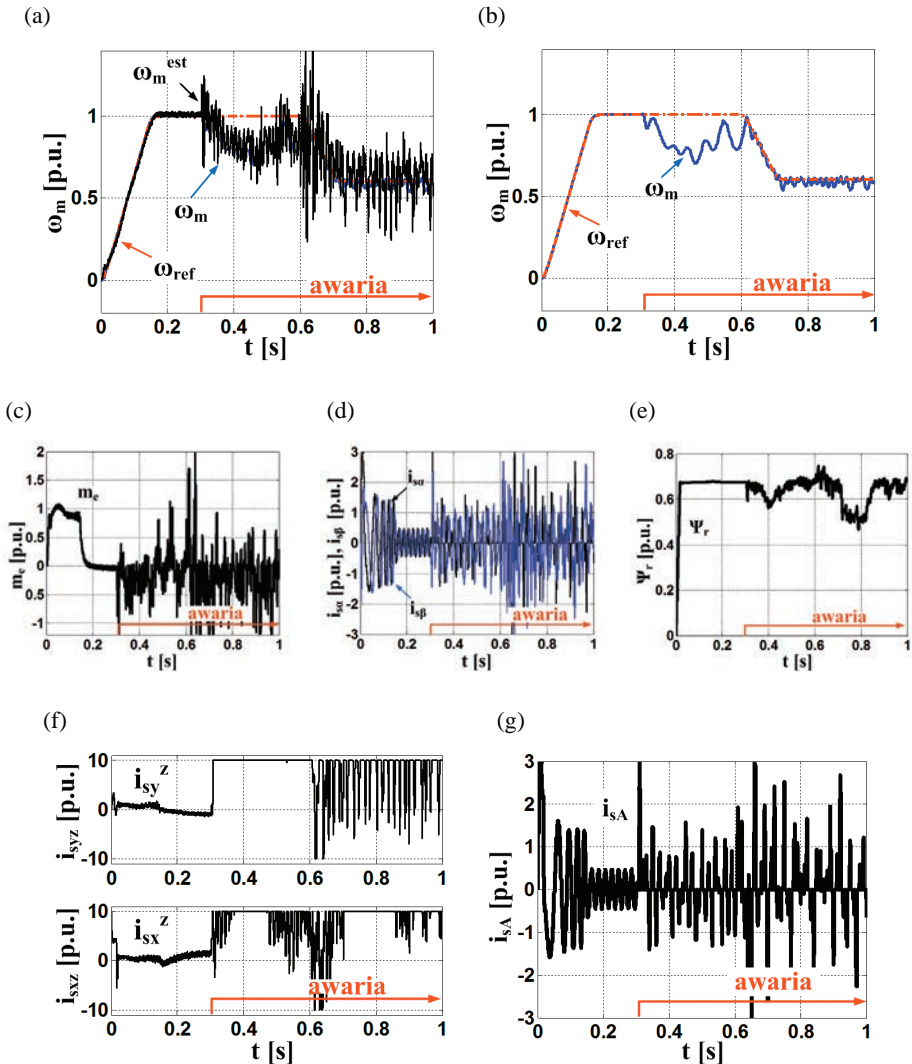
Każde z przedstawionych rodzajów awarii występowało dla czujnika pomiarowego fazy A prądu stojana.



Rys. 3. Przebieg prędkości kątovej i estymowanej (a, b), momentu elektromagnetycznego (c), składowych α - β prądu stojana (d), modułu strumienia wirnika (e), składowych x - y prądu stojana (f) oraz prądu fazowego (g) przy całkowitym uszkodzeniu czujnika prądu fazy A

Cyklicznie przerywany sygnał z czujnika prądu wywołuje oscylacje o dużej amplitudzie i częstotliwości prędkości mechanicznej, estymowanej, a także momentu elektromagnetycznego.

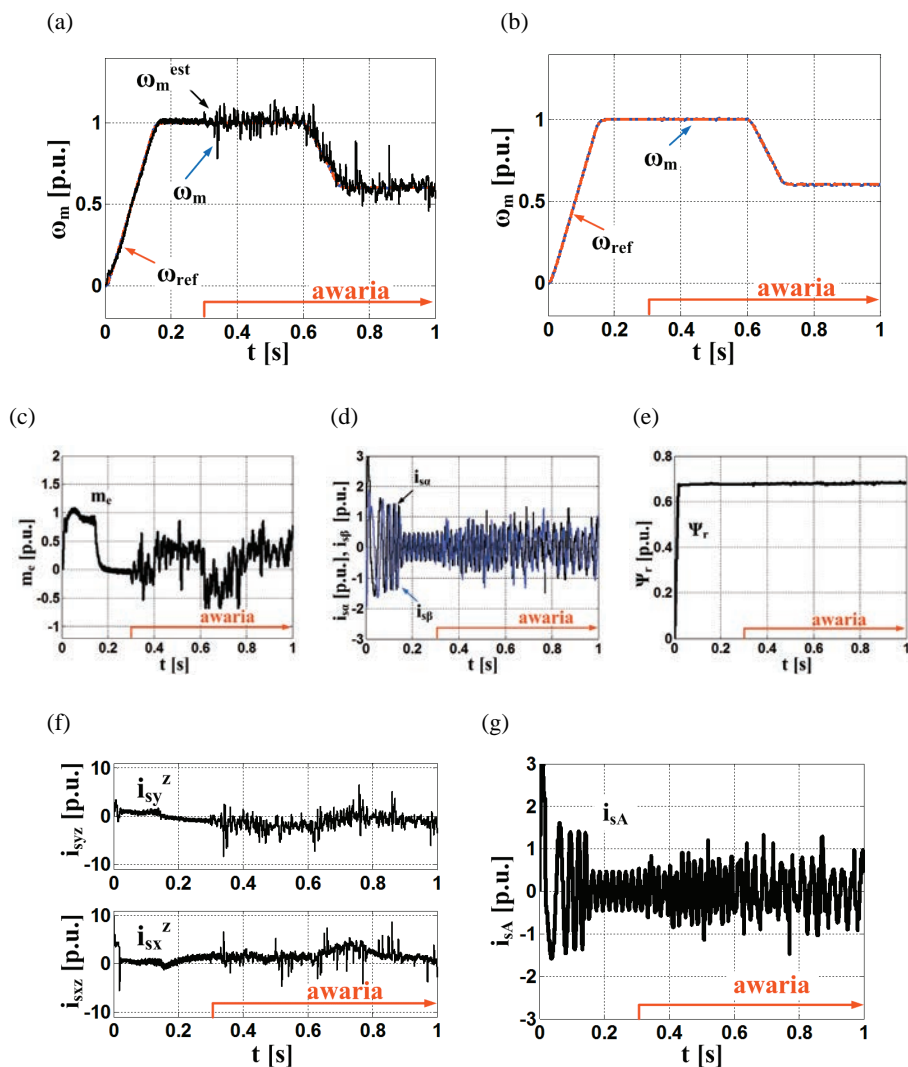
Skutki saturacji, wynikającej z nasycenia rdzenia czujnika, oraz przerwanie sprzężenia zwrotnego także powodują oscylacje prędkości oraz momentu elektromagnetycznego. Dla tych trzech przypadków, zauważalny jest spadek prędkości kątowej chwilę po obciążeniu silnika. Natomiast po obniżeniu wartości prędkości referencyjnej uchyb prędkościowy zmniejszył się, ale nadal widoczne były oscylacje. Skutki te wpłynęły także na przebieg strumienia wirnika.



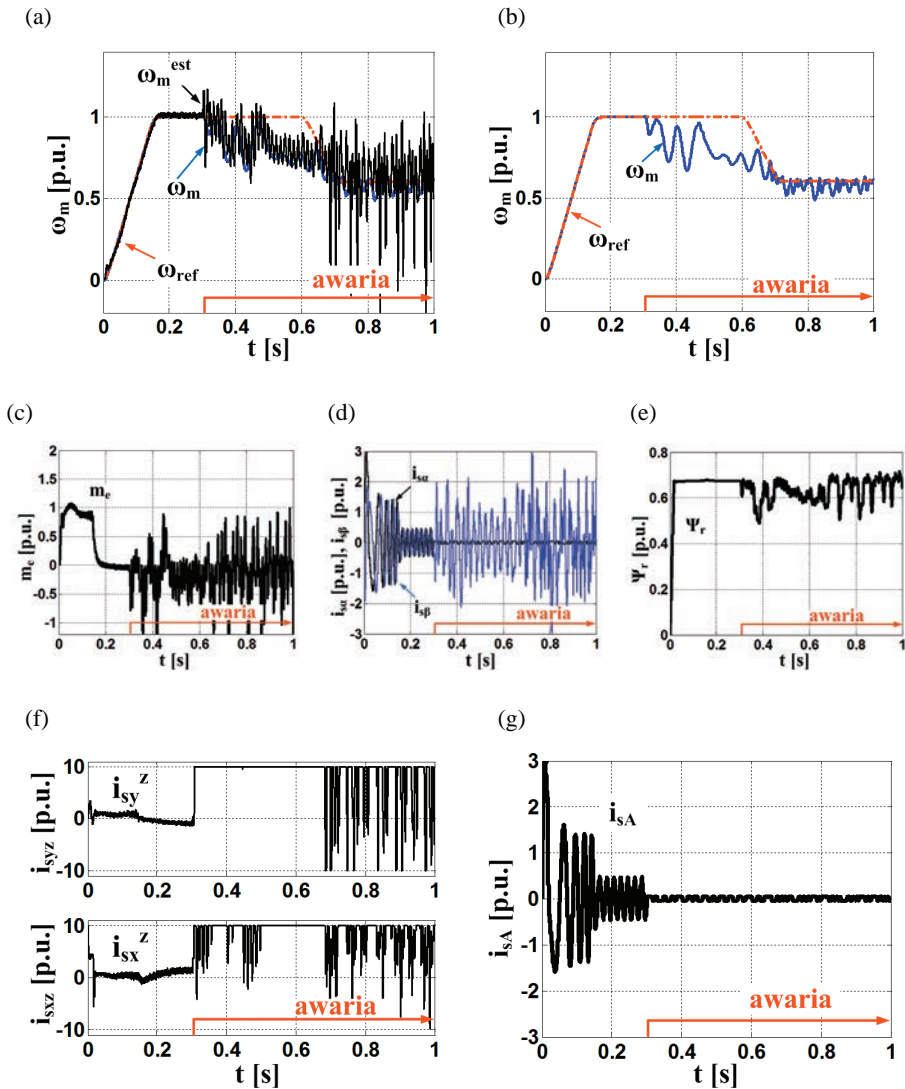
Rys. 4. Przebieg prędkości kątowej i estymowanej (a, b), momentu elektromagnetycznego (c), składowych α - β prądu stojana (d), modułu strumienia wirnika (e), składowych x - y prądu stojana (f) oraz prądu fazowego (g) przy przerywanym sygnale pomiarowym z czujnika prądu fazy A

W przypadku wystąpienia szumu w sygnale pomiarowym zauważalne są minimalne wahania prędkości mierzonej oraz znaczące zmiany w przebiegu momentu elektromagnetycznego. Uszkodzenie wpływa również na estymację prędkości, ale w znacznie mniejszym stopniu niż miało to miejsce przy pozostałych uszkodzeniach.

Największe skutki awarii czujnika prądu dla fazy A wystąpiły dla zaniku oraz ograniczeniu sygnału pomiarowego.



Rys. 5. Przebieg prędkości kątowej i estymowanej (a, b), momentu elektromagnetycznego (c), składowych α - β prądu stojana (d), modułu strumienia wirnika (e), składowych x - y prądu stojana (f) oraz prądu fazowego (g) przy wystąpieniu szumu w sygnale z czujnika prądu fazy A

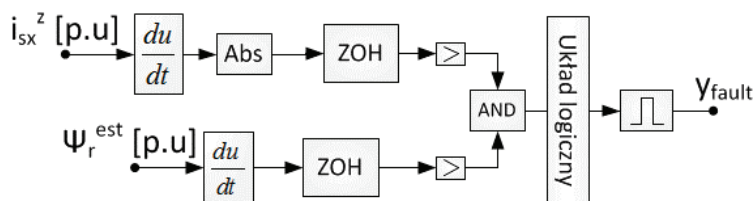


Rys. 6. Przebieg prędkości kątowej i estymowanej (a, b), momentu elektromagnetycznego (c), składowych α - β prądu stojana (d), modułu strumienia wirnika (e), składowych x - y prądu stojana (f) oraz prądu fazowego (g) przy ograniczeniu sygnału z czujnika prądu fazy A

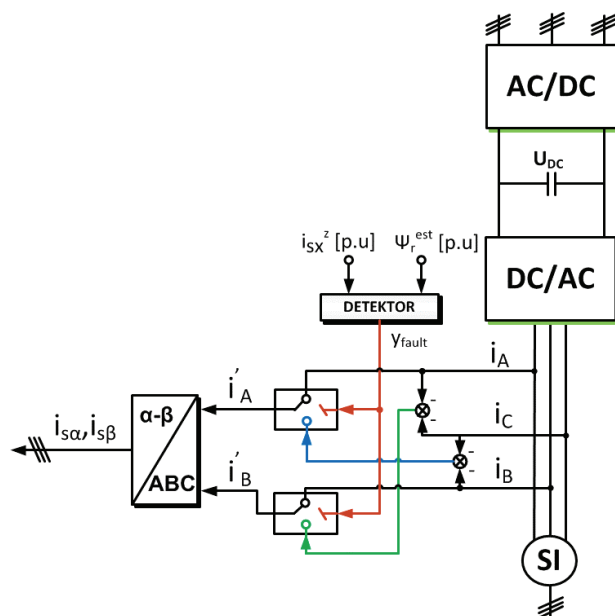
4. DETEKCJA USZKODZEŃ CZUJNIKA PRĄDU STOJANA

W rozdziale zaproponowano układ wykrywania uszkodzeń czujnika prądu stojana na podstawie śledzenia wartości estymowanej strumienia wirnika. W strukturze stero-

wania polowo-zorientowanego wykorzystywana jest informacja o składowej i_{sx} . Rys. 7 przedstawia schemat blokowy detektora uszkodzeń czujnika prądu zaimplementowany w strukturze sterowania wektorowego DFOC.



Rys. 7. Schemat blokowy detektora uszkodzeń czujnika prądu dla sterowania wektorowego DFOC



Rys. 8. Schemat układu bezpiecznego z detektorem uszkodzeń czujnika prądu stojana dla sterowania wektorowego DFOC

Dla struktury polowo-zorientowanej musi być spełniony warunek (1),

$$\text{if } \left| \frac{d}{dt} i_{sx}^x \right| \geq y_1 \text{ AND } \frac{d}{dt} \psi_r^{\text{est}} \geq y_2 \quad \text{then} \quad y_{\text{fault}} = 1. \quad (1)$$

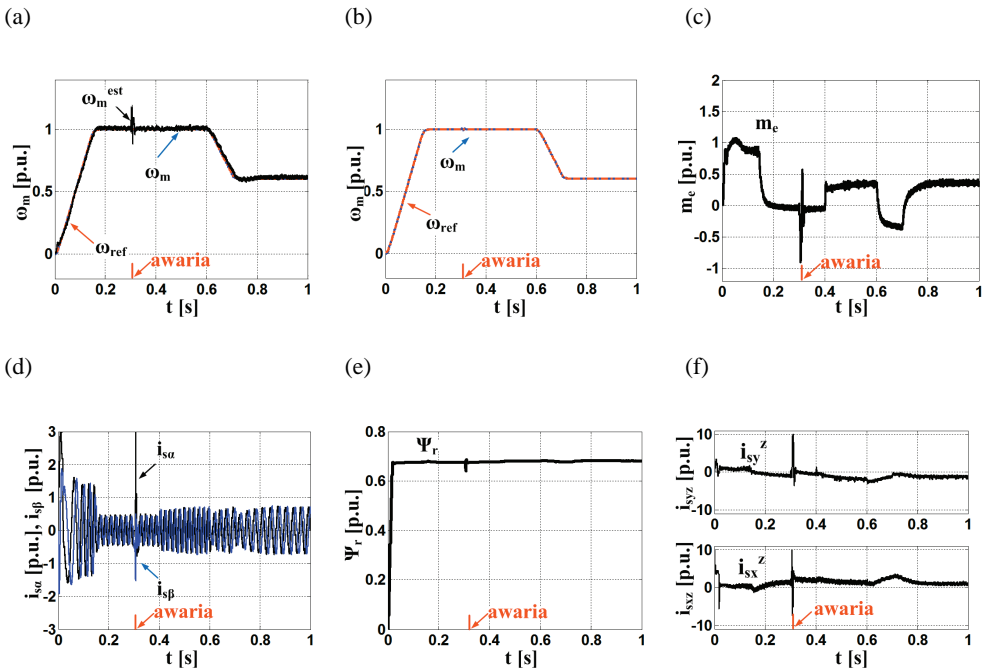
Zasada działania algorytmu polega na obserwowaniu pochodnej estymowanej wartości strumienia wirnika. Sygnał z estymatora jest dodatkowo próbkowany i opóźniany, aby uniknąć przypadkowego stwierdzenia uszkodzenia w stanach przejściowych.

wych. Wynikiem działania takiego detektora jest wartość porównywana z dopuszczalną wartością graniczną. Jeśli wartość ta jest większa to układ generuje impuls logiczny informujący o wystąpieniu uszkodzenia. Potwierdzona awaria czujnika powoduje przełączenie pomiędzy pomiarem prądu z czujnika, a obliczeniem jego wartości według zależności:

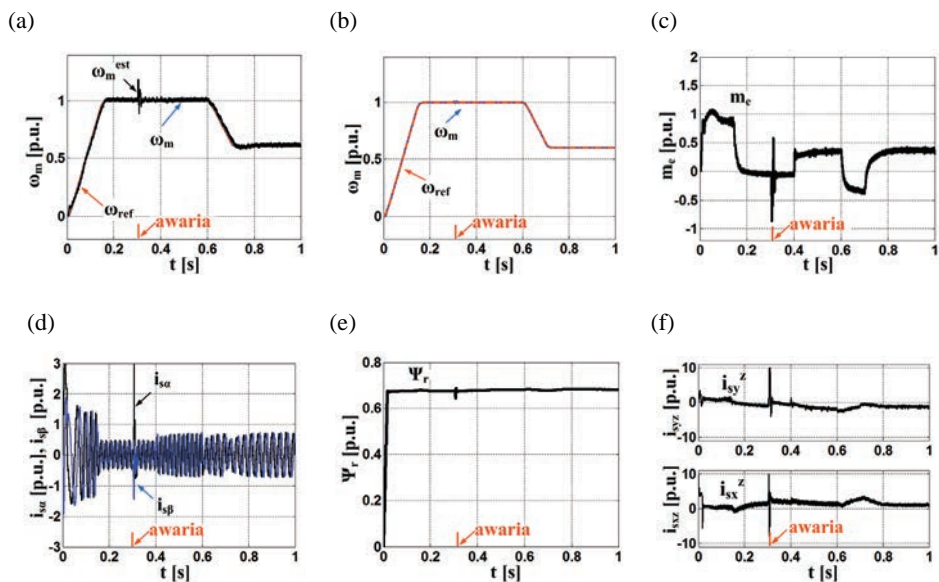
$$i_A = -(i_B + i_C). \quad (2)$$

Dodatkowo sprawdzane jest, który z czujników uległ awarii: jeżeli wartość składowej α prądu stojana jest równa wartości prądu fazowego i_A po wykryciu awarii to uszkodzeniu uległ czujnik fazy B, w przeciwnym wypadku czujnik fazy A. W rezultacie możliwa jest poprawna praca napędu po wystąpieniu uszkodzenia. Poniżej przedstawiono uproszczony schemat układu bezpiecznego z detektorem uszkodzeń czujnika prądu dla struktury sterowania wektorowego DFOC.

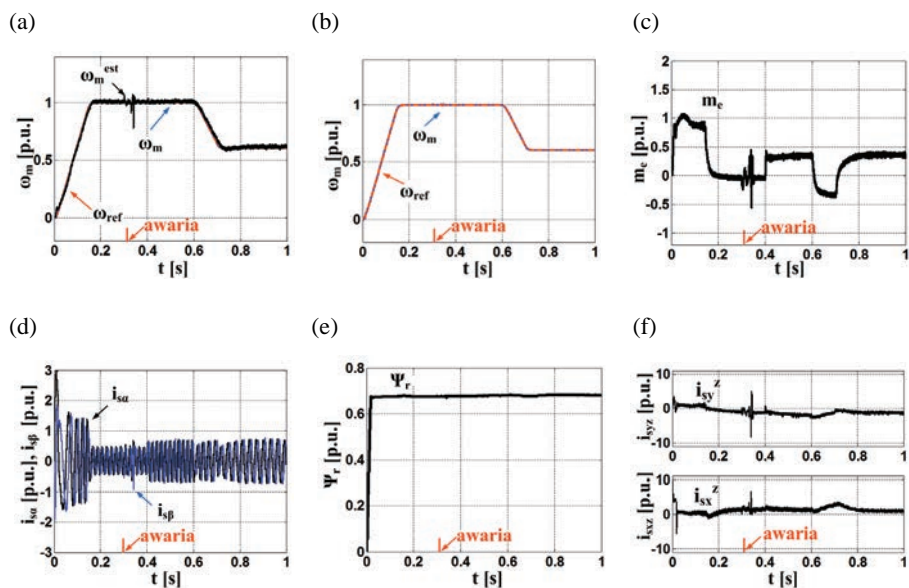
Na rys. 9–13 zaprezentowano pracę układu odpornego na uszkodzenia czujnika prądu fazy A dla wszystkich poprzednio opisanych awarii dla badanej struktury polewo-zorientowanej DFOC.



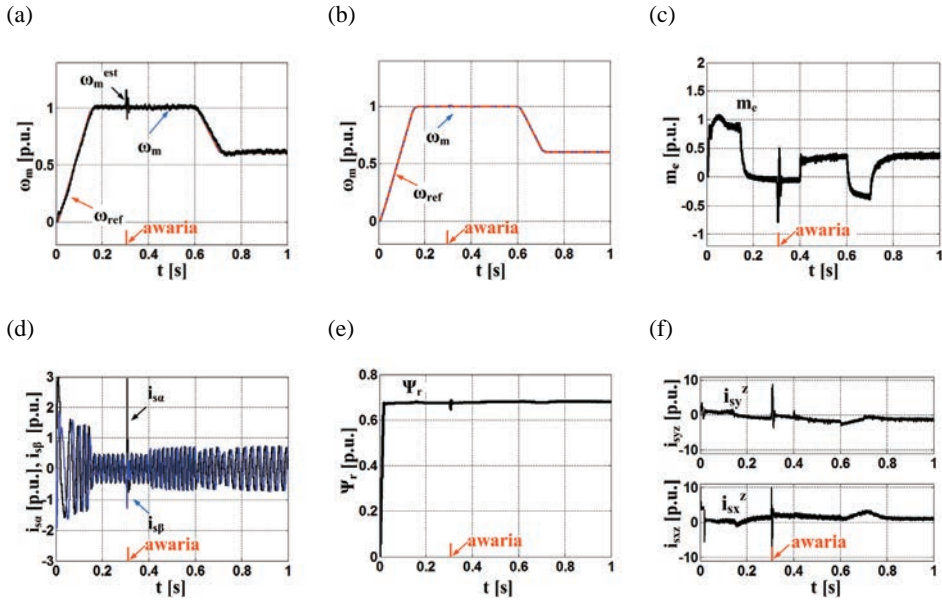
Rys. 9. Przebieg prędkości kątowej i estymowanej (a, b), momentu elektromagnetycznego (c), składowych α - β prądu stojana (d), modułu strumienia wirnika (e) oraz składowych x - y prądu stojana (f) przy całkowitym uszkodzeniu czujnika prądu fazy A



Rys. 11. Przebieg prędkości kątowej i estymowanej (a, b), momentu elektromagnetycznego (c), składowych α - β prądu stojana (d), modułu strumienia wirnika (e) oraz składowych x - y prądu stojana (f) przy przerywanym sygnale pomiarowym z czujnika prądu fazy A



Rys. 12. Przebieg prędkości kątowej i estymowanej (a, b), momentu elektromagnetycznego (c), składowych α - β prądu stojana (d), modułu strumienia wirnika (e) oraz składowych x - y prądu stojana (f) przy wystąpieniu szumu w sygnale z czujnika prądu fazy A



Rys. 13. Przebieg prędkości kątovej i estymowanej (a, b), momentu elektromagnetycznego (c), składowych α - β prądu stojana (d), modułu strumienia wirnika (e) oraz składowych x - y prądu stojana (f) przy ograniczeniu sygnału z czujnika prądu fazy A

Układ odporny na uszkodzenia czujnika prądu stojana zadziałał w przybliżeniu 0,005 s po wykryciu awarii. Tak jak w poprzednich rodzajach uszkodzeń zauważalne są chwilowe negatywne skutki, ale w tym przypadku dotyczą one głównie przebiegu prędkości estymowanej i momentu elektromagnetycznego. Zaproponowane rozwiązanie układu odpornego opierające się na redundancji pomiarowej prądu stojana pozwoliło na wykrycie awarii i umożliwienie tym samym dalszej pracy układu oraz na poprawną estymację prędkości.

5. WNIOSKI

W artykule przedstawiono wpływ uszkodzeń czujników pomiarowych prądu stojana na pracę układu napędowego sterowanego metodą wektorową. Wyniki badań potwierdziły, że największe skutki na działanie napędu wywoływało całkowite uszkodzenie czujników oraz przerywany sygnał pomiarowy, które generowały silne oscylacje momentu oraz prędkości kątovej.

Zaproponowano układy do wykrywania uszkodzenia wspomnianych czujników pomiarowych, które z powodzeniem mogą być wykorzystane w napędach o zwiększonym stopniu bezpieczeństwa. Należy zaznaczyć, że zaproponowane algorytmy

detekcji są bardzo proste w konstrukcji, nie obciążają kompletnego układu napędowego i bazują na sygnałach dostępnych w wewnętrznych strukturach sterowania wektorowego.

Praca zrealizowana w ramach projektu finansowanego przez: Narodowe Centrum Nauki na podstawie decyzji DEC-2013/09/B/ST7/04199.

LITERATURA

- [1] DYBKOWSKI M., *Estymacja prędkości kątowej w złożonych układach napędowych – zagadnienia wybrane*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 67, Seria: Monografie, Nr 20, Wrocław 2013.
- [2] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2003.
- [3] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., *Stator Current-based MRAS Estimator for a Wide Range Speed-Sensorless Induction Motor Drive*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 57, No. 4, 2010, 1296–1308.
- [4] MALINOWSKI M., *Sensorless Control Strategies for Three-Phase PWM Rectifiers*, PhD Thesis, Warsaw University of Technology, Faculty of Electrical Engineering, Institute of Control and Industrial Electronics, Warszawa 2001.
- [5] KHALAF SALLOUM GAEID, HEW WOOI PING, *Fault Tolerant Control of Induction Motor*, Modern Applied Science, Vol. 5, No. 4, August 2011, 83–94.
- [6] LI JIANG, *Sensor fault detection and isolation using system dynamics identification techniques*, PhD thesis, The University of Michigan, 2011.
- [7] LEE K.-S., RYU J.-S., *Instrument fault detection and compensation scheme for direct torque controlled induction motor drivers*, IEE Proc.-Control Theory Appl., Vol. 150, No. 4, 2003.

INFLUENCE OF THE STATOR CURRENT SENSORS FAULTS TO THE PERFORMANCE OF VECTOR CONTROLLED INDUCTION MOTOR DRIVE – CONCEPT OF FAULT TOLERANT STRUCTURE

In the paper the influence of the stator current sensors faults to the properties of induction motor drive system were tested. Study results contains an analysis of the state variables useful in diagnostic of induction motor drive. Faults tolerant algorithm was developed and presented. The simulation tests carried out in Matlab/SimPowerSystem software.

*regulatory neuronowo-rozmyte TSK,
adaptacyjna struktura sterowania,
minimalizacja drgań skrętnych napędu dwumasowego*

Sebastian KNYCHAS*

TŁUMIENIE DRGAŃ SKRĘTNYCH DWUMASOWEGO UKŁADU NAPĘDOWEGO PRACUJĄCEGO W ADAPTACYJNEJ STRUKTURZE STEROWANIA Z NEURONOWO-ROZMYTYMI REGULATORAMI TYPU TSK

W niniejszej pracy przedstawiono adaptacyjną strukturę sterowania układu dwumasowego z połączeniem sprężystym z neuronowo-rozmytym regulatorem prędkości typu TSK. Zadaniem regulatora jest minimalizacja wrażliwości struktury sterowania na zmiany parametrów oraz niepewności pomiarowe a także niepewności wynikające z nieprecyzyjnej wiedzy o obiekcie przy jednoczesnej minimalizacji drgań skrętnych układu dwumasowego. Badania przeprowadzono dla regulatorów z wejściowymi zbiorami rozmytymi typu-1 (T1) i przedziałowymi typu-2 (IT2) dla różnych wartości elektromechanicznej stałej czasowej układu oraz przy zakłóceniach pomiarowych.

1. WPROWADZENIE

Ciągły wzrost wymagań stawianych układom regulacji przyczynia się do zaangażowania środowisk naukowych w prace nad zastosowaniem metod sztucznej inteligencji (AI) w zaawansowanych strukturach sterowania. Metody te wykorzystuje się w procesach modelowania, identyfikacji, diagnostyce oraz regulacji. W układach regulacji znaczną popularnością zastosowań systemów AI, oprócz sieci neuronowych, cieszą się systemy rozmyte i neuronowo-rozmyte. Ze względu na nieliniowe powierzchnie sterowania charakteryzują się one większą odpornością na zakłócenia w porównaniu do układów klasycznych [9].

Logikę rozmytą opartą na zbiorach rozmytych wprowadził L.A. Zadeh w 1965 roku [12] umożliwiając przetwarzanie nieprecyzyjnych danych. Umożliwiło to ma-

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: sebastian.knychas@pwr.wroc.pl

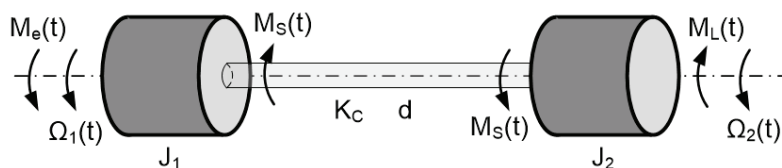
tematyczną reprezentację niedokładności wynikających z zakłóceń pomiarowych i parametrycznych. Konieczność dokładnego określenia postaci zbiorów rozmytych celem wykonania operacji matematycznych przyczyniła się do wprowadzenia przez Zadeh'a [13] zbiorów typu-2 (T2). Teorię zbiorów typu-2 rozszerzyli Mendel i Karnik [3]–[6], a w odpowiedzi na ich wysoką złożoność obliczeniową opracowali koncepcję zbiorów przedziałowych (IT2). Ich zaletą jest niska złożoność obliczeniowa przy zachowaniu możliwości określenia przedziału niepewności wyznaczenia zbioru rozmytego typu-1.

Jednym z głównych powodów pogorszenia właściwości dynamicznych układu napędowego jest nieliniowa charakterystyka zastosowanego sprzęgła mechanicznego. W celu efektywnego tłumienia drgań skrętnych opracowano szereg struktur sterowania, których przegląd jest zamieszczony w [9]. Zaawansowane struktury sterowania posiadają szereg sprzężeń zwrotnych od zmiennych stanu obiektu, co zmusza do zastosowania odpowiedniego estymatora zmiennych stanu. Alternatywą jest zastosowanie adaptacyjnej struktury sterowania opartej tylko na dostępnym pomiarowo sygnale prędkości silnika [6], [7].

W pracy przedstawiono wyniki obrazujące pracę adaptacyjnej struktury sterowania z adaptacyjnym regulatorem rozmytym. W odróżnieniu od [6],[7], gdzie zastosowano prosty system Mamdaniego ze zbiorami typu-1, w niniejszej pracy przedstawiono badania porównawcze układu z regulatorami TSK ze zbiorami typu-1 i 2.

2. MODEL MATEMATYCZNY

W układach dwumasowych, w których moment bezwładności elementu sprzężystego jest wielokrotnie mniejszy od momentów bezwładności silnika napędowego i maszyny roboczej najczęściej stosuje się model układu z bezinercyjnym elementem sprzężystym [9].



Rys. 1. Schemat części mechanicznej układu napędowego z bezinercyjnym elementem sprzężystym (wielkości fizyczne)

Równanie stanu dla rozważanego układu w jednostkach względnych przyjmuje postać:

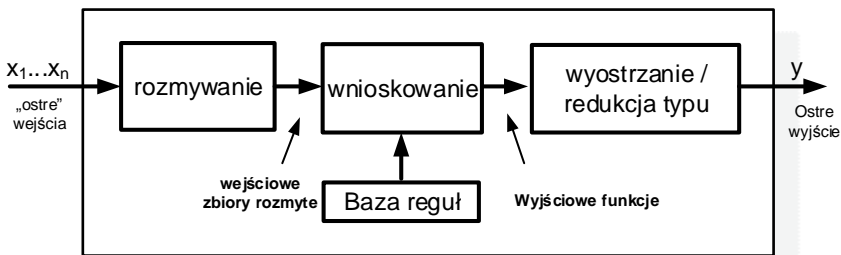
$$\begin{aligned}
 T_1 \frac{d\omega_1}{dt} &= m_e - m_s - m_{f(\omega_1)}, \\
 T_2 \frac{d\omega_2}{dt} &= m_s - m_L - m_{f(\omega_2)}, \\
 T_c \frac{dm_s}{dt} &= \omega_1 - \omega_2
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

gdzie:

- m_e – moment elektromagnetyczny,
- ω_1 – prędkość silnika,
- ω_2 – prędkość maszyny obciążającej,
- m_s – moment skrętny,
- m_L – moment obciążenia,
- m_f – moment wypadkowy tarcia,
- T_1 – mechaniczna stała czasowa silnika,
- T_2 – mechaniczna stała czasowa maszyny obciążającej,
- T_c – stała czasowa elementu sprężystego.

3. ADAPTACYJNE REGULATORY NEURONOWO-ROZMYTE TSK

Regulatory rozmyte posiadają strukturę kaskadową – sygnały przetwarzane są w następujących po sobie blokach.



Rys. 2. Kaskadowa struktura rozmytego systemu MISO

Systemy te składają się z następujących bloków: rozmywania, wnioskowania oraz wyostrzenia. Zasada działania regulatora rozmytego wynika z syntezy działań kolejnych bloków.

Proces wnioskowania realizowany jest w oparciu o bazę reguł będącą podstawową częścią układu rozmytego. Stopnie spełnienia przesłanek określają wagę danej reguły w sygnale wyjściowym regulatora. W konkluzjach mogą znajdować się zbiory roz-

myte (regulatory Mamdaniego) bądź funkcje wielomianowe (regulatory TSK). Ze względu postać charakterystyki zależności wyjść od wejść regulatory TSK są w stanie zapewnić lepsze właściwości dynamiczne niż regulatory Mamdaniego [9]. Reguły systemów TSK mają następującą postać:

$$R_i = \text{Jeżeli } x_1 \text{ jest } \tilde{A}_{i1} \text{ i } x_2 \text{ jest } \tilde{A}_{i2} \text{ i } \dots x_j \text{ jest } \tilde{A}_{ij} \text{ to } y_i = a_{i0} + \sum_{j=1}^N a_{ij}x_j \quad (2)$$

gdzie:

- i – liczba reguł,
- j – liczba przesłanek w regule.

A. Rozmywanie i przesłanki reguł.

Zadanie rozmywania polega na wprowadzeniu zmiennej wejściowej do systemu rozmytego poprzez określenie wartości jej funkcji przynależności do określonego zbioru rozmytego. W literaturze powszechnie wykorzystuje się zbiory rozmyte w kształcie krzywej Gaussa (por. [1], [4], [5], [11]) bądź trójkątnej [2], [6]–[10]. Zaletą funkcji Gaussa jest bardziej naturalna reprezentacja rozkładu funkcji przynależności oraz dostępność wzorów relacji matematycznych dla wszystkich typów zbiorów rozmytych [1], [4], [5], [11]. Badania porównawcze zastosowania obu postaci funkcji przynależności w procesie rozmywania regulatora potwierdzają zalety funkcji Gaussa [2], [3]. Rozmycie zmiennej wejściowej regulatora zależne jest od typu regulatora. Funkcje przynależności postaci krzywej Gaussa w regulatorach rozmytych typu-1 przyjmują postać:

$$\mu_j^i(x) = \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{x_j - m_j^i}{\sigma_j^i}\right)^2\right]. \quad (3)$$

Dla regulatora przedziałowego typu-2 określa się dwie funkcje przynależności, dolną i górną, według zależności:

$$\underline{\mu}_j^i(x) = N(m_{j1}^i, \sigma_j^i; x), \quad (4)$$

$$\overline{\mu}_j^i(x) = N(m_{j2}^i, \sigma_j^i; x). \quad (5)$$

Przedział pomiędzy powyższymi funkcjami (4), (5), a więc wszystkie funkcje z zakresu

$$\mu_j^i(x) = \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{x_j - m_j^i}{\sigma_j^i}\right)^2\right], \quad \sigma_j^i \in [\sigma_{j1}^i, \sigma_{j2}^i] \quad (6)$$

nazywany jest przedziałem niepewności, określanym jako

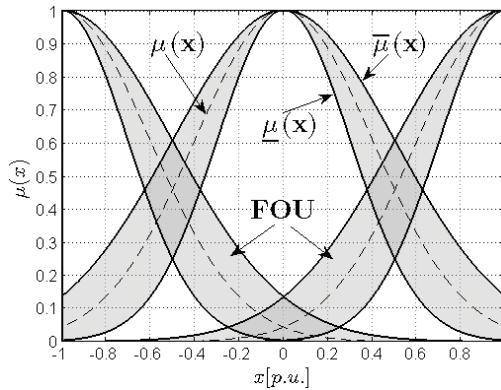
$$FOU(\tilde{A}) \triangleq \bigcup_{x \in X} J_x \quad (7)$$

gdzie \tilde{A} jest przedziałowym zbiorem rozmytym określonym przez:

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \int_{u \in [\underline{\mu}_A(x), \overline{\mu}_A(x)]} 1/u(x, u) J_x \subseteq [0, 1] \quad (8)$$

a J_x nośnikiem tego zbioru.

Rozkład funkcji przynależności wraz z zakresem FOU wykorzystany w rozmywaniu zmiennych wejściowych regulatora przedstawiono na rysunku 3.



Rys. 3. Funkcje przynależności procesu rozmywania.

Stopnie spełnienia kolejnych przesłanek reguły określają stopień zapłonu reguły dla regulatorów typu-1

$$f_i(x) = \mu_{\tilde{A}_{i1}}(x_1) * \mu_{\tilde{A}_{i2}}(x_2) * \dots * \mu_{\tilde{A}_{ij}}(x_j) \quad (9)$$

i typu-2

$$\underline{f}_i(x) = \underline{\mu}_{\tilde{A}_{i1}}(x_1) * \underline{\mu}_{\tilde{A}_{i2}}(x_2) * \dots * \underline{\mu}_{\tilde{A}_{ij}}(x_j), \quad (10)$$

$$\overline{f}_i(x) = \overline{\mu}_{\tilde{A}_{i1}}(x_1) * \overline{\mu}_{\tilde{A}_{i2}}(x_2) * \dots * \overline{\mu}_{\tilde{A}_{ij}}(x_j) \quad (11)$$

gdzie * oznacza t-normę w praktyce najczęściej realizowaną za pomocą funkcji *prod.*

B. Konkluzje reguł i wyostrzanie wartości wyjściowej

W wyniku operacji (9)–(11) wykonanych na konkluzjach reguł otrzymuje się kolejno dla typu-1 i przedziałowego typu-2 rozmyte zbiory wartości wyjściowych y_i .

(por. (2)), które po przejściu przez proces wyostrzania określają wartość wyjściową regulatora.

Przyjmując stałe wartości współczynników a funkcji y_i w konkluzjach obu typów regulatorów, proces wyostrzania z wykorzystaniem metody środka sum [5] określa wyjście systemu jako:

$$y_0 = \frac{\sum_{i=1}^M f_i \cdot y_i}{\sum_{i=1}^M f_i}, \quad (12)$$

natomiast w przedziałowych regulatorach typu-2:

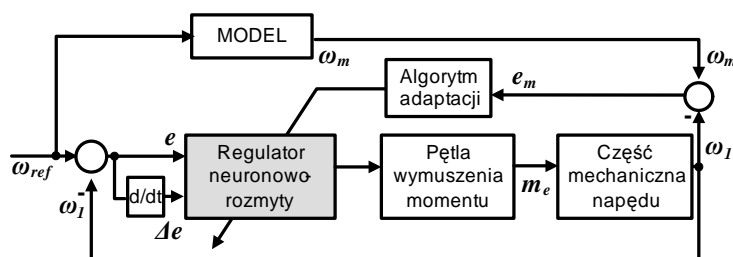
$$y_0 = \frac{1}{2} \left(\frac{\sum_{i=1}^M \underline{f}_i \cdot y_i}{\sum_{i=1}^M \underline{f}_i} + \frac{\sum_{i=1}^M \overline{f}_i \cdot y_i}{\sum_{i=1}^M \overline{f}_i} \right). \quad (13)$$

C. Adaptacja parametrów regulatora

Algorytm adaptacji realizuje zadanie zmiany parametrów regulatora zgodnie z algorytmem adaptacji:

$$J = \frac{1}{2} (\omega_1 - \omega_m)^2 = \frac{1}{2} e_m^2 \quad (14)$$

gdzie e_m jest wartością błędu śledzenia zadanego modelu obiektu. Schemat struktury sterowania przedstawiono na rysunku 4.



Rys. 4. Adaptacyjna struktura sterowania

Za model obiektu obrano układ inercyjny drugiego rzędu o transmitancji:

$$G_m(s) = \frac{\omega_r^2}{s^2 + 2\xi_r \omega_r s + \omega_r^2} \tag{15}$$

gdzie ω_r oznacza pulsację rezonansową obiektu a ξ_r współczynnik tłumienia.

Zmiana wag następuje zgodnie z zależnością:

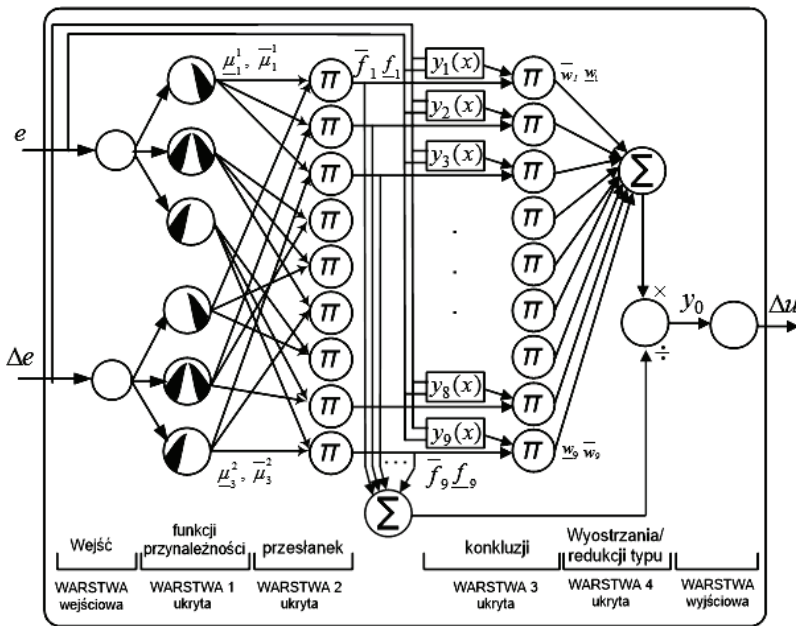
$$w_i(k+1) \cong w_i(k) + f_i(k_p e_m + k_d \Delta e_m) \tag{16}$$

gdzie k_p i k_d są współczynnikami adaptacji (por. 7).

D. Regulatory neuronowo-rozmyte.

Sieć neuronowo-rozmyta podzielona jest na warstwy realizujące kolejno zadania systemu rozmytego. Na rysunku nr 5 przedstawiono wybrany regulator neuronowo-rozmyty TSK o dwóch wejściach (błąd e i jego pochodna Δe) oraz jednym wyjściem (zmiana momentu elektromagnetycznego Δm_e). Liczba neuronów systemu sieci uzależniona jest od liczby wejść, liczby reguł oraz liczby wyjść. Dla wybranego regulatora reguły przyjmują postać:

$$R_i = \text{Jeżeli } x_1 \text{ jest } \tilde{A}_{i1} \text{ i } x_2 \text{ jest } \tilde{A}_{i2} \text{ to } y_i = w_i \left(a_{i0} + \sum_{j=1}^N a_{ij} x_j \right). \tag{17}$$



Rys. 5. Neuronowo-rozmyty regulator TSK

4. BADANIA SYMULACYJNE

Struktura sterowania w postaci kaskadowej (rys. 4) zawiera kolejno neuronowo-rozmyty regulator prędkości, zoptymalizowaną kryterium modułu pętli wymuszenia momentu elektromagnetycznego, model odniesienia (15), mechanizm adaptacji (16) oraz model układu napędowego z połączeniem sprzężystym (1). Parametry konkluzji regulatora prędkości dobierane są w czasie pracy układu tak, aby minimalizować uchyb pomiędzy wyjściem modelu wzorcowego a obiektem rzeczywistym zgodnie z (14). Parametry k_p i k_d algorytmu adaptacji dobrano z wykorzystaniem algorytmów genetycznych minimalizując wskaźnik:

$$I_{ITSE} = \int_0^{\infty} t(e_{12}^2(t) + e_m^2(t))dt \quad (18)$$

gdzie e_{12} i e_m oznaczają kolejno błędy śledzenia prędkości silnika przez maszynę roboczą i modelu przez silnik.

Za pomocą algorytmów genetycznych dobrano również wektor parametrów a funkcji y_i minimalizując współczynnik jakości regulacji:

$$I_{ITSE} = \int_0^{\infty} t \cdot e_{12}^2(t)dt. \quad (19)$$

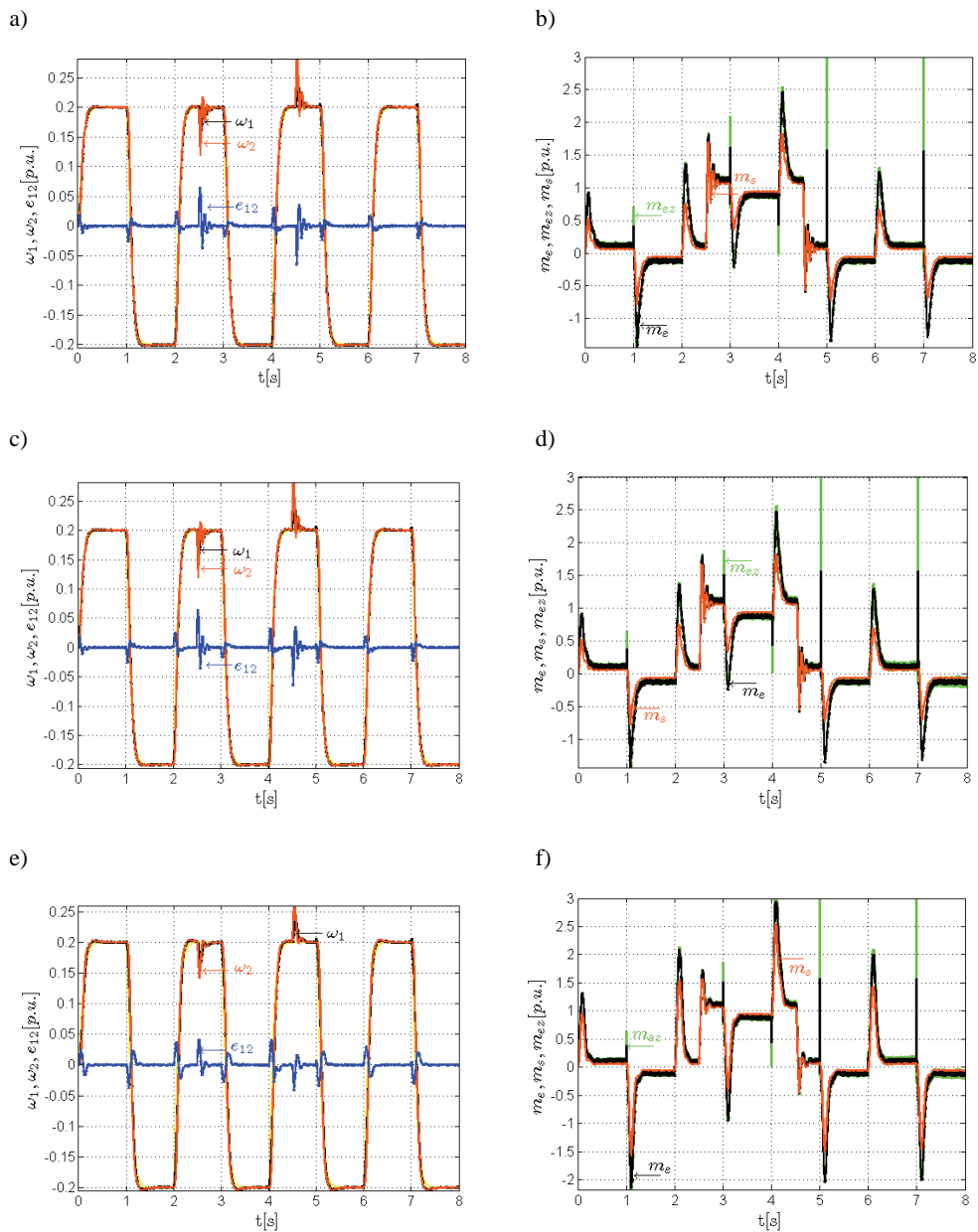
Minimalizacja błędu śledzenia prędkości silnika przez maszynę roboczą zapewnia minimalizację drgań skrętnych połączenia podatnego.

W trakcie pracy układ obciążano znamionowym momentem obciążenia m_L . Zmianę parametrów obiektu symulowano zmianą momentu bezwładności – stałej czasowej T_2 maszyny roboczej w zakresie $0,5 \div 2$ wartości znamionowej T_{2N} . W części mechanicznej silników uwzględniono wypadkową nieliniową charakterystykę momentów tarcia.

Układ przebadano przy braku zakłóceń pomiarowych prędkości oraz przy zakłóceniach na poziomie 0.5% i 2%. W tabeli 1 przedstawiono wartości wskaźnika jakości regulacji (19) dla przebadanych regulatorów.

Tabela 1. Porównanie układów bez i z zakłóceniami prędkości silnika

	Typ regulatora	$ITSE E_{12}$		
		$T_2 = 0.5 T_{2N}$	$T_2 = T_{2N}$	$T_2 = 2T_{2N}$
brak zakłóceń	IT2 TSK	2,50 E-3	1,63 E-3	3,81 E-3
	T1 TSK	2,42 E-3	1,56 E-3	2,75 E-3
zakł. 0.5%	IT2 TSK	2,57 E-3	1,70 E-3	3,08 E-3
	T1 TSK	2,53 E-3	1,72 E-3	3,07 E-3
zakł. 2%	IT2 TSK	3,50 E-3	2,62 E-3	3,83 E-3
	T1 TSK	4,48 E-3	3,96 E-3	5,39 E-3



Rys. 6. Przebiegi prędkości silnika i maszyny roboczej (a, c, e) oraz momentów elektromagnetycznego i skrętnego (b, d, f) dla układu z 0.5% zakłóceniami prędkości ω_1 : regulator T1 TSK T2 = 0,5 TN (a, b), regulator IT2 TSK T2 = 0,5 TN (c, d), regulator IT2 TSK T2 = 2TN (e, f)

Dla układu bez zakłóceń prędkości regulatory z funkcjami typu-1 posiadają lepsze właściwości regulacyjne od regulatorów przedziałowych. Wynika to z faktu, iż wybrana szerokość nośnika wejściowych funkcji przynależności dla regulatora typu-1 lepiej aproksymuje optymalną charakterystykę regulatora niż uśrednienie wynikające z zastosowania przedziałów niepewności. Dokładne dobranie funkcji przynależności regulatorów typu-1 wymaga jednak większej znajomości charakterystyki pracy regulatora i obiektu, i w wielu praktycznych zastosowaniach jest zadaniem stosunkowo trudnym. Regulatory przedziałowe typu-2 umożliwiają określenie przedziału, w którym postać funkcji może się zmieniać (np. ze względu na błędy pomiarowe, bądź gdy parametry funkcji nie są dokładnie znane, czy możliwe do wyznaczenia). Właściwość tę potwierdza wzrost jakości pracy regulatorów przedziałowych w odniesieniu do regulatorów typu-1 przy wzroście występujących niepewności w układzie (tab. 1). Zależność ta zachodzi zarówno dla niepewności pochodzących z błędów pomiarowych jak i zakłóceń parametrycznych.

Oba typy regulatorów w zakresie zmian stałej czasowej T_2 maszyny roboczej zachowały odporność, a zatem wprowadzenie rozmycia na parametry wejściowych funkcji przynależności nie wpływa znacząco na jakość pracy algorytmu adaptacji.

Na rysunku 6 przedstawiono przebiegi prędkości i momentów napędu dwumasowego. Prędkość silnika z dużą dokładnością śledzi przebieg modelu a maszyna robocza z dużą dokładnością nadąża za prędkością silnika. Wprowadzenie obciążenia zakłóca nieznacznie proces regulacji jednak algorytm adaptacyjny szybko kompensuje powstałe oscylacje zarówno prędkości jak i momentu skrętnego dla wszystkich badanych regulatorów.

5. PODSUMOWANIE

Zastosowanie regulatorów neuronowo-rozmytych TSK w układach dwumasowych do regulacji prędkości umożliwia nie tylko minimalizację drgań skrętnych ale również uniewrażliwia układ na zmianę parametrów obiektu i występowanie niepewności pomiarowych i probabilistycznych. Regulatory przedziałowe posiadają lepsze właściwości tłumienia drgań skrętnych – oscylacji momentu skrętnego dla $T_2 < T_{2N}$, oraz amplitudy drgań dla $T_2 > T_{2N}$, szczególnie dla obiektów o nieznanach zakłóceniach.

W dalszych pracach planuje się przeprowadzić badania nad zastosowaniem regulatorów TSK z niepewnościami w konkluzjach reguł, oraz przeprowadzenie analizy minimalizacji liczby współczynników a funkcji y_i .

LITERATURA

- [1] KARNIK N.N., MENDEL J.M., *Type-2 Fuzzy Logic Systems*, IEEE Trans. on Fuzzy Systems, Vol. 7, No. 6, 1999, 648–658.
- [2] KNYCHAS S., SZABAT K., *Zastosowanie adaptacyjnego regulatora opartego na zbiorach rozmytych typu-2 do sterowania prędkością układu napędowego*, Przegląd Elektrotechniczny, vol. 87, nr 4, 2011.

- [3] KNYCHAS.S., *Adaptacyjne sterowanie układu dwumasowego z połączeniem sprężystym z wykorzystaniem regulatorów neuronowo-rozmytych*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 65, 2011.
- [4] LIANG Q., MENDEL J.M., *Interval type-2 fuzzy logic systems: Theory and design*, IEEE Transactions Fuzzy Systems, Vol. 8, 2000, 535–550.
- [5] MENDEL J.M., JOHN R.I., LIU F., *Interval type-2 fuzzy logic systems made simple*, IEEE Trans. on Fuzzy Systems, Vol. 14, 2006, 808–821
- [6] ORLOWSKA-KOWALSKA T., SZABAT K., *Damping of Torsional Vibrations in Two-Mass System Using Adaptive Sliding Neuro-Fuzzy Approach*, IEEE Trans. Ind. Informatics, Vol. 4, No. 1, 2008, 47–57
- [7] ORLOWSKA-KOWALSKA T., SZABAT K., *Control of the Drive System With Stiff and Elastic Couplings Using Adaptive Neuro-Fuzzy Approach*, IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol. 54, No. 1, 2007, 228–240.
- [8] SERKIES P., SZABAT K., *Predykcyjny regulator prędkości napędu dwumasowego z rozmytą adaptacją ograniczeń*, Przegląd Elektrotechniczny, vol. 88, nr 4, 2012, 209–2012.
- [9] SZABAT K., *Struktury sterowania elektrycznych układów napędowych z połączeniem sprężystym*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 61, Seria: Monografie, Nr 19, Wrocław 2008.
- [10] TRAN VAN T., KAMIŃSKI M., SZABAT K., *Estymacja mechanicznych zmiennych stanu układu napędowego za pomocą systemów neuronowo-rozmytych*, Przegląd Elektrotechniczny, vol. 88, nr 6, 2012, 166–169.
- [11] WU H., MENDEL J.M., *Uncertainty bounds and their use in the design of interval type-2 fuzzy logic systems*, IEEE Trans. on Fuzzy Systems, Vol. 10, 2002, 622–639.
- [12] ZADEH L.A., *Fuzzy sets*, Information and Control, Vol. 8, 1965, 338–353.
- [13] ZADEH L.A. *The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning-1*, Information Sciences, Vol. 8, 1975, 199–249.

DAMPING OF THE TORSIONAL VIBRATIONS
OF THE TWO-MASS DRIVE SYSTEM WORKING IN ADAPTIVE CONTROL STRUCTURE
WITH TSK NEURO-FUZZY CONTROLLER

In this paper speed adaptive control structure of two-mass system is introduced. A neuro-fuzzy TSK controller is presented. Main goal of fuzzy controller is to reduce all kind of uncertainties and to minimize vibrations of flexible connection of two-mass system. Two kind of fuzzy systems are tested: Type-1 and Interval Type-2.

*silnik indukcyjny, estymacja zmiennych stanu,
układ bezczujnikowy*

Jacek LISTWAN*, Mateusz DYBKOWSKI*, Krzysztof PIEŃKOWSKI*

ANALIZA WRAŻLIWOŚCI WYBRANYCH ESTYMATORÓW ZMIENNYCH STANU NA BŁĘDNĄ IDENTYFIKACJĘ PARAMETRÓW SCHEMATU ZASTĘPCZEGO SILNIKA INDUKCYJNEGO

Przedstawiono analizę wrażliwości wybranych estymatorów odtwarzających wartości wektora strumienia sprzężonego wirnika i prędkości kątowej silnika indukcyjnego klatkowego na błędną identyfikację wartości parametrów schematu zastępczego silnika. Weryfikacja działania tych estymatorów została przeprowadzona z wykorzystaniem przekształtnikowego układu sterowania silnikiem indukcyjnym z zastosowaniem metody DTC-SVM. Przekształtnikowy układ sterowania silnikiem i układy wybranych estymatorów zostały zamodelowane w środowisku Matlab-Simulink. Badano wpływ błędnej identyfikacji wartości rezystancji stojana, rezystancji wirnika oraz reaktancji magnesowania silnika przy różnych wartościach prędkości kątowej układu napędowego. Wyniki przeprowadzonych badań i analiz pozwalają na racjonalny wybór estymatorów zmiennych stanu stosowanych w bezczujnikowych układach sterowania silników indukcyjnych.

1. WPROWADZENIE

We współczesnych układach napędowych powszechnie są stosowane przekształtnikowe układy sterowania silników elektrycznych. Ze względu na prostotę konstrukcji, dużą niezawodność pracy, niskie koszty produkcji i eksploatacji oraz inne względy jako silniki napędowe stosowane są najczęściej silniki indukcyjne klatkowe. Obecnie rozwijane są przekształtnikowe układy sterowania częstotliwościowego tych silników oparte na różnych metodach sterowania. W algorytmach sterowania dotyczących tych metod konieczna jest znajomość wybranych zmiennych stanu oraz parametrów układu napędowego. Te zmienne stanu można podzielić

* Politechnika Wrocławska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: jacek.listwan@pwr.wroc.pl, mateusz.dybkowski@pwr.wroc.pl, krzysztof.pienkowski@pwr.wroc.pl

na mierzalne oraz na niemierzalne lub trudno mierzalne. Mierzalne zmienne stanu mogą być wyznaczone przez zastosowanie odpowiednich czujników pomiarowych, natomiast do wyznaczania niemierzalnych lub trudno mierzalnych zmiennych stanu stosowane są często metody odtwarzania tych zmiennych za pośrednictwem odpowiednich technik estymacji.

Zastosowanie czujników pomiarowych do bezpośredniego pomiaru zmiennych stanu ma wpływ na pogorszenie niezawodności pracy układu napędowego oraz powoduje zwiększenie kosztów wykonania i eksploatacji napędu. W związku z tym poszukiwane są układy sterowania pozwalające na wyeliminowanie pewnej liczby czujników pomiarowych i utworzenie tzw. napędów bezczujnikowych. Powszechną tendencją w układach napędowych jest dążenie do eliminacji mechanicznych czujników pomiarowych, co najczęściej prowadzi do eliminacji czujnika prędkości kątowej silnika. Eliminacja lub ograniczenie liczby czujników pomiarowych, a przez to liczby zmiennych stanu wyznaczanych pomiarowo powoduje konieczność zastosowania odpowiednich estymatorów, odtwarzających wybrane zmienne stanu [4]–[6], [9], [10].

Największe zastosowanie znajdują obecnie metody algorytmiczne odtwarzania zmiennych stanu układu napędowego. Metody algorytmiczne są oparte na wykorzystaniu równań modeli matematycznych silnika indukcyjnego oraz odpowiednich metod i algorytmów przetwarzania sygnałów, sformułowanych na podstawie teorii sterowania. Ogólny podział metod algorytmicznych wyróżnia metody z zastosowaniem symulatorów zmiennych stanu, obserwatorów zmiennych stanu i filtru Kalmana. Obecnie najczęściej są rozwijane i stosowane metody z wykorzystaniem symulatorów zmiennych stanu [4], [9], [10].

Istotną wadą algorytmicznych metod odtwarzania zmiennych stanu jest ich znaczna wrażliwość na zmiany wartości parametrów elektromagnetycznych przyjmowanych w modelach matematycznych silnika indukcyjnego. W pracy tej przedstawiono wyniki badań symulacyjnych dotyczących analizy wrażliwości wybranych algorytmicznych metod odtwarzania zmiennych stanu na błędną identyfikację parametrów elektromagnetycznych schematu zastępczego silnika indukcyjnego.

2. MODEL MATEMATYCZNY SILNIKA INDUKCYJNEGO

W badaniach symulacyjnych wykorzystano model obwodowy silnika indukcyjnego klatkowego sformułowany przy uwzględnieniu powszechnie stosowanych założeń upraszczających [9]: symetria magnetyczna i elektryczna obwodów silnika, liniowość obwodu magnetycznego silnika, pominięcie wpływu wyższych harmonicznych i prądów wirowych. Przyjęto, że uzwojenie klatkowe wirnika jest sprowadzone do zastępczego uzwojenia 3-fazowego o parametrach przeliczonych na stronę uzwojenia stojana.

Równania modelu matematycznego silnika indukcyjnego dla zmiennych fazowych zostały przekształcone do równań wyrażonych przez zmienne wektorowe. Wektory przestrzenne wielkości elektromagnetycznych są rozpatrywane we wspólnym dla obwodów stojana i wirnika prostokątnym układzie współrzędnych, wirującym z dowolnie zadaną prędkością kątową. Wszystkie wielkości elektromagnetyczne i parametry silnika zostały wyrażone w postaci względnej.

Równania modelu matematycznego silnika indukcyjnego klatkowego przedstawia następujący układ równań wektorowych:

- równania napięciowe stojana i wirnika:

$$\mathbf{u}_{sk} = r_s \mathbf{i}_{sk} + T_N \frac{d}{dt} \Psi_{sk} + j\omega_k \Psi_{sk}, \quad (1)$$

$$0 = r_r \mathbf{i}_{rk} + T_N \frac{d}{dt} \Psi_{rk} + j(\omega_k - \omega_m) \Psi_{rk}; \quad (2)$$

- równania strumieniowo-prądowe stojana i wirnika:

$$\Psi_{sk} = x_s \mathbf{i}_{sk} + x_m \mathbf{i}_{rk}, \quad (3)$$

$$\Psi_{rk} = x_r \mathbf{i}_{rk} + x_m \mathbf{i}_{sk}; \quad (4)$$

- równanie momentu elektromagnetycznego silnika:

$$m_e = \text{Im}\{\Psi_{sk}^* \mathbf{i}_{sk}\}; \quad (5)$$

- równanie ruchu:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{T_M} (m_e - m_o) \quad (6)$$

gdzie:

$$T_N = \frac{1}{\Omega_b} = \frac{1}{2\pi f_{sN}}, \quad T_M = \frac{J\Omega_b}{p_b M_b}, \quad x_s = x_{\sigma s} + x_m, \quad x_r = x_{\sigma r} + x_m \quad (7)$$

gdzie:

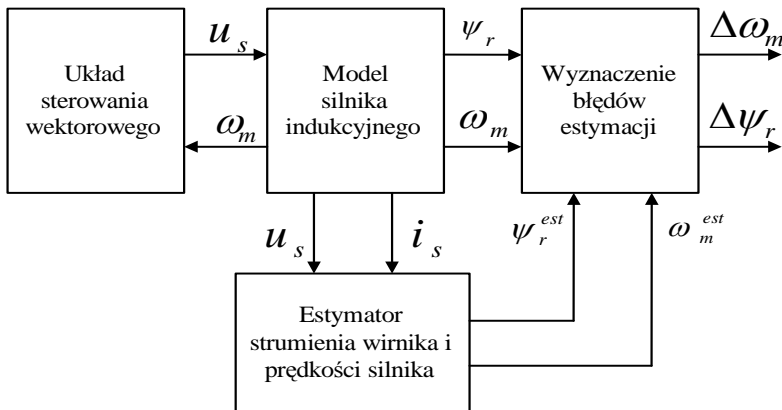
- \mathbf{u}_{sk} – wektor napięcia stojana,
- $\mathbf{i}_{sk}, \mathbf{i}_{rk}$ – odpowiednio wektor prądu stojana i wirnika,
- Ψ_{sk}, Ψ_{rk} – odpowiednio wektor strumienia sprzężonego stojana i wirnika,
- m_e, m_o – odpowiednio moment elektromagnetyczny silnika i moment mechaniczny,
- ω_k, ω_m – odpowiednio prędkość kątową wirowania układu współrzędnych i prędkość kątową mechaniczną,

- p_b – liczba par biegunów silnika,
 r_s, r_r – odpowiednio rezystancja fazowa uzwojenia stojana i wirnika,
 x_s, x_r – odpowiednio całkowita reaktancja uzwojenia stojana i wirnika,
 $x_{\sigma s}, x_{\sigma r}$ – odpowiednio reaktancja rozproszenia uzwojenia stojana i wirnika,
 x_m – reaktancja magnesowania silnika,
 J – moment bezwładności układu napędowego,
 T_M – mechaniczna stała czasowa układu napędowego,
 t – czas,
 k – indeks dla oznaczenia wielkości elektromagnetycznych wyrażonych w układzie współrzędnych wirującym z dowolnie zadaną prędkością kątową ω_k ,
 b – indeks dla oznaczenia wielkości bazowych.

3. METODA BADAŃ WRAŻLIWOŚCI WYBRANYCH ALGORYTMÓW ODTWARZANIA ZMIENNYCH STANU

3.1. OPIS METODY BADAŃ

Badania wrażliwości algorytmów odtwarzania zmiennych stanu zostały przeprowadzone z zastosowaniem metod symulacyjnych. Ocena wrażliwości algorytmów odtwarzania zmiennych stanu była dokonywana na podstawie wyznaczenia błędów estymacji wybranych zmiennych stanu. Schemat ogólny metodyki badań i wyznaczania błędów estymacji zmiennych stanu przedstawiono na rys.1.



Rys. 1. Schemat ogólny metodyki wyznaczania błędów estymacji

Podczas badań symulowano wybrany układ sterowania wektorowego silnikiem indukcyjnym klatkowym z zastosowaniem modelu matematycznego silnika i wybranej struktury układu sterowania. W modelu matematycznym silnika indukcyjnego były przyjęte znamionowe wartości parametrów elektromagnetycznych silnika. Opis matematyczny układu sterowania wektorowego silnika był oparty na założeniu, że dostępne są pomiarowo wszystkie wymagane zmienne stanu. Nastawy regulatorów w układzie sterowania zostały dobrane z uwzględnieniem tych założeń oraz z zastosowaniem odpowiednich kryteriów doboru regulatorów. Do zamodelowanej w ten sposób struktury wektorowego sterowania silnika indukcyjnego był dołączany model symulacyjny wybranego estymatora zmiennych stanu silnika. Przyjęto, że wybrany układ estymatora pracuje w układzie otwartym i jest pobudzany tylko sygnałami otrzymywanymi z modelu symulacyjnego układu sterowania wektorowego silnika indukcyjnego. Zmienne stanu wyznaczone przez estymator nie były więc wykorzystywane w układzie sterowania silnikiem.

W badaniach symulacyjnych dotyczących wrażliwości algorytmów odtwarzania zmiennych stanu dokonywano celowych zmian wartości parametrów schematu zastępczego silnika tylko w modelu matematycznym estymatora, natomiast parametry modelu matematycznego silnika i układu sterowania nie były zmieniane. Pozwoliło to na wyeliminowanie ewentualnego wpływu zmiennych stanu silnika i nastaw regulatorów na działanie estymatorów zmiennych stanu. Ocena wrażliwości wybranego algorytmu odtwarzania zmiennych stanu była dokonywana na podstawie wyznaczania odchyłek względnych między wartościami zmiennych stanu wyznaczonych z symulacji wektorowego układu sterowania silnika i z symulacji estymatora odtwarzającego odpowiednie zmienne stanu silnika. Odchyłki te były obliczane dla kolejnych kroków obliczeniowych podczas symulacji układu sterowania wektorowego silnika i wybranego estymatora, a następnie uśredniane. Wartości średnie tych odchyłek były przyjmowane jako błędy odtwarzania zmiennych stanu przez estymator.

Głównym przedmiotem badań było określenie wrażliwości wybranych estymatorów przy odtwarzaniu dwóch podstawowych zmiennych stanu: wektora strumienia sprzężonego wirnika oraz prędkości kątowej silnika napędowego. Błąd względny odtwarzania modułu wektora strumienia sprzężonego wirnika i prędkości kątowej silnika określano z następujących zależności:

$$\Delta\psi_r = \frac{\sum_{i=1}^N |\psi_r - \psi_r^{est}| / \psi_r}{N} \cdot 100\% , \quad (8)$$

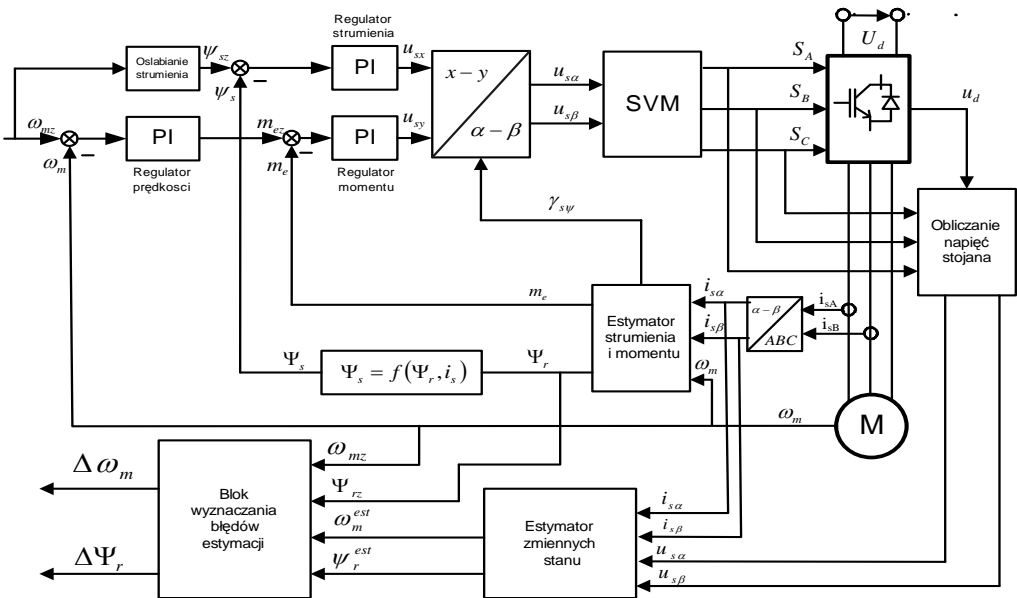
$$\Delta\omega_m = \frac{\sum_{i=1}^N |\omega_m - \omega_m^{est}| / \omega_m}{N} \cdot 100\% \quad (9)$$

gdzie:

- ψ_r, ψ_r^{est} – odpowiednio obliczona w danym kroku obliczeniowym wartość modułu wektora strumienia sprzężonego wirnika z symulacji układu sterowania wektorowego silnika i z symulacji układu estymatora,
- ω_m, ω_m^{est} – odpowiednio wartość prędkości kątowej silnika wyliczona w danym kroku obliczeniowym z symulacji układu sterowania wektorowego silnika i wartość estymowanej prędkości kątowej silnika,
- N – liczba próbek (pomiarów) określonych dla danego przebiegu symulacji.

3.2. OPIS PRZEDMIOTU BADAŃ

Do badań wrażliwości estymatorów do odtwarzania zmiennych stanu przyjęto układ napędowy z silnikiem indukcyjnym klatkowym sterowanym z zastosowaniem metody DTC-SVM. Schemat przekształtnikowego układu sterowania silnika indukcyjnego z uwzględnieniem bloków regulacji DTC, modulatora SVM oraz bloków estymatorów i obliczania błędów estymacji przedstawiono na rys. 2. Podstawową zaletą układu sterowania DTC-SVM w porównaniu do klasycznej metody DTC z regulatorami histerezowymi jest możliwość zapewnienia stałej zadanej częstości przełączeń zaworów energoelektronicznego falownika, a przez to ograniczenie strat mocy i możliwość racjonalnego doboru falownika.



Rys. 2. Schemat układu sterowania DTC-SVM silnika indukcyjnego z układem estymatora i blokiem wyznaczania błędów estymacji

W badaniach wrażliwości odtwarzania zmiennych stanu rozpatrywano następujące algorytmiczne układy silnika indukcyjnego klatkowego:

- estymator adaptacyjny $MRAS^F$ [4], [9];
- estymator adaptacyjny $MRAS^{CC}$ [2]–[4], [6], [9], [11]–[13];
- estymator ślizgowy SMO [2], [12]–[14];
- estymator $SFSO$ [1], [2], [12], [13];
- estymatora Ohtani'ego [8];
- obserwator pełnego rzędu z adaptacją prędkości NFO^A [9].

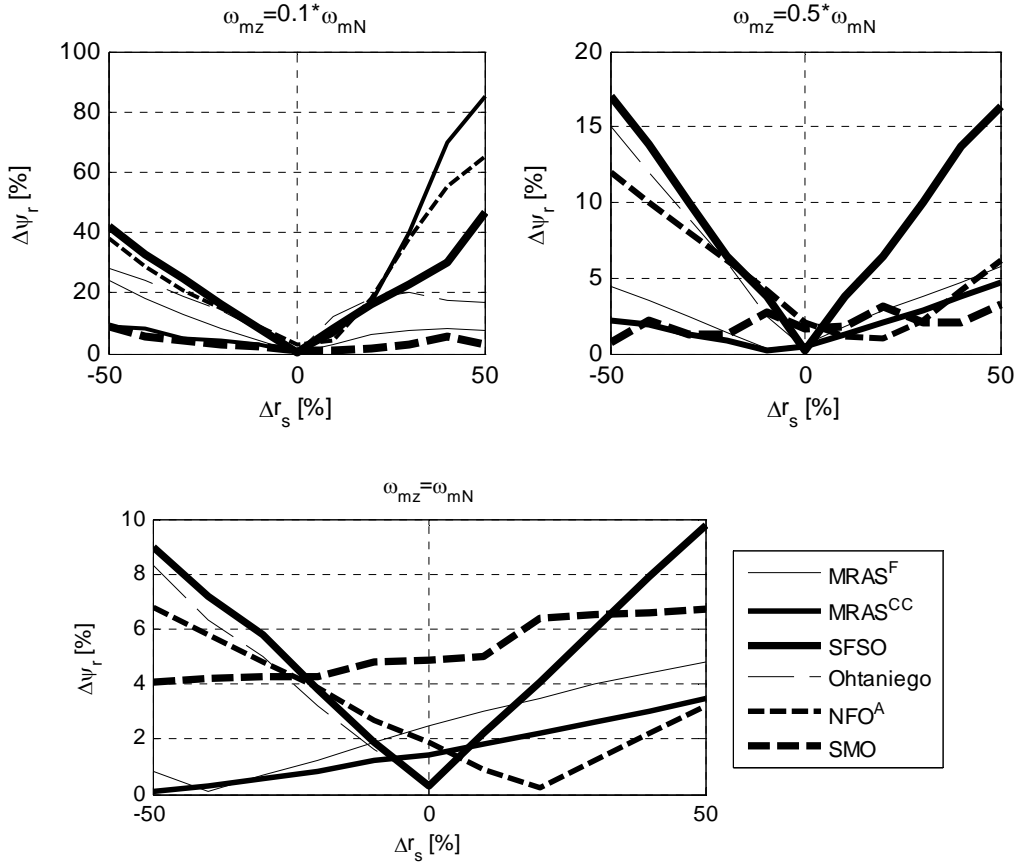
Badania zostały wykonane dla układu napędowego z trakcyjnym silnikiem indukcyjnym klatkowym o następujących danych znamionowych: $P_N = 50$ kW, $U_{fN} = 380$ V, $I_{fN} = 88$ A, $f_N = 65$ Hz, $n_N = 1917$ obr./min., $p_b = 2$. Wartości znamionowe parametrów elektromagnetycznych silnika indukcyjnego są równe: $R_s = 0,645$ Ω , $R_r = 0,463$ Ω , $X_s = 10,299$ Ω , $X_r = 10,266$ Ω , $X_m = 10,108$ Ω .

Analiza wrażliwości poszczególnych układów odtwarzania zmiennych stanu została przeprowadzona przy założeniu stałej wartości momentu obciążenia mechanicznego równego 0.1 [p.u.]. Badania przeprowadzono dla wartości względnych zadawanych prędkości kątowych silnika równych odpowiednio: 0,1, 0,5 i 1,0 [p.u.]. W badaniach przyjęto, że w modelach symulacyjnych układów odtwarzania zmiennych stanu parametry elektromagnetyczne silnika charakteryzuje następujący zakres zmienności parametrów: wartości rezystancji uzwojenia stojana i wirnika oraz reaktancji magnesowania mogą zmieniać się w zakresie 0,5÷1,5 wartości znamionowej[7].

4. WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH

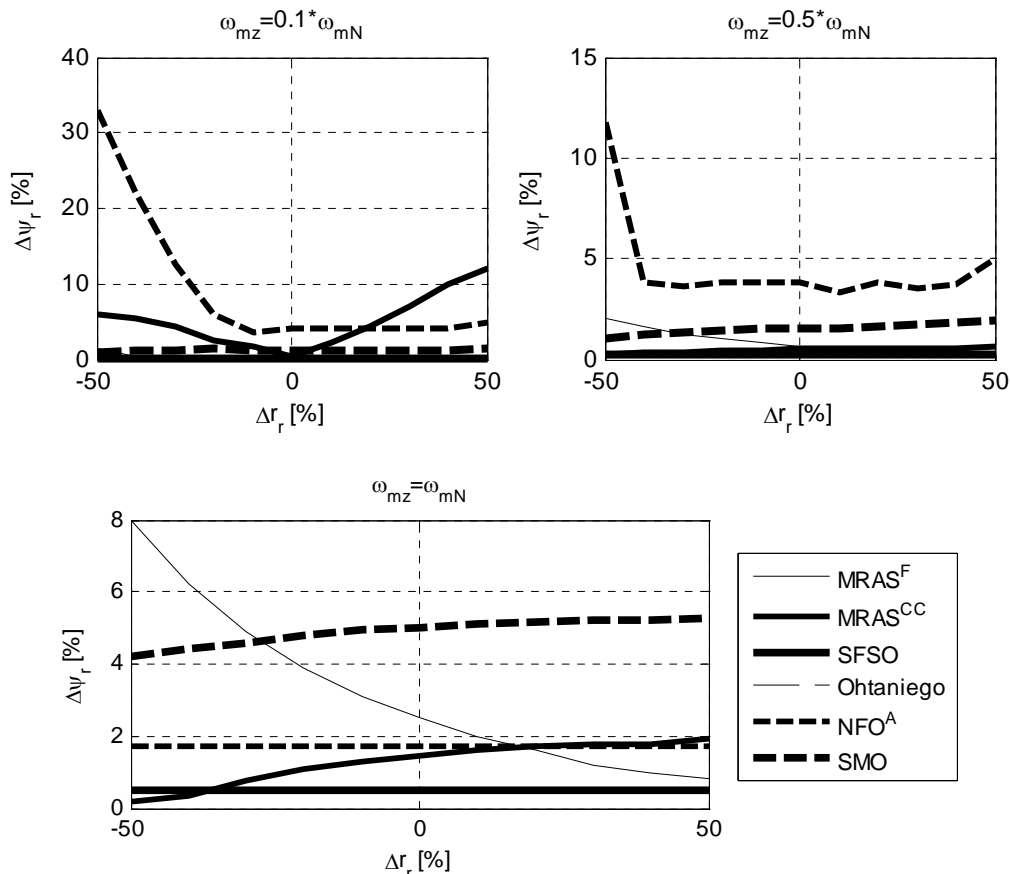
Badania symulacyjne przeprowadzono z zastosowaniem pakietu symulacyjnego Matlab-Simulink[®]. Otrzymane wyniki badań symulacyjnych zostały zgrupowane w zależności od wartości prędkości kątowej zadawanej w układzie sterowania silnika oraz w zależności od wyboru estymowanej wielkości – modułu wektora strumienia sprzężonego wirnika lub prędkości kątowej wirnika silnika.

Na rysunku 3 przedstawiono wykresy ilustrujące zależność błędów odtwarzania modułu wektora strumienia sprzężonego wirnika w funkcji odchyłki wartości rezystancji uzwojenia stojana od wartości znamionowej. Stwierdzono, że szczególnie duże błędy odtwarzania wektora strumienia wirnika występują dla estymatora $SFSO$, Ohtani'ego oraz $MRAS^F$. Z badań wynika również, że przy większych wartościach zadawanej prędkości kątowej silnika występuje zmniejszenie wartości błędów odtwarzania modułu wektora strumienia wirnika.



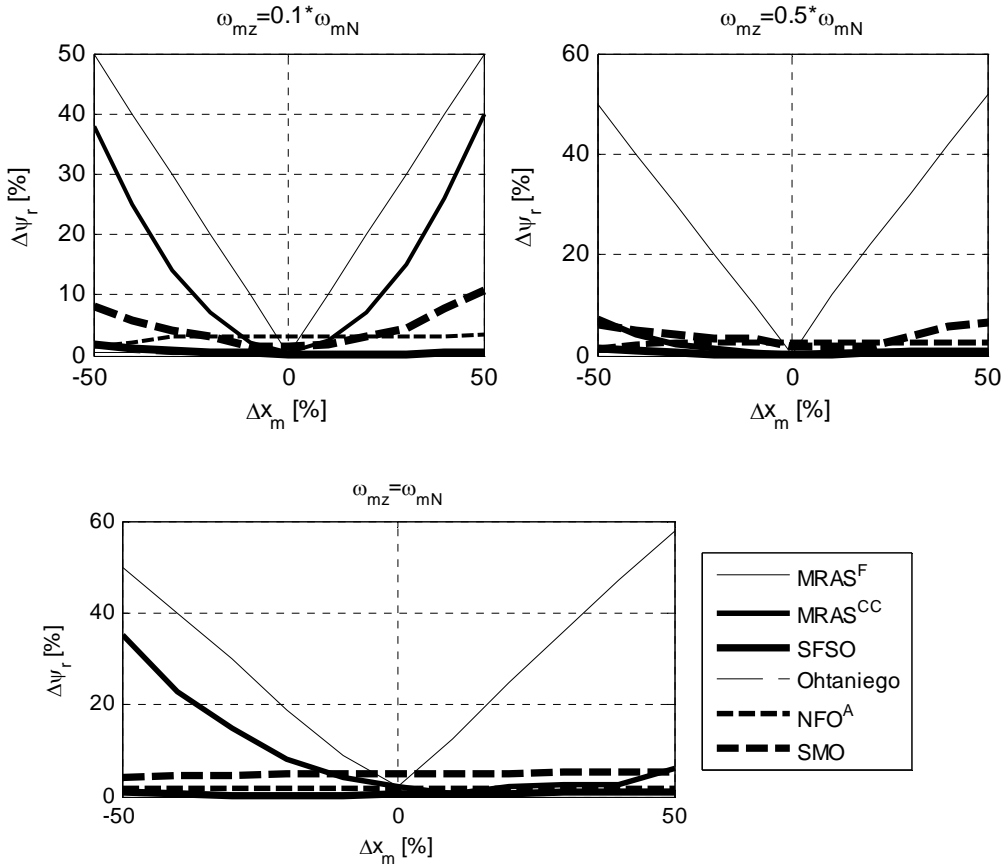
Rys. 3. Przebiegi błędów odtwarzania modułu wektora strumienia sprzężonego wirnika przez wybrane estymatory przy błędnej identyfikacji rezystancji stojana

Na rysunku 4 przedstawiono wykresy ilustrujące zależność błędów odtwarzania modułu wektora strumienia sprzężonego wirnika w funkcji odchyłki od wartości znamionowej wartości fazowej rezystancji uzwojenia wirnika. Z wykonanych badań wynika, że w przypadku przyjęcia małych zadanych wartości prędkości kątownej silnika duże wartości błędów odtwarzania modułu wektora strumienia wirnika występują dla obserwatora pełnego rzędu z adaptacją prędkości oraz dla estymatora $MRAS^{CC}$. W przedziale zadanej względnej prędkości kątownej silnika równej 0÷0,5 wpływ błędnej identyfikacji rezystancji wirnika dla innych rozpatrywanych estymatorów był mały i powodował występowanie błędów estymacji mniejszych od 3%. Dla znamionowej prędkości kątownej silnika występują duże błędy estymacji wektora strumienia wirnika dotyczące układów SMO oraz $MRAS^F$.



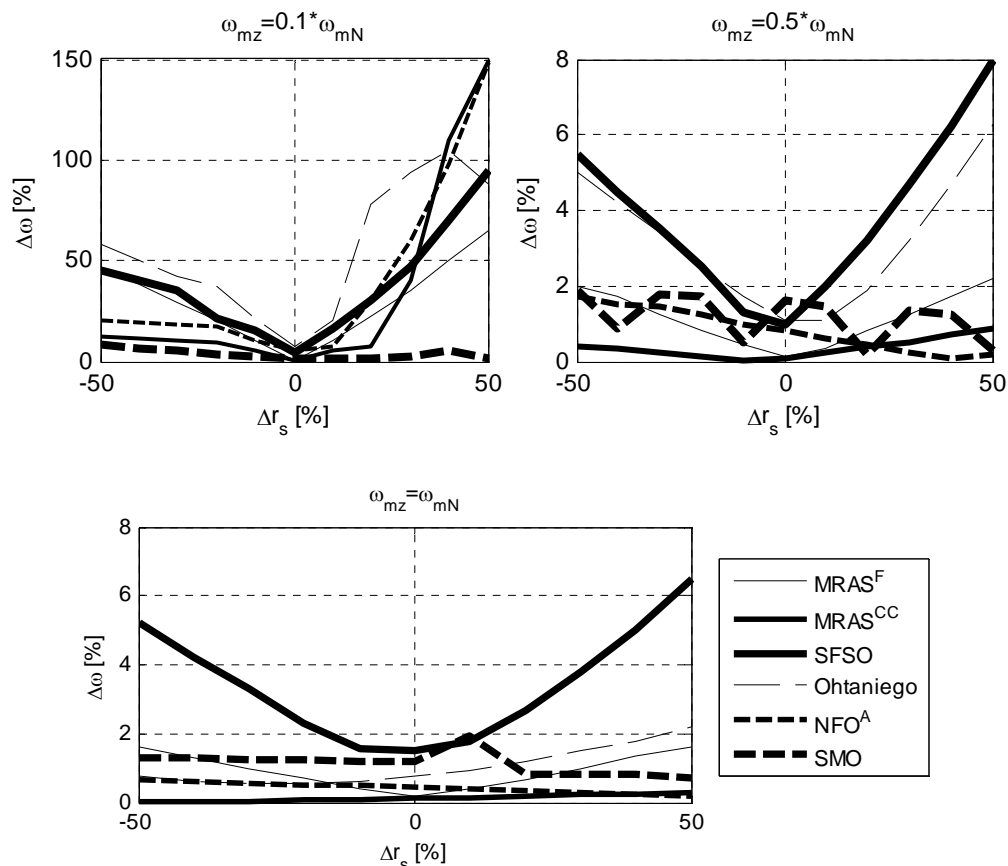
Rys. 4. Przebiegi błędów odtwarzania modułu wektora strumienia sprzężonego wirnika przez wybrane estymatory przy błędnej identyfikacji rezystancji wirnika

Na rysunku 5 przedstawiono wykresy ilustrujące zależność błędów odtwarzania modułu wektora strumienia sprzężonego wirnika w funkcji odchyłki od wartości znamionowej reaktancji magnesowania silnika. Wyniki badań pozwalają na stwierdzenie, że najbardziej wrażliwe na zmianę reaktancji magnesowania są estymatory adaptacyjne typu *MRAS*. Pozostałe układy estymatorów wykazywały znacznie mniejszą wrażliwość na zmianę tego parametru. Przeprowadzone badania wykazały, że dla wszystkich przyjętych zadanych wartości prędkości kątowych silnika wartości błędów odtwarzania dla tych układów nie przekraczają 10%.



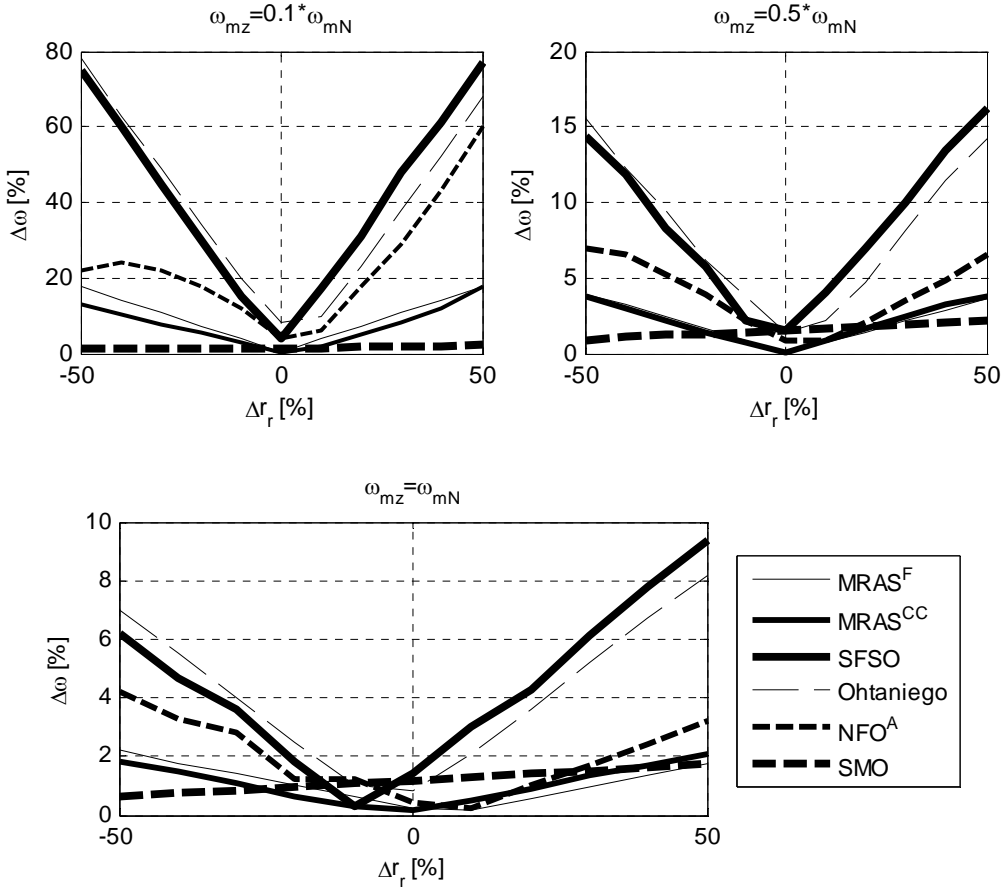
Rys. 5. Przebiegi błędów odtwarzania modułu wektora strumienia sprzężonego wirnika przez wybrane estymatory przy błędnej identyfikacji reaktancji magnesowania

Na rysunku 6 przedstawiono zależność błędów odtwarzania prędkości kątowej silnika w funkcji odchyłki wartości fazowej rezystancji stojana od wartości znamionowej. Z badań wynika, że dla prędkości zadanej na poziomie 0,1 prędkości znamionowej silnika najbardziej wrażliwe na zmianę tego parametru są estymatory: Ohtani'ego, SFSO oraz MRAS^{CC} . Przy dodatnich wartościach odchyłek rezystancji stojana szczególnie duży wpływ tego parametru dotyczy działania estymatora MRAS^{CC} oraz NFO^A , dla których błąd odtwarzania prędkości przyjmuje nawet wartości około 150%. W przypadku zadawania prędkości na poziomie 0,5 oraz równej prędkości znamionowej stwierdzono, że największą wrażliwość wykazuje estymator SFSO . Pozostałe układy estymatorów charakteryzują błędy odtwarzania mniejsze od 2%.



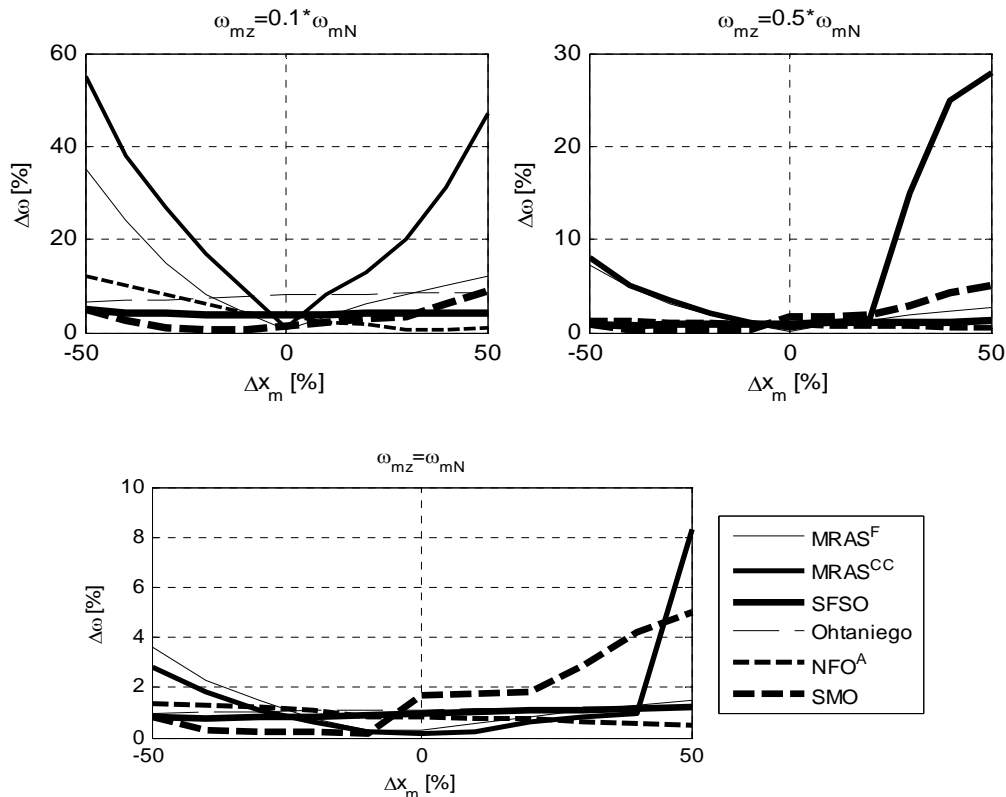
Rys. 6. Przebiegi błędów odtwarzania prędkości kątowej silnika przez wybrane estymatory przy błędnej identyfikacji rezystancji stojana

W dalszej części pracy przedstawiono wybrane wyniki badań dotyczących analizy wpływu błędnie zidentyfikowanej wartości rezystancji wirnika na estymację zmiennych stanu. Na rysunku 7 przedstawiono wykresy zależności błędów odtwarzania prędkości kątowej w funkcji odchyłki wartości rezystancji wirnika od wartości znamionowej. Z badań wynika, że niezależnie od przyjętej wartości zadanej prędkości kątowej silnika największą wrażliwość na zmiany tego parametru wykazywały estymatory *SFSO* oraz Ohtanięgo. Stwierdzono, że znaczne wartości błędów odtwarzania dotyczą również estymatora *NFO^A*. Dla prędkości zadanych większych od połowy prędkości znamionowej silnika wpływ zmian rezystancji wirnika na dokładność odtwarzania prędkości przez pozostałe estymatory jest mały, a wartości błędów nie przekraczają 4%.



Rys. 7. Przebiegi błędów odtwarzania prędkości kątowej silnika przez wybrane estymatory przy błędnej identyfikacji rezystancji wirnika

W dalszej części pracy przedstawiono wybrane wyniki badań dotyczących analizy wpływu błędnie zidentyfikowanej wartości reaktancji magnesowania silnika na estymację zmiennych stanu. Na rysunku 8 przedstawiono wykresy ilustrujące zależność błędów odtwarzania prędkości kątowej w funkcji odchyłki od wartości znamionowej reaktancji magnesowania. Stwierdzono, że odchyłki wartości reaktancji magnesowania mają największy wpływ na dokładność odtwarzania prędkości przez estymatory $MRAS^{CC}$ oraz $MRAS^F$. Dla pozostałych rozważanych estymatorów błędy odtwarzania prędkości kątowej nie przekraczają wartości 5%.



Rys. 8. Przebiegi błędów odtwarzania prędkości kątowej silnika przez wybrane estymatory przy błędnej identyfikacji reaktancji magnesowania

5. PODSUMOWANIE

Przedstawione wyniki badań wskazują na możliwość stosowania w układach sterowania silnika indukcyjnego algorytmicznych estymatorów zmiennych stanu silnika. Rozpatrywane estymatory charakteryzują się różną wrażliwością na odchyłki parametrów elektromagnetycznych silnika indukcyjnego. Wyniki badań wskazują, że dla wszystkich analizowanych estymatorów największe błędy odtwarzania strumienia wirnika i prędkości kątowej silnika występują dla małych wartości zadawanej prędkości silnika w układzie sterowania.

Układy adaptacyjne $MRAS^{CC}$ oraz $MRAS^F$ wykazują podobną wrażliwość na błędną identyfikację wartości rezystancji stojana i wirnika. Największy błąd występuje dla tych układów w przypadku błędnej identyfikacji reaktancji magnesowania, zarówno w przypadku odtwarzania strumienia wirnika i prędkości kątowej. Obserwator pełnego

rzędu z adaptacją prędkości w przypadku błędnej identyfikacji rezystancji stojana nie wykazywał dużych wartości błędów, w przypadku tego układu największe błędy estymacji występują przy zmianach wartości rezystancji wirnika. Estymator ślizgowy *SMO* wykazuje najmniejsze wartości błędów estymacji dla wszystkich rozpatrywanych stanów pracy układu sterowania.

Znajomość wrażliwości estymatorów na zmienność parametrów elektromagnetycznych silnika jest konieczna przy racjonalnym wyborze odpowiedniej metody odtwarzania zmiennych stanu, dla doboru parametrów układu estymatora oraz dla sprawdzenia zakresu i stabilności pracy układu odtwarzania.

LITERATURA

- [1] ABU-RUB H., OIKONOMOU N., *Sensorless Observer System for Induction Motor Control*, Proc. of the IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 2008, 30–36.
- [2] DYBKOWSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., TARCHAŁA G., *Analysis of the chosen speed and flux estimators for sensorless induction motor drive*, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2011 (dokument elektroniczny): proceedings, Gdańsk, Poland, 27–30 June 2011, 525–530.
- [3] DYBKOWSKI M., TARCHAŁA G., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Experimental analysis of the sensorless traction drive system with DTC-SVM algorithm and MRAS^{CC} estimator*, Przegląd Elektrotechniczny, 88(12a), 2012, 62–65.
- [4] DYBKOWSKI M., *Analiza układu wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym z adaptacyjnymi estymatorami prędkości kątowej*, rozprawa doktorska, Wydział Elektryczny, Politechnika Wroclawska, Wrocław 2008.
- [5] DYBKOWSKI M., KAŻMIERKOWSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., STANDO D., *Bezczujnikowe sterowanie falownikowego napędu indukcyjnego dla pojazdów elektrycznych w szerokim zakresie prędkości*, Przegląd Elektrotechniczny, vol. 87, nr 3, 2011, 307–312.
- [6] DYBKOWSKI M., *Estymacja prędkości kątowej w złożonych układach napędowych - zagadnienia wybrane*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2013.
- [7] LISTWAN J., *Analiza porównawcza metod estymacji prędkości kątowej dla bezczujnikowego sterowania silnikiem indukcyjnym*, magisterska praca dyplomowa, Wydział Elektryczny, Politechnika Wroclawska, Wrocław 2013.
- [8] OHTANI T., TAKADA N., TANAKA T., *Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 1, 1992, 157–164.
- [9] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2003.
- [10] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Zastosowanie teorii obserwatorów w napędzie elektrycznym*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 58, 2005, 5–24.
- [11] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., *Zastosowanie estymatorów typu MRAS do odtwarzania strumienia i prędkości wirnika oraz parametrów uzwojenia stojana w bezczujnikowym napędzie indukcyjnym*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 62, 2008, 362–371.
- [12] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., TARCHAŁA G., *Analiza wybranych struktur estymacji prędkości kątowej w napędach z silnikami indukcyjnymi. Część I. Modele matematyczne*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 64, 2010, 151–161.

- [13] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., TARCHAŁA G., *Analiza wybranych struktur estymacji prędkości kątowej w napędach z silnikami indukcyjnymi. Część II. Badania*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 64, 2010, 162–175.
- [14] UTKIN V., YAN Z., *Sliding Mode Observers for Electric Machines – an Overview*, Proc. of the 28th Annual Conf. of the Industrial Electronics Society IECON 2002, Vol. 3, No. 2, 1842–1847.

SENSITIVITY ANALYSIS OF SELECTED STATE VARIABLE ESTIMATORS
FOR IMPROPER IDENTIFICATION OF EQUIVALENT CIRCUIT PARAMETERS
OF AN INDUCTION MOTOR

The paper presents a sensitivity analysis of selected estimators of rotor flux and speed of induction motor. Verification of estimator sensitivity has been carried out on the base of the drive system controlled with the application of DTC-SVM control. This control system has been simulated in Matlab-Simulink. The study was conducted for different angular speed of the motor. The effect of improper identification of the stator resistance, rotor resistance and magnetizing reactance has been studied. This analysis can be helpful for selection of suitable estimators for the sensorless system of induction motor drive.

*distortion, efficiency, induction motor,
power factor, unbalance*

Petr ORSÁG*, Stanislav KOČMAN*

THE INFLUENCE OF THE VOLTAGE UNBALANCE AND VOLTAGE VARIATIONS ON OPERATION CHARACTERISTICS OF AN ELECTRICAL DRIVE WITH AN INDUCTION MOTOR

Induction motors are the most widespread types of electrical motors in electrical drives. Their main advantages include high reliability, simple construction and corresponding nearly maintenance-free, and the possibility to feed them from the common AC power network. To control their speed, frequency converters are widely used in structures of adjustable speed drives. This paper deals with the influence of voltage unbalance and voltage variations in the supply network on operation characteristics of a tested adjustable speed drive with an induction motor and a frequency converter. Supply voltage parameters were adjusted using a programmable power source Pacific 3120AMX. Monitored drive parameters were computed from measured signals and depicted in graphs. Calculated parameter dependencies have confirmed an increase in the input current drive distortion and changes in its harmonic spectrum caused by an unbalance of the supply voltage, and only moderate influence of voltage variations on efficiency of drive components and total drive efficiency.

1. INTRODUCTION

Three-phase squirrel cage asynchronous motors are widely used in electrical drives, both non-adjustable and adjustable. Their large scale using and operation in various applications is given by their simple construction, reliability, low maintenance and relatively low cost. However, there is only one efficient method for controlling the induction motor speed—change of its operating frequency realized using frequency converters implemented into structures of electrical drives. These adjustable speed drives with induction motors and frequency converters are used in almost all technical applications where the speed control is required. In most cases, indirect

* VŠB-Technical University of Ostrava, FEECS, Dept. of Electrical Engineering, 17. listopadu 15, 70833 Ostrava-Poruba, Czech Republic.

frequency converters are used consisting of an uncontrolled input rectifier (diode-bridge) for the AC-DC conversion, voltage DC link (filter capacitor) and a three-phase inverter (transistor-bridge) for the DC-AC conversion. Modern frequency converters make it possible to connect with control systems, and in this way to include such drives in an automated system. Apart from a number of significant advantages, the use of frequency converters also has some disadvantages. These include higher costs, drive complexity, negative influences on some motor parameters and problems related to electromagnetic compatibility [1]. Frequency converters draw significantly non-harmonic current from the network, and they are a source of high frequency disturbances [2]–[4].

In the case that the input rectifier of a frequency converter is three phase fed, the harmonic spectrum of drawn current includes elements that are typical for the three-phase rectifier, i.e., 1st, 5th, 7th, 11th, etc., all of these being odd harmonics, excluding multiples of three [3]. In the case of unbalanced supply voltage, harmonic currents of multiples of three are also included in the drawn current harmonic spectrum.

Unbalance in three-phase systems is classified by a coefficient of voltage unbalance. It is defined as negative sequence component divided by positive sequence component:

$$\rho = \left| \frac{V_2}{V_1} \right| \cdot 100 (\%). \quad (1)$$

The other definition is from the NEMA standard and from standard [5] using the approximate formula:

$$\rho = \max_i \frac{V_i - V_{\text{avg}}}{V_{\text{avg}}} \cdot 100 (\%), \quad (2)$$

which is the maximum deviation from mean of three phase voltages divided by this mean.

Under normal working conditions, over a week's interval, 95% of all 10-minute average ρ , have to be 0 to 2%, according to ČSN-EN 50160.

Load changes cause variations of voltage in power network. Standard ČSN-EN 50160 determines that supply voltage variations should be lower than $\pm 10\%$ for 95% of 10-minute averages within a weekly period and $+10/-15\%$ for all 10-minute averages within a weekly period [6].

2. TESTED ELECTRICAL DRIVE

The tested electrical drive was fed by programmable power source Pacific 3120AMX, a three-phase arbitrary waveform generator, which can generate any wave-

form, with output power up to 12 kW. Output frequency range is 20–5000 Hz and output voltage distortion is 0.1% (for frequencies 20–1000 Hz) [7].

Between this programmable power source and the tested induction motor is connected frequency converter using input standard six-pulse diode bridge rectifier. No additional input or output filtering is used in the structure.

Measured circuit is shown in Fig. 1.

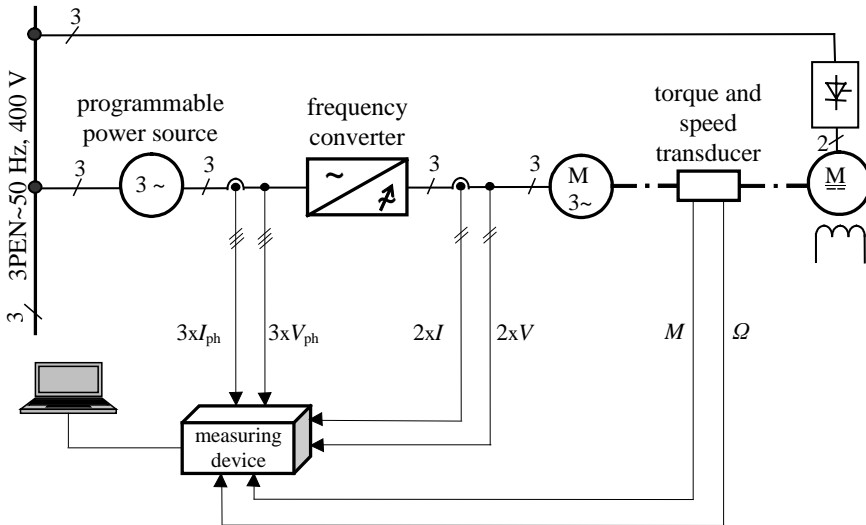


Fig. 1. Block diagram of the tested drive

Tested induction motor was three-phase squirrel cage motor Siemens 1LE10011BB634AF4 with parameters given in table 1.

Table 1. Parameters of the tested induction motor

rated power	5.5 kW	nominal speed	1460 rpm
nominal voltage	400 V	nominal efficiency	87.7%
nominal current	11.2 A	nom. power factor	0.81
nominal frequency	50 Hz	efficiency class	IE2

Torque and speed of the induction motor are measured by a HBM T20WN50 transducer. This transducer measures static and dynamic torque and rotation speed or angle of rotation. Nominal torque range is 0–50 N·m, output voltage for full range is 10 V, accuracy class 0.2%. Speed measurement is accomplished by a built in incremental sensor with 360 pulses per rotation [8].

To break the induction motor, a separately excited DC motor fed by an AC/DC converter is used.

3. DESCRIPTION OF MEASURING DEVICE

The digitized voltage, current, torque and speed signals depicted in Fig. 1 were acquired by a digital multi-channel measurement system with a sampling rate of 156.25 kSa/s and their characteristic parameters were calculated offline on a computer. Bandwidths of all measured signals were limited by signal conditioning modules to 30 kHz. The system is based on two parallel working National Instruments DAQ boards NI PCI-MIO16-E1, synchronized by the RTSI bus. Three input and two output voltages of the frequency converter were recorded by the first board. Corresponding current signals and both torque and speed were recorded by the second board. Five isolation modules DAQP-HV-B were used for signal conditioning of the first board and seven isolation modules DAQP-LV-BNC were used for signal conditioning of the second board. All isolation modules, manufactured by Dewetron, are equipped with high precision signal conditioning amplifiers. The transducer LEM LA 25 NP was used for the measurement of all currents. As mentioned above, torque and speed signals were obtained by the transducer HBM T20WN50.

4. FORMULAS FOR CALCULATION OF SELECTED CHARACTERISTIC PARAMETERS OF MEASURED SIGNALS

The total input current harmonic distortion of the frequency converter was computed from the following formula:

$$THD_t = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^{j=J} THD_{I_j} = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^{j=J} \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h=40} I_{j(h)}^2}}{I_{j(1)}} \quad (3)$$

where:

- j – the index of the consecutive period of a signal,
- J – the integer number of its periods,
- h – order of harmonic components of the signal spectra,
- $I_{j(h)}$ – the rms value of the h -th harmonic current component computed into the j -th period of the current signal.

Similarly, motor power factor was computed from the following formula [9]:

$$\cos(\varphi + 30^\circ) = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^{j=J} \cos(\varphi + 30^\circ)_j = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^{j=J} \frac{P_{UW_{j(1)}}}{V_{UW_{j(1)}} I_{U_{j(1)}}} \quad (4)$$

where:

$$P_{UW_{j(1)}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{n=N} v_{UW(1)}(n) i_{U(1)}(n) \quad (5)$$

is the harmonic active power of the tested motor obtained using Aron's theorem, and

$$V_{UW_{j(1)}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{n=N} v_{UW(1)}^2(n), \quad (6)$$

$$I_{U_{j(1)}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{n=N} i_{U(1)}^2(n), \quad (7)$$

are rms values of the fundamental motor line voltage and current components enumerated into the j -th period of both signals and N is the number of samples in one period of measured signals $v_{UV}(n)$ and $i_U(n)$.

The input active power of the drive was computed from the following formula:

$$P_{in} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^{l=L} [v_1(l) \cdot i_1(l) + v_2(l) \cdot i_2(l) + v_3(l) \cdot i_3(l)] \quad (8)$$

which is the arithmetic means of products of the digitized instantaneous voltage and current values on the frequency converter input, where l is the index of the l -th sample both input voltage $v_i(l)$ and input current $i_i(l)$, $L = J \cdot N$ is the number of samples in the observation time interval and the subscript i denotes the phase sequence of the three phase system on the input side of the frequency converter.

In the same way, the motor input power was computed from Aron's formula:

$$P_{el} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^{l=L} \{v_{UW}(l) \cdot i_U(l) + v_{VW}(l) \cdot i_V(l)\} \quad (9)$$

where:

$v_{UW}(l), v_{VW}(l)$ – are the l -th samples of motor line voltage signals,

$i_U(l), i_V(l)$ – are the l -th samples of motor line current signals.

Motor power was computed from this formula:

$$P_m = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^{l=L} [m(l) \cdot \omega(l)] \quad (10)$$

where:

$m(l)$ – the l -th sample of the motor torque signal,

$\omega(l)$ – the l -th sample of the motor angular velocity signal.

Total efficiency of the drive was computed from the following relation:

$$\eta_{\text{tot}} = \frac{P_m}{P_{\text{in}}} \cdot 100 (\%), \quad (11)$$

converter efficiency as:

$$\eta_c = \frac{P_{\text{el}}}{P_{\text{in}}} \cdot 100 (\%), \quad (12)$$

and motor efficiency as:

$$\eta_m = \frac{P_m}{P_{\text{el}}} \cdot 100 (\%). \quad (13)$$

5. EXPERIMENTAL MEASUREMENT RESULTS

First set of measurements was supposed to evaluate the influence of voltage unbalance on input current harmonics. The following figures illustrate influences of the adjusted levels of the voltage unbalance on input current distortion and its spectrum.

Figure 2 shows input voltage and current waveforms when the supply voltage was balanced with total harmonic distortion $THD_V = 0.5\%$, in Fig. 3 is corresponding input current harmonic spectrum for motor loading of 75%. The total input current harmonic distortion is $THD_I = 127\%$. Frequency adjusted to 50 Hz on the drive converter. As can be seen in Fig. 3, the dominant harmonic currents of the 5th, 7th, 11th and 13th orders reach considerable high values, whereas triple harmonics are negligible.

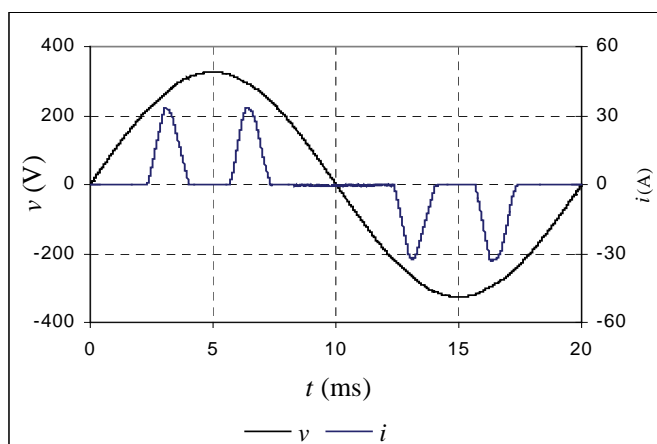


Fig. 2. Waveforms of the drive input voltage and current (unbalance = 0%, 75% load)

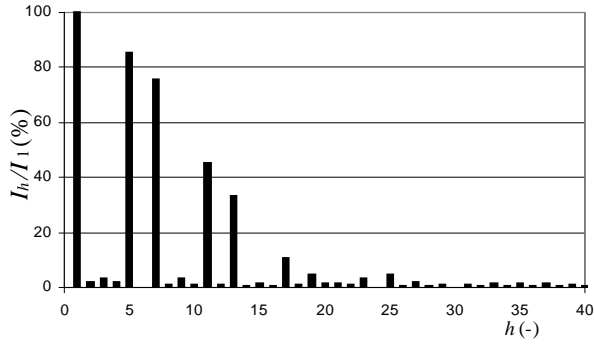


Fig. 3. Spectrum of the drive input current (unbalance = 0%, 75% load)

The total input current harmonic distortion THD_I depending on the load is shown in Fig. 4 under the adjusted levels of output frequency ranging from 30 Hz up to 70 Hz.

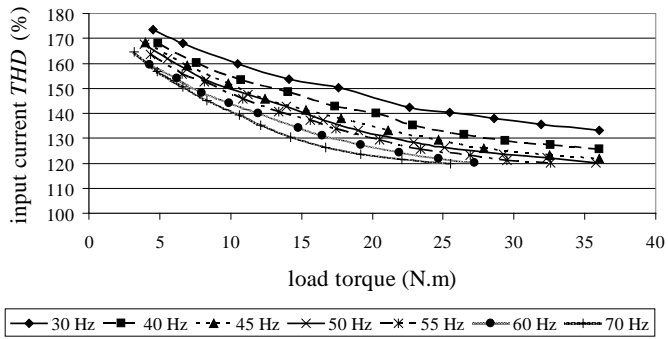


Fig. 4. Total input current harmonic distortion THD_I versus load under adjusted levels of output frequency (unbalance = 0%, $THD_V = 0.5\%$)

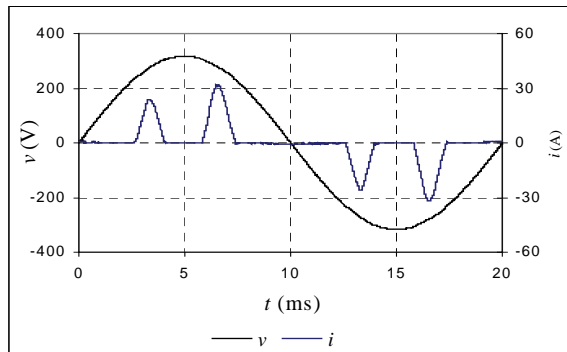


Fig. 5. Waveforms of the drive input voltage and current (unbalance = 2%, 75% load)

Consequently, input voltage and current waveforms are shown in Fig. 5 with adjusted level of the voltage unbalance to 2% on the programmable power source. As seen, the unbalance causes a change in the current waveform corresponding with a change of the input current spectrum where besides characteristic harmonics also non-characteristic triple harmonics appear as it can be seen in Fig. 6. The measurement was performed under motor load of 75%, the total input current harmonic distortion $THD_I = 136\%$. Frequency adjusted to 50 Hz on the drive converter.

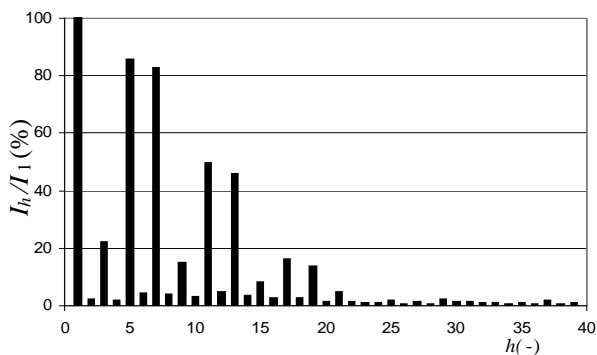


Fig. 6. Spectrum of the drive input current (unbalance = 2%, 75% load)

In Figure 7 the input current THD_I depending on the load is shown under the adjusted levels of voltage unbalance equal to 0%, 1% and 2%. All curves are for output frequency adjusted to 50 Hz, results for other tested frequencies are very similar.

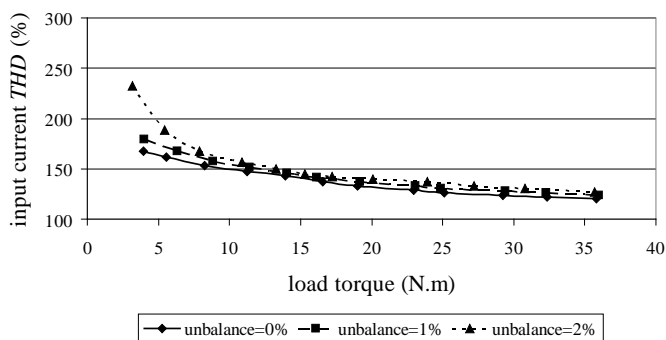


Fig. 7. Total input current harmonic distortion THD_I versus load under adjusted levels of voltage unbalance ($f = 50$ Hz, $THD_V = 0.5\%$)

Motor power dependency on the motor load torque under adjusted levels of motor supply frequencies is shown in Fig. 8. These dependencies are predictably linear for all frequencies.

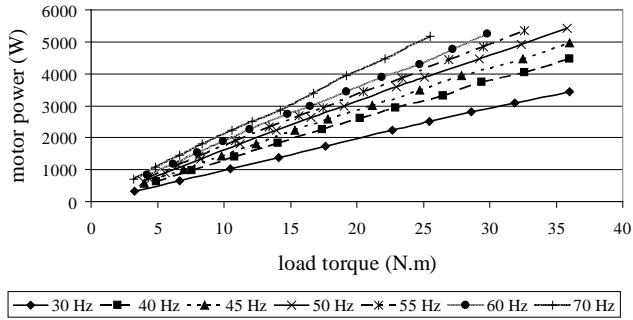


Fig. 8. Motor power versus load torque (unbalance = 0%, $THD_V = 0.5\%$)

Motor efficiency depending on the load was also examined and it is shown in Fig. 9 under balanced and almost sinusoidal supply voltage and for adjusted levels of frequency, and in Fig. 10 under adjusted levels of voltage variations of 5% and 10% of nominal voltage, respectively.

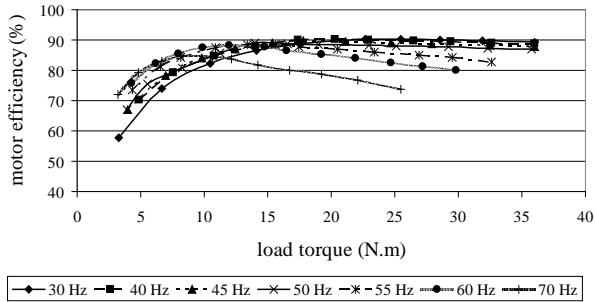


Fig. 9. Motor efficiency versus load torque under adjusted levels of output frequency (unbalance=0%, $THD_V = 0.5\%$)

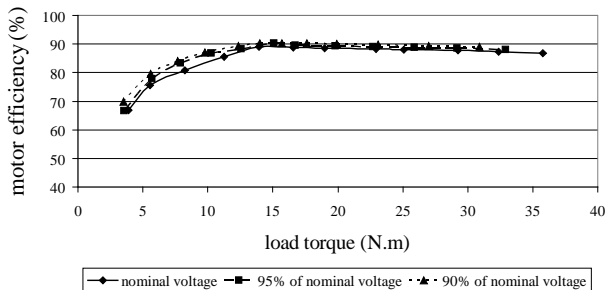


Fig. 10. Motor efficiency versus load torque under adjusted levels of voltage variations ($f = 50$ Hz, unbalance = 0%, $THD_V = 0.5\%$)

In this case the converter output frequency was adjusted to the value of 50 Hz. The voltage unbalance of the adjusted levels has almost no influence on motor and converter efficiency, which is not examined under the unbalance in the following part of this paper.

As seen in Fig. 10, voltage variations in the range up to 10% of the nominal voltage have only moderate influence on the motor efficiency in the wide range of loading. Experimental measurements for other tested frequencies bring similar results.

Similarly the dependency of frequency converter efficiency on the load under adjusted levels of its output frequency is shown in Fig. 11, and in Fig. 12 under adjusted levels of voltage variations of 5% and 10% of nominal voltage, respectively.

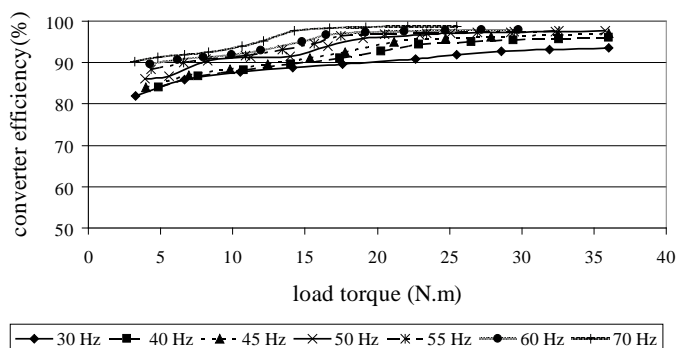


Fig. 11. Converter efficiency versus load torque under adjusted levels of output frequency (unbalance = 0%, $THD_V = 0.5\%$)

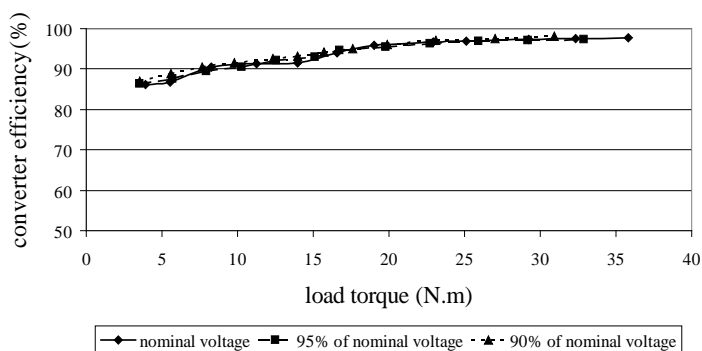


Fig. 12. Converter efficiency versus load torque under adjusted levels of voltage variations ($f = 50$ Hz, unbalance = 0%, $THD_V = 0.5\%$).

Total efficiency of the drive is shown in Fig. 13, and Fig. 14, respectively. The way of presentation is the same as in the case of the above mentioned motor and converter efficiency.

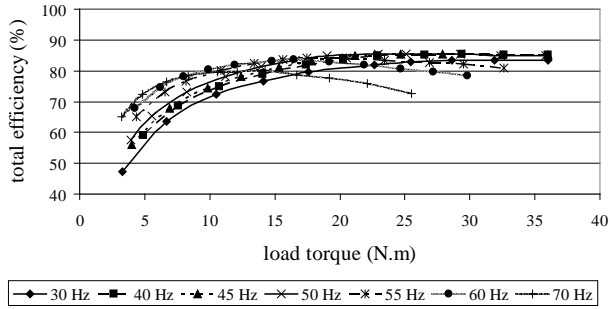


Fig. 13. Total drive efficiency versus load torque under adjusted levels of output frequency (unbalance = 0%, $THD_V = 0.5\%$)

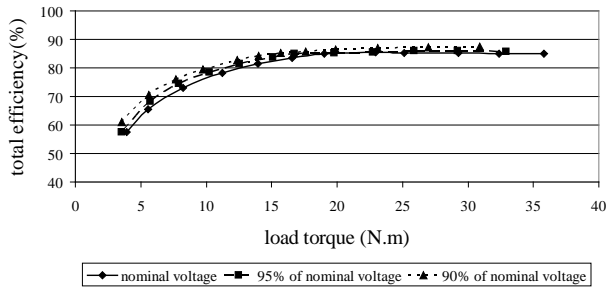


Fig. 14. Total drive efficiency versus load torque under adjusted levels of voltage variations ($f = 50$ Hz, unbalance = 0%, $THD_V = 0.5\%$)

Induction motor power factor $\cos\phi$ varies with motor loading and with the level of output frequency and voltage variations as seen in Fig. 15, and in Fig. 16, respectively. The adjusted frequencies above the nominal value of 50 Hz and reduced drive supply voltage increase values of motor power factor which can be observed in the both figures.

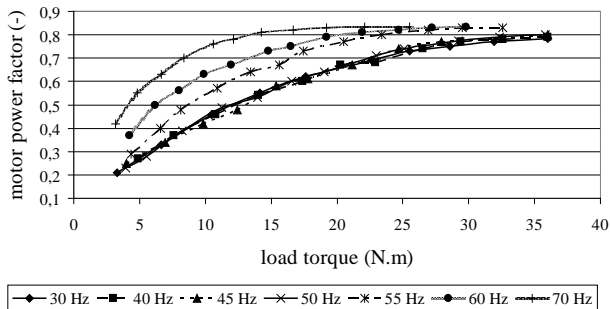


Fig. 15. Motor power factor $\cos\phi$ versus load torque under adjusted levels of output frequency (unbalance = 0%, $THD_V = 0.5\%$)

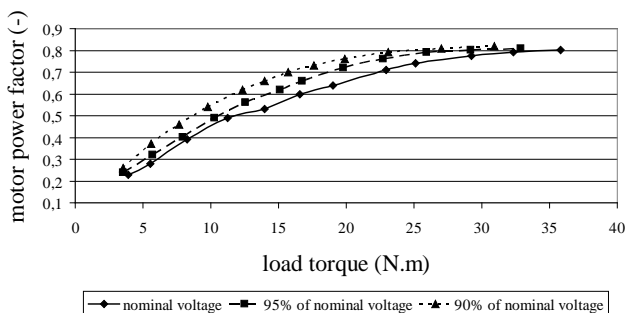


Fig. 16. Motor power factor $\cos\phi$ versus load torque under adjusted levels of voltage variations ($f = 50$ Hz, unbalance = 0%, $THD_V = 0.5\%$)

6. CONCLUSION

Influence of the voltage unbalance, voltage variations and the converter output frequency on characteristic energy parameters of the drive but also the total input current harmonic distortion of the drive converter in dependence on the motor load was investigated in the paper.

Experimental measurements confirmed that the standard allowable 2% voltage unbalance of supply network leads to observable asymmetric currents on the input side of the drive converter, so due to the asymmetry the third harmonic current components are injected into the supply network. However, measurements showed that the voltage unbalance has little effect on the total input current harmonic distortion.

Voltage dip measurements performed by 5% and 10% of the nominal voltage variation showed that the motor drive efficiency in contrast to the motor power factor doesn't so much depend on supply network voltage variations and there is nearly no dependence of the converter efficiency on voltage variations.

Frequency measurement showed that the total input current harmonic distortion and the converter efficiency in contrast to the total efficiency, the motor efficiency and the motor power factor don't depend on speed control method of the investigated drive ($U/f = \text{const.}$ mode in range 30–50 Hz and $P = \text{const.}$ mode in range 50–70 Hz) and that the total input current harmonic distortion, the converter efficiency and the motor power factor in $P = \text{const.}$ mode strongly depend on the converter output frequency at the given motor load.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported in part by the Moravian-Silesian Region under Grant 02438/2009/RRC.

REFERENCES

- [1] DECNER A., *The efficiency of electric drives supplied from frequency converters (PWM) and parasitical effects occurring in induction motors*, Energy Efficiency in Motor Driven Systems, Springer-Verlag, Berlin 2003, 78–85.
- [2] KOCMAN S., *EMC u regulovaných pohonů se střídavými motory*, Ph.D. thesis, VSB-Technical University of Ostrava, Ostrava 2004 (in Czech).
- [3] KŮS V., *Vliv polovodičových měničů na napájecí soustavu*, BEN, 2002 (in Czech).
- [4] VACULÍKOVÁ P., VACULÍK E., et. al., *Elektromagnetická kompatibilita elektrotechnických systémů*, Grada 1998 (in Czech).
- [5] EN 61 000 2-1, *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 2-1: Environment – Description of the environment – Electromagnetic environment for low frequency conducted disturbances and signaling in public power supply systems*, ČNI, 1993 (in Czech).
- [6] EN 50160, *Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems*, ČNI, 2011 (in Czech).
- [7] Pacific AMX Power Source manual, Pacific Power Source, Irvine, USA, 2001.
- [8] HBM Torque transducer operating manual, Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH, Darmstadt, BRD.
- [9] WEBSTER J.G., *Electrical measurement, signal processing, and displays*, CRC Press, 2004.

*sterowanie predykcyjne, pozycjonowanie napędów,
napęd z połączeniem sprężystym, DFOC*

Piotr SERKIES*

PREDYKCYJNE STEROWANIE POZYCJĄ W NAPĘDZIE INDUKCYJNYM Z POŁĄCZENIEM SPRĘŻYSTYM

W artykule przedstawiono zagadnienia związane z budową i działaniem predykcyjnego regulatora pozycji dla indukcyjnego napędu z połączeniem sprężystym. We wstępie omówiono problematykę sterowania pozycją napędów z połączeniem sprężystym. W kolejnych rozdziałach przedstawiono model matematyczny rozpatrywanego napędu oraz opisano proponowaną strukturę sterowania. Proponowaną strukturę poddano eksperymentalnym badaniom na stanowisku laboratoryjnym. Przeanalizowano tu wpływ wartości zadanej na pracę algorytmu. Rozpatrzono działanie struktury dla dużych i bardzo małych zmian wartości zadanych.

1. WSTĘP

Pozycjonowanie elementów wykonawczych w przemyśle jest jednym z głównych zadań, jakie są stawiane przed współczesnymi układami napędowymi. Aby sprostać wymaganiom takim jak precyzja sterowania, bezpieczeństwo, czas odpowiedzi itp. w procesie projektowania struktury sterowania należy uwzględnić charakterystykę maszyny roboczej, a w szczególności skończoną sztywność wału napędowego. Pominięcie charakterystyki wału prowadzić może do ujawnienia drgań skrętnych, które znacząco pogarszają dokładność pozycjonowania. W skrajnych przypadkach mogą prowadzić do uszkodzenia napędu i unieruchomienia urządzenia [1]–[7].

Podstawowym algorytmem sterowania pozycją napędów elektrycznych z połączeniem sprężystym jest kaskadowa struktura z dodatkowymi sprzężeniami bazująca na regulatorach typu PI [1]. Wykorzystywane są również metody bazujące na bieżącej identyfikacji parametrów napędu przy użyciu rozszerzonego filtra Kalmana i zastosowaniu przestrajalnych regulatorów typu PI [2] i metody sterowania H_∞ [3]. W pracach

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: piotr.serkies@pwr.wroc.pl

[4], [5] przedstawiono koncepcję regulatora opartego o prawo Force Dynamic Control (FDC) dla napędu z silnikami synchronicznymi o magnesach trwałych. W pracy tej podzielono pętle sterowania na dwie oddzielne (wewnętrzna pętla regulacji prędkości i zewnętrzna pozycji). W [5], [6] omówiono struktury sterowania z regulatorem ślizgowym. Uzyskane wyniki zostały porównane z wynikami uzyskanymi dla kaskadowej struktury opartej o prawo FDC (która prezentowana była również w pracy [4]). W pracy [6] zaprezentowano wyniki eksperymentalne rozpatrywanej metody sterowania ślizgowego. Autorzy referatu [7] zaprezentowali badania porównawcze regulatora pozycji bazującego na prawie sterowania FDC bez podziału na pętle sterowania pozycja i prędkością oraz kaskadową strukturę sterowania z regulatorami PI i dodatkowymi sprzężeniami. W pracy tej przedstawiono również badania eksperymentalne. W ostatnim czasie pojawiły się prace opisujące zastosowanie regulatorów bazujących na nominalnych trajektoriach referencyjnych [8]. Wymagają one zastosowania filtrów cyfrowych w celu eliminacji drgań skrętnych napędu. W pracach [9], [10] zaproponowano zastosowanie sterowania predykcyjnego do pozycjonowania napędów dwumasowych. W pracy [11] przedstawiono obszerny przegląd robotów przemysłowych z uwzględnieniem elastyczności połączenia i sztywności ramion. Jako metodę sterowania zaproponowano linearyzujące sprzężenie zwrotne. Podobne sterowanie zaproponowano w [12]. Omawiane prace nie poruszały tematu współpracy regulatora pozycji z napędem indukcyjnym i możliwości pracy tego napędu w warunkach osłabiania pola. Wykorzystanie tego obszaru pracy może z powodzeniem skrócić czas potrzebne do osiągnięcia zadanej pozycji.

W niniejszej pracy przedstawiono współpracę predykcyjnego regulatora pozycji napędu z połączeniem sprzężystym z silnikiem indukcyjnym wraz z polowo-zorientowanym układem sterowania.

2. MODEL MATEMATYCZNY ROZPATRYWANEGO NAPĘDU

W badaniach symulacyjnych wykorzystano model matematyczny silnika indukcyjnego zapisany za pomocą wektorów przestrzennych (układ α - β), w jednostkach względnych, przy powszechnie stosowanych założeniach upraszczających [13], [15]:

$$\begin{aligned}
 \vec{u}_s &= r_s \vec{i}_s + T_N \frac{d}{dt} \vec{\Psi}, \\
 0 &= r_r \vec{i}_r + T_N \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_r - j\omega_r \vec{\Psi}_r, \\
 \vec{\Psi}_s &= x_s \vec{i}_s + x_M \vec{i}_r, \\
 \vec{\Psi}_r &= x_r \vec{i}_r + x_M \vec{i}_s, \\
 m_e &= \frac{x_M}{x_r} (\text{Im}\{\vec{\Psi}_r * \vec{i}_s\})
 \end{aligned} \tag{1}$$

gdzie:

u_s – wektor napięć stojana,

i_s, i_r – wektory prądów: stojana i wirnika,

Ψ_s, Ψ_r – wektory strumieni stojana wirnika,

ω_r – pulsacja poślizgu,

T_N – stała czasowa odniesienia,

r_s, r_r – rezystancje: stojana, wirnika,

x_s, x_r, x_M – reaktancje: stojana, wirnika, magnesująca.

Model układu dwumasowego z bezinercyjnym połączeniem sprzężystym opisano równaniami różniczkowymi (2) na podstawie [10], [14]:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \omega_1 &= \frac{1}{T_1} (m_e - m_s), \\ \frac{d}{dt} \omega_2 &= \frac{1}{T_2} (m_s - m_L), \\ \frac{d}{dt} m_s &= \frac{1}{T_c} (\omega_1 - \omega_2), \\ \frac{d}{dt} \alpha_2 &= \omega_2 \end{aligned} \quad (2)$$

gdzie:

m_e – moment elektromagnetyczny,

ω_1 – prędkość silnika,

ω_2 – prędkość maszyny obciążającej,

m_s – moment skrętny,

m_L – moment obciążenia,

T_1 – mechaniczna stała czasowa silnika,

T_2 – mechaniczna stała czasowa maszyny obciążającej,

T_c – stała czasowa elementu sprzężystego.

Wartości parametrów analizowanego układu wynosiły ($T_1 = 80$ ms, $T_2 = 90$ ms, $T_c = 2$ ms).

3. STRUKTURA STEROWANIA

Na rysunku 1. przedstawiono schemat struktury sterowania. Składa się ona z predykcyjnego regulatora pozycji wału maszyny roboczej, który współpracuje z estymatorem mechanicznych zmiennych stanu i na ich podstawie wystawia wartość zadanego momentu elektromagnetycznego. Wartość ta jest następnie regulowana w strukturze polowo zorientowanej względem strumienia wirnika (*DFOC*).

dykcji wyjść, aby zminimalizować wartość funkcji celu określonej zależnością (3) przy uwzględnieniu ograniczeń nałożonych na sygnały sterujące i wewnętrzne zmienne stanu [16], [17].

$$\min_{\Delta u_1, \dots, \Delta u_{N_c}} \left\{ \sum_{p=1}^N \|y^{zad}(k+p|k) - y(k+p|k)\|_Q^2 + \sum_{p=0}^{N_u-1} \|\Delta u(k+p|k)\|_R^2 \right\} \quad (3)$$

$$u_{\min} \leq u(k+p|k) \leq u_{\max} \quad p=0, 1, \dots, N_u$$

$$x_{\min} \leq x(k+p|k) \leq x_{\max} \quad p=1, 2, \dots, N$$

gdzie: $Q > 0$ i $R > 0$ są macierzami wag, y jest wektorem wyjściowym układu, Δu jest odpowiednią sekwencją przyrostów sygnału sterującego, u_{\min} , u_{\max} są ograniczeniami sygnału sterującego, x jest wektorem stanu, x_{\min} , x_{\max} są ograniczeniami zmiennych stanu.

W niniejszych badaniach wykorzystano metodę sterowania predykcyjnego „*off-line*”, która zadanie optymalizacji (3) rozwiązuje poprzez rozpatrzenie wszystkich kombinacji wektora stanu $x \in X_f$ przy użyciu programowania wieloparametrycznego [18]. Zgodnie z [19] można wykazać, że przestrzeń X_f może być podzielona na regiony, w których optymalizator jest wyrażony, jako funkcja jawna dla danych wartości wektora x . Prawo sterowania może być traktowane, jako kawałkami ciągle i wyrażone następująco:

$$u(x) = \mathbf{K}_r \mathbf{x} + g_r, \quad \forall \mathbf{x} \in P_r \quad (4)$$

gdzie P_r są wielościennymi zbiorami zdefiniowanymi jako:

$$P_r = \{x \in \mathfrak{R}^n \mid H_r x \leq d_r\}, \quad r=1, \dots, N_r. \quad (5)$$

Algorytmy projektowania wielościennych zbiorów i wyliczania prawa sterowania są opisane szczegółowo w [20].

W rozpatrywanej strukturze sterowania ogólną postać wyznaczanej sekwencji sterowań (3) można przedstawić w zmienionej formie z uwzględnieniem przyjętych wartości liczbowych:

$$\min_{m_e^{ref}, m_e2^{ref}, m_e3^{ref}} \left\{ \sum_{p=1}^{N=60} \left\{ 6 \cdot 10^5 (\alpha_2(k) - \alpha^r(k))^2 + 80(m_s(k) - m_L(k))^2 \right\} + \sum_{p=0}^{N_u=3-1} R(m_e^{ref}(p)) \right\} \quad (6)$$

$$|m_e| \leq m_e^{\max}$$

$$|m_s| \leq m_s^{\max}$$

$$|\omega_2| \leq \omega_2^{\max}$$

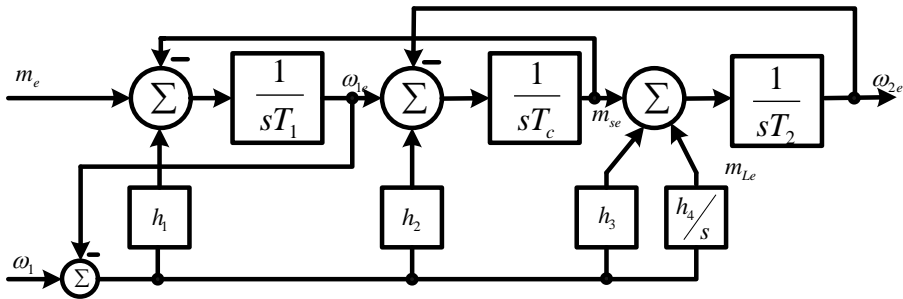
W rozważanej strukturze regulator predykcyjny wystawia wartość zadaną składowej y prądu stojana. W praktyce bardziej interesujące jest ograniczenie momentu

elektromagnetycznego, jaki rozwija silnik napędowy. Korzystając z zależności (8) [13] możliwe jest wprowadzenie ograniczenia składowej prądu stojana, któremu będzie odpowiadało żądane ograniczenie momentu elektromagnetycznego:

$$m_e = \frac{x_m}{x_r} \psi_r i_{sy} \Rightarrow |i_{sy}^{\max}| = \frac{x_r}{x_m \psi_r} |m_e^{\max}| \quad (7)$$

3.3. OBSERWATOR LUENBERGERA

W badaniach wykorzystano rozszerzony obserwator Luenbergera. Obserwator ten, którego schemat przedstawiono na rys. 2, został zaprojektowany na podstawie [21].



Rys. 2. Struktura rozpatrywanego obserwatora Luenbergera

Parametry obserwatora wyznaczone zostały przez porównanie równania charakterystycznego obserwatora z wielomianem odniesienia. Wybieramy wielomian odniesienia odpowiedniego rzędu 4. [21]. Poszczególne współczynniki można wyznaczyć z poniższych równań:

$$\begin{aligned} h_1 &= 4apT_1, \\ h_2 &= 1 + \frac{T_1}{T_2} - T_1T_C(4a^2 + 2)p^2, \\ h_3 &= 4apT_1(T_C T_2 p^2 - 1), \\ h_4 &= -T_1T_C T_2 p^4 \end{aligned} \quad (8)$$

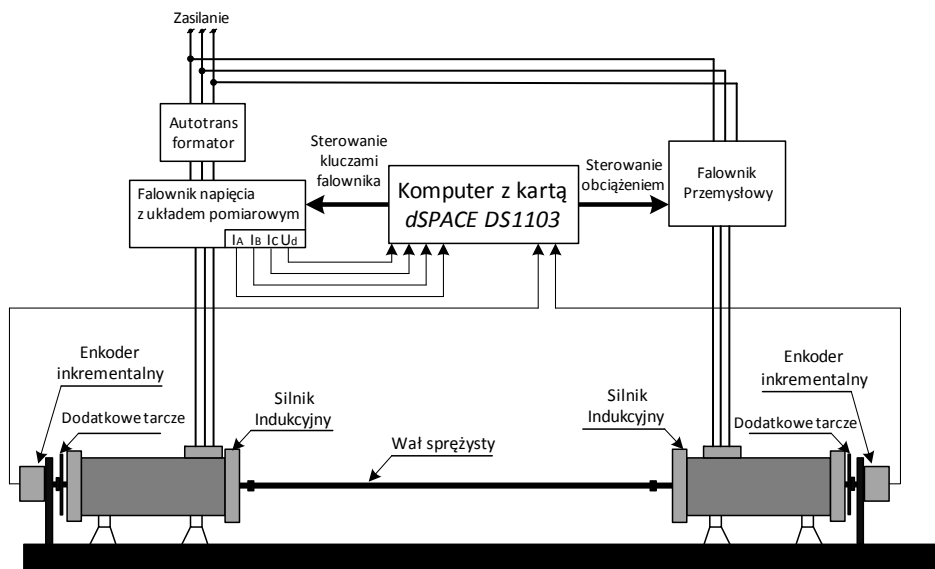
gdzie:

- a – współczynnik tłumienia obserwatora,
- p – miara szybkości obserwatora.

Taki dobór parametrów obserwatora jest skuteczny, gdy stałe czasowe układu są dobrze znane i niezmiennie w czasie. W rozpatrywanym przypadku powyższe założenia są spełnione. W niniejszych badaniach przyjęto następujące wartości rozpatrywanych współczynników: $a = 60$, $p = 3,4$.

4. BADANIA EKSPERYMENTALNE

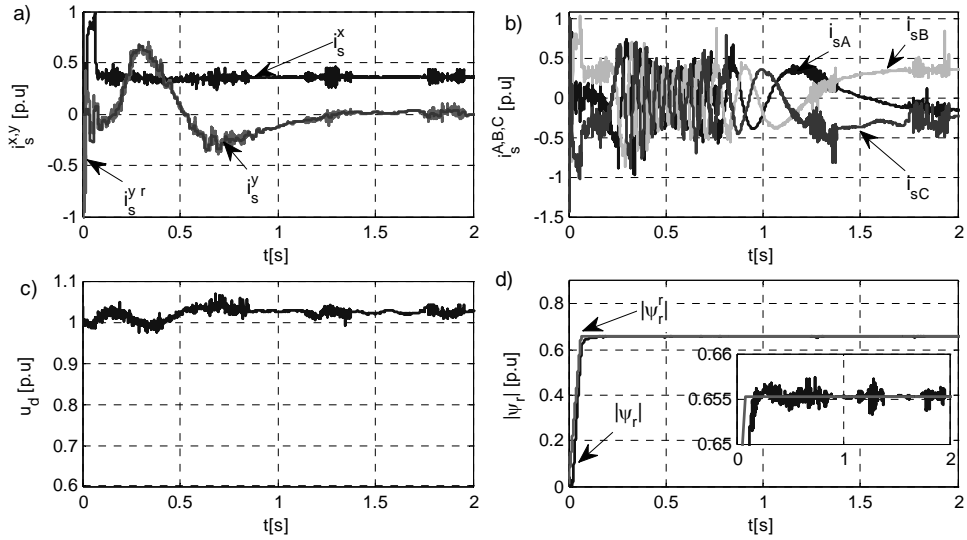
Schemat funkcjonalny stanowiska laboratoryjnego przedstawiono na rys. 3.



Rys. 3. Schemat funkcjonalny stanowiska z silnikami indukcyjnymi

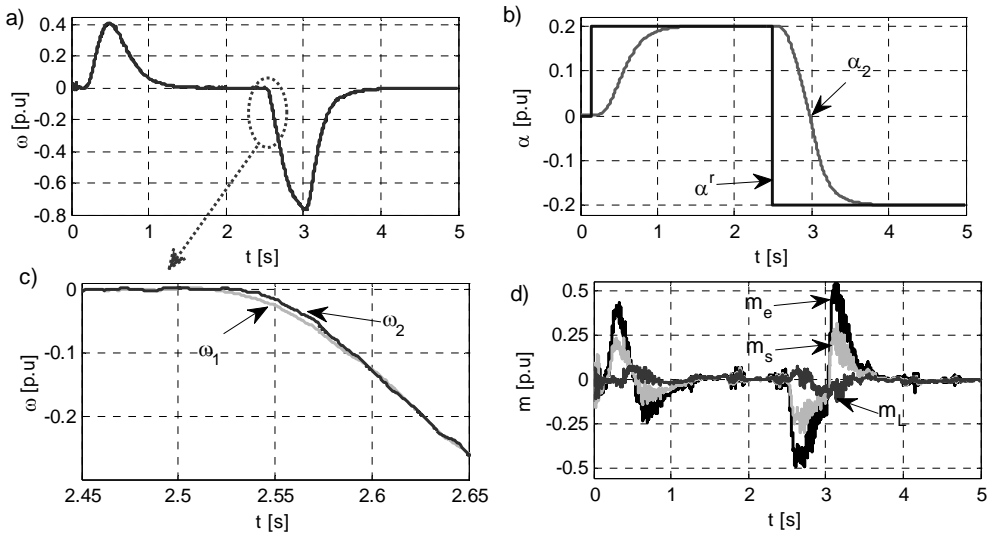
Stanowisko zbudowane jest z dwóch silników indukcyjnych typu: stg 80×4 z których napędowy ma moc 1,1 kW, natomiast obciążający 1,5 kW połączonych wałem o długości 600 mm i średnicy 4 mm. Dodatkowo w celu zwiększenia momentu bezwładności istnieje możliwość instalacji tarcz, które pozwala na zwiększenie momentu bezwładności od 2 do 4 krotności momentu znamionowego. Silnik napędowy zasilany jest z falownika napięcia, który umożliwia sterowanie kluczami modułu mocy. Prędkość silnika napędowego mierzono przez enkoder inkrementalny *KÜBLERA* o rozdzielczości 36000 impulsów na obrót. Prąd w każdej z faz mierzony był za pomocą przetworników firmy *LEM*. Dodatkowo falownik wyposażono w układ, który umożliwiał pomiar napięcia stałego na buforze pośredniczącym. Algorytm sterowania zaimplementowany został na karcie szybkiego prototypowania *DS1103* z procesorem sygnałowym. W celu zapewnienia poprawnej pracy całej struktury zastosowano różny krok obliczeniowy. Pętla regulacji prądów (struktura *DFOC+SVM*) obliczany był z krokiem 100 μ s. Estymator zmiennych stanu obliczany był z częstotliwością 1 kHz, natomiast regulator położenia pracował z krokiem 10 ms.

W pierwszej kolejności sprawdzono poprawność pracy struktury sterowania wektorowego. Na rysunku 4. przedstawiono przebiegi zmiennych elektromagnetycznych jakie zostały zarejestrowane na stanowisku pomiarowym.



Rys. 4. Przebiegi elektromagnetycznych zmiennych stanu w strukturze DFOC:
 a) prądy w osiach x-y, b) prądy fazowe, c) napięcie na członie pośredniczącym falownika,
 d) moduł zadany i estymowany strumienia wirnika

Jak widać zadany prąd jest śledzony z bardzo dużą dokładnością (rys. 4.a). Również stabilizacja strumienia wirnika jest na wysokim poziomie (rys. 4.d).

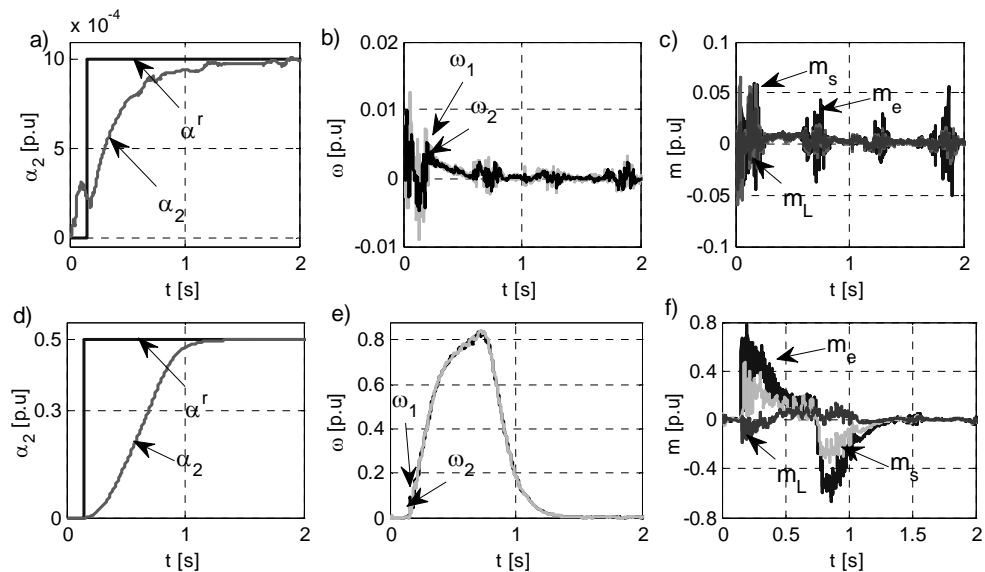


Rys. 5. Przebiegi zmiennych stanu w czasie nawrotów dla niskiej pozycji zadanej: a),c) prędkości,
 b) pozycja zadana i estymowana, d) przebiegi momentów elektromagnetycznego, skrętnego i obciążenia

Kolejno sprawdzono działanie proponowanej struktury sterowania dla niewielkiej zmiany wartości zadanego położenia. Test polegał na cyklicznych zmianach wartości pozycji zadanej ± 0.2 z częstotliwością 0,4 Hz. Pierwszy rozruch opóźniony jest o czas potrzebny na stabilizację strumienia w szczelinie powietrznej. Przebiegi mechanicznych zmiennych stanu przedstawiono na rys. 5.

Jak widać zadana wartość pozycji osiągnana jest bez przeregulowania co jest głównym kryterium jakości układów pozycjonowania (rys. 5.b). Przebiegi prędkości nie zawierają oscylacji, co świadczy o skutecznym tłumieniu drgań skrętnych (rys. 5.c). Silne zakłócenia jakie są widoczne w przebiegach momentów (rys. 5.d) wynikają z dużej amplitudy szumów jakie pojawiają się w mierzonych prądach co można również zaobserwować w przebiegach zaprezentowanych na wcześniejszym rysunku (rys. 4a,b). Należy zauważyć, że pomimo dużej amplitudy szumów układ pracuje stabilnie.

Kolejno sprawdzono działanie układu dla dużych oraz bardzo małych zmian wartości zadanych pozycji. Jako wartość dużą wybrano wartość 0,5 co odpowiada 12,5 obrotu, natomiast wartość bardzo małą dobrano na poziomie 0,001 co odpowiada wartości 9° . Uzyskane wyniki przedstawiono na rys. 6. Jak widać zaproponowana struktura sterowania działa poprawnie zarówno dla większych jak i dla bardzo małych wartości zadanej pozycji. W przebiegach na rys. 6a, b, c, widoczne są silne zakłócenia, jednak nie wpływają one na stabilność osiągniętej pozycji.



Rys. 6. Przebiegi mechanicznych zmiennych stanu dla pozycjonowania do wartości dużej (a, b, c) oraz bardzo małej (d, e, f), gdzie: a),d) pozycja zadana i estymowana prędkości, b), e) prędkość silnika i obciążenia, c),f) przebiegi momentów elektromagnetycznego, skrętnego i obciążenia

5. PODSUMOWANIE

W artykule przedstawiono zagadnienia związane z pozycjonowaniem indukcyjnego napędu z połączeniem sprężystym. Zaprezentowano proponowaną strukturę sterowania oraz przedstawiono eksperymentalne przebiegi obrazujące poprawną pracę układu zarówno dla dużych jak i bardzo małych wartości zadanych. Pomimo występowania w układzie dużych szumów i zakłóceń układ działa poprawnie.

Praca finansowana przez Narodowe Centrum Nauki w ramach umowy: UMO-2011/01/N/ST7/04544 (2011–2013).

LITERATURA

- [1] DEUR J., PERIC N., *Pointing and tracking position control system of electrical drives with elastic transmission*, 9th Int. Conf. and Exhibition on Power Electronics and Motion Control, EPE PEMC, Kosice, Slovak Republic, 2000.
- [2] SCHUTTE E., BEINEKE S., ROLFSMEIER A., GROSTOLLEN H., *Online Identification of Mechanical Parameters Using Extended Kalman Filters*, Ind. Appl. Conf. IAS'97, New Orleans 1997.
- [3] SEJI HASHIMOTO, KENJI HARA, HIROHITO FUNATO, KENZO KAMIYAMA, *AR-Based Identification and Control Approach in Vibration Suppression*, IEEE Trans. Ind. Appl., 37, 3, 2001, 806–811.
- [4] DODDS S.J., PERRYMAN R., RAPSIK M., VITTEK J., *Forced dynamics control of electric drives employing PMSM with a flexible coupling*, Australasian Universities Power Engineering Conf., AUPEC, 2007.
- [5] VITTEK J., MAKYS P., STULRAJTER M., DODDS S.J., PERRYMAN R., *Comparison of sliding mode and forced dynamics control of electric drive with a flexible coupling employing PMSM*, Int. Conf. on Industrial Technology, ICIT, 2008.
- [6] VITTEK J., RYVKIN S., *Decomposed Sliding Mode Control of the Drive with Interior Permanent Magnet Synchronous Motor and Flexible Coupling*, Mathematical Problems in Engineering, 2013.
- [7] SERKIES P., *Comparison of dynamic properties of position control structures in two-mass drive with the classic cascade and FDC controller*, Scientific Papers of Institute of Electrical Machines Drives and Measurements No. 65, Studies and Research, No. 31, 2011, 330–334 (in Polish).
- [8] FITRI M., YAKUB M., MARTONO W., AKMELIAWATI R., *Vibration Control of Two-Mass Rotary System Using Improved NCTF Controller for Positioning Systems*, Control and System Graduate Research Colloquium, ICSGRC, 2010.
- [9] SERKIES P., SZABAT K., *Predictive position control of the drive system with elastic joint*, Electrical Review, Vol. 87, No. 7, 2011, 276–279 (in Polish).
- [10] SERKIES P., SZABAT K., *Application of the MPC controller to the Position Control of the Two-Mass Drive System*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 60, No. 9, 2013, 3679–3688.
- [11] LUCA A.D., BOOK W., *Robots with flexible elements*, [in:] B. Siciliano, Khatib (eds.), *Springer handbook of robotics*, Springer-Verlag, Berlin–Heidelberg, 2008, 287–319.
- [12] TALOLE S.E., KOLHE J., PHADKE S.B., *Extended-State-Observer-Based Control of Flexible-Joint System With Experimental Validation*, IEEE Trans. Ind. Electr., 2, 57, 2010, 1411–1419.
- [13] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi e układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*, Wrocław University of Technology Press, 2003 (in Polish).

- [14] MUSZYNSKI R., DESKUR J., *Damping of Torsional Vibrations in High-Dynamic Industrial Drives*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, No. 2, 2010, 544–552.
- [15] IRWIN J.D., *Control in power electronics: selected problems*, Access Online via Elsevier, 2002.
- [16] MACIEJOWSKI J.M., *Predictive Control with Constraints*, Prentice Hall, UK, 2002.
- [17] CYCHOWSKI M.T., *Robust Model Predictive Control*, VDM Verlag, 2009.
- [18] BEMPORAD A., MORARI M., DUA V., PISTIKOPOULOS E.N., *The explicit linear quadratic regulator for constrained systems*, Automatica, Vol. 38, No. 1, 2002, 3–20.
- [19] TØNDEL P., JOHANSEN T.A., BEMPORAD A., *An algorithm for multi-parametric quadratic programming and explicit MPC solutions*, Automatica, Vol. 39, No. 3, 2003, 489–497.
- [20] KVASNICA M., GRIEDER P., BAOTIC M., MORARI M., *Multi-Parametric Toolbox (MPT), HSCC (Hybrid Systems: Computation and Control)*, Lecture Notes in Computer Science, 2993, 2004, 448–460.
- [21] SZABAT K., *Struktury sterowania elektrycznych układów napędowych z połączeniem sprężystym*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 61, Seria: Monografie, Nr 19, Wrocław 2008.

PREDICTIVE POSITION CONTROL OF THE INDUCTION DRIVE WITH ELASTIC COUPLING TWO-MASS SYSTEM

In the paper, a model predictive controller (MPC) for the position control for an induction motor drive with an elastic connection is presented. The control methodology enables the drive's safety and physical limitations to be directly incorporated into control synthesis. The effect of the reference values of the drive performance is examined. The theoretical consideration are supported by experimental results.

*sterowanie predycyjne, dobór parametrów
napęd z połączeniem sprężystym*

Piotr SERKIES*

DOBÓR DŁUGOŚCI HORYZONTU PREDYKCJI WYJŚĆ I STEROWAŃ REGULATORA PREDYKCYJNEGO W NAPĘDZIE Z POŁĄCZENIEM SPRĘŻYSTYM

W artykule przedstawiono zagadnienia związane z analizą wpływu oraz doborem długości horyzontu predykcji wyjść i sterowań na właściwości dynamiczne napędu z połączeniem sprężystym. We wstępie przedstawiono przegląd metod sterowania napędami z połączeniem sprężystym. W kolejnych rozdziałach przedstawiono model rozpatrywanego napędu oraz zasadę sterowania predycyjnego. W ramach badań symulacyjnych przebadano wpływ długości horyzontów predykcji wyjść i sterowań przy ustalonych parametrach mechanicznych, jak również przy ich zmianach. Przedstawiono również wyniki związane z wpływem kroku próbkowania na dobór długości okna predykcji wyjść. Kolejno przedstawiono eksperymentalną weryfikację uzyskanych wyników.

1. WSTĘP

Przed nowoczesnymi układami napędowymi stawiane są coraz ostrzejsze wymagania co do ich dynamiki i wymiarów fizycznych. Spełnienie powyższych wymagań spowodowało ujawnienie się drgań skrętnych w napędach w których połączenie mechaniczne uważane było wcześniej za sztywne. Drgania skrętne wynikające ze skończonej sztywności połączeń mechanicznych były pierwotnie rozpatrywane w przemyśle ciężkim i papierniczym [1]–[3], jednak obecnie są one rozpatrywane w nowych obszarach, takich jak: napędy robotów [4], napędy przepustnic [5], czy napędy wyposażone w sprężła magnetyczne [6], [7].

Ujawnienie się w układzie napędowym skończonej sztywności wału, a co się z tym wiąże powstanie drgań skrętnych jest zjawiskiem niepożądanym, które powoduje degradację właściwości dynamicznych oraz może doprowadzić do niewłaściwej pracy napędu [6]–[9]. W związku z wymienionymi niekorzystnymi zjawiskami od układów

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: piotr.serkies@pwr.wroc.pl

sterowania oczekuje się zarówno tłumienia drgań skrętnych, jak również zapewnienia trwałego połączenia między maszyną roboczą a silnikiem napędowym. Aby to uzyskać stosuje się zaawansowane metody sterowania takie jak: specjalne metody strojenia klasycznych regulatorów [10], regulatory *PI* z dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi od wybranych zmiennych stanu [9], regulatory rozmyte [11], neuronowe regulatory adaptacyjne [12], sterowanie ślizgowe [13], a w ostatnich latach również sterowanie predykcyjne [5], [7], [14]–[26]. Ta ostatnia technika sterowania, zaliczana do metod sterowania optymalnego, cieszy się coraz większym zainteresowaniem [21]. Sterowanie predykcyjne z modelem w postaci dyskretnych równań stanu rozwinęło się pierwotnie w przemyśle chemicznym i petrochemicznym [22], obecnie jest coraz częściej wykorzystywane w obszarze napędu elektrycznego i energoelektroniki [21].

W tym zakresie można wyróżnić sterowanie z modelem wykorzystującym dyskretna równania różnicowe [23], sterowanie ze skończonym zbiorem rozwiązań [24], metody z dwu krokową predykcją [25] oraz metody z długim horyzontem i ograniczeniami nakładanymi na zmienne stanu [14]–[20]. W prezentowanych pracach odnoszących się do sterowania predykcyjnego z długim horyzontem predykcji wyjść brak jest zaawansowanej analizy wpływu horyzontów predykcji wyjść i sterowań na właściwości dynamiczne napędu. Z tego względu w niniejszej pracy zostanie przedstawiona analiza sposobu doboru długości okna predykcji wyjść oraz długości minimalizowanej sekwencji sterowań. Rozpatrzony zostanie predykcyjny regulator prędkości.

2. MODEL MATEMATYCZNY ROZPATRYWANEGO NAPĘDU

Model matematyczny rozpatrywanego układu napędowego można opisać poniższymi równaniami [13]:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \omega_1 = \frac{1}{T_1} (m_e - m_s), \\ \frac{d}{dt} \omega_2 = \frac{1}{T_2} (m_s - m_L), \\ \frac{d}{dt} m_s = \frac{1}{T_c} (\omega_1 - \omega_2) \end{cases} \quad (1)$$

gdzie:

- m_e – moment elektromagnetyczny,
- ω_1 – prędkość silnika,
- ω_2 – prędkość maszyny obciążającej,
- m_s – moment skrętny,
- α – pozycja wału maszyny roboczej,
- m_L – moment obciążenia,

- T_1 – mechaniczna stała czasowa silnika,
 T_2 – mechaniczna stała czasowa maszyny obciążającej,
 T_c – stała czasowa elementu sprężystego.

Wartości parametrów analizowanego układu wynosiły ($T_1 = T_2 = 0,203$ s, $T_c = 1,2$ ms).

3. ZASADA STEROWANIA PREDYKCYJNEGO

W strategii sterowania predykcyjnego wykorzystuje się model matematyczny obiektu do wyznaczenia wyjścia układu w założonym okresie czasu (horyzoncie predykcji) dla przyjętych wartości sygnału (sygnałów) sterującego [22]–[26]. Właściwości dynamiczne układu dla danych wartości wymuszeń oceniane są przy użyciu funkcji celu:

X

$$J = \min_{\Delta u(k|k), \dots, \Delta u(k+N_u-1|k)} \left\{ \sum_{p=1}^N \|y(k+p|k)\|_Q^2 + \sum_{p=0}^{N_u-1} \|\Delta u(k+p|k)\|_R^2 \right\} \quad (2)$$

$$u_{\min} \leq u(k+p|k) \leq u_{\max} \quad p = 0, 1, \dots, N_u$$

$$x_{\min} \leq x(k+p|k) \leq x_{\max} \quad p = 1, N_1+1, \dots, N$$

gdzie $Q \geq 0$ and $R > 0$ są macierzami wag, y_k jest wektorem (wektorami) wyjść układu, u_k jest odpowiednią sekwencją sygnałów sterujących. W każdym kroku próbkowania k , algorytm sterowania predykcyjnego dąży do minimalizacji wartości funkcji celu przez odpowiedni dobór sekwencji sygnału sterującego biorąc pod uwagę ograniczenia wielkości sterujących i wewnętrznych zmiennych stanu obiektu.

Algorytm sterowania predykcyjnego może być zaimplementowany na dwa sposoby. Sposób tradycyjny polega na rozwiązaniu problemu optymalizacji *on-line* dla danego stanu układu $x(k)$ i przyjętej w algorytmie długości horyzontu predykcji. Należy podkreślić, że zwiększenie długości okresu przewidywania umożliwia uzyskanie lepszych właściwości dynamicznych obiektu jednakże w znacznym stopniu wpływa na komplikację algorytmu sterowania (zwiększa wymagany nakład obliczeniowy). W praktyce bardzo często przyjmuje się stałą wartość sygnału sterującego dla całego horyzontu predykcji. W znacznym stopniu redukuje to złożoność obliczeniową całego algorytmu. Po wyznaczeniu optymalnej wartości sygnału sterującego w chwili k jest ona podawana na sterowany obiekt. W kolejnej chwili obliczeniowej ($k+1$) cała procedura jest powtarzana od nowa uwzględniając aktualne wartości wektora stanu obiektu $x(k+1)$ (mierzone bądź estymowane). Opisana strategia sterowania wymaga zastosowania szybkich układów mikroprocesorowych i dlatego jest stosowane w przypadku obiektów o relatywnie dużych stałych czasowych.

W drugim przypadku problem optymalizacji dla danej postaci funkcji celu (1) jest rozwiązany *of-line* dla wszystkich kombinacji wektora stanu $x \in X_f$ przy użyciu pro-

gramowania wieloparametrycznego (*multi-parametric programming*) [26]–[29]. Korzystając z niego można wykazać, że przestrzeń X_f może być podzielona na regiony, w których optymalizator jest wyrażony jako funkcja jawna dla danych wartości wektora x . Prawo sterowania może być traktowane jako kawałkami ciągle i wyrażone jako:

$$U(x) = K_r x + g_r, \quad \forall x \in P_r \quad (3)$$

gdzie P_r są wielościennymi zbiorami zdefiniowanymi jako:

$$P_r = \{x \in \mathfrak{R}^n / H_r x \leq d_r\}, \quad r = 1, \dots, N_r. \quad (4)$$

Algorytmy projektowania wielościennych zbiorów oraz wyliczenia prawa sterowania są opisane szczegółowo w [9]. W najprostszym przypadku prawo sterownia może być wyliczane przez przeszukiwanie po kolei wszystkich regionów aż do znalezienia aktywnego i kolejno zaimplementowania prawa sterownia zgodnie z (2). Należy zaznaczyć, że w literaturze można znaleźć bardziej efektywne algorytmy generacji bieżącej wartości prawa sterowania [30]. Zastąpienie optymalizacji wykonywanej *on-line* wersją *off-line* umożliwi praktyczną realizację sterowania predykcyjnego do układów o małych stałych czasowych takich jak napędy elektryczne.

4. UZYSKANE WYNIKI

Do oceny uzyskanych wyników wykorzystano podstawowe kryterium jakości ITAE, które zostało podzielone na dwie części: pierwsza związana jest z rozruchem napędu, druga odpowiada za reakcję na zmianę momentu obciążenia:

$$ITAE = \underbrace{\int_{t=0}^{t_1} t \cdot |\omega^{ref} - \omega_2|}_{ITAE(\omega_2)} + \underbrace{\int_{t=t_1}^{t_2} t \cdot |\omega^{ref} - \omega_2|}_{ITAE(m_1)}. \quad (5)$$

Taki podział umożliwia ocenę jakości regulacji zarówno przy rozruchu, jak również ocenę minimalizacji wpływu obciążenia.

Do rozważań przyjęto regulator minimalizujący trzy wyjścia opisane zależnością:

$$\begin{cases} y_1 = \omega_1 - \omega^{ref} \\ y_2 = \omega_2 - \omega^{ref} \\ y_3 = m_s - m_L \end{cases}. \quad (6)$$

Dwa pierwsze wyjścia zapewniają minimalizację błędu regulacji prędkości, natomiast wyjście trzecie zapewnia ograniczenie szybkości narostu prędkości obciążenia. Wartości macierzy wagowej $Q = \text{diag}(10, 10, 1.5)$.

Ograniczenia sygnału sterującego oraz momentu skrętnego przyjęto na poziomie:

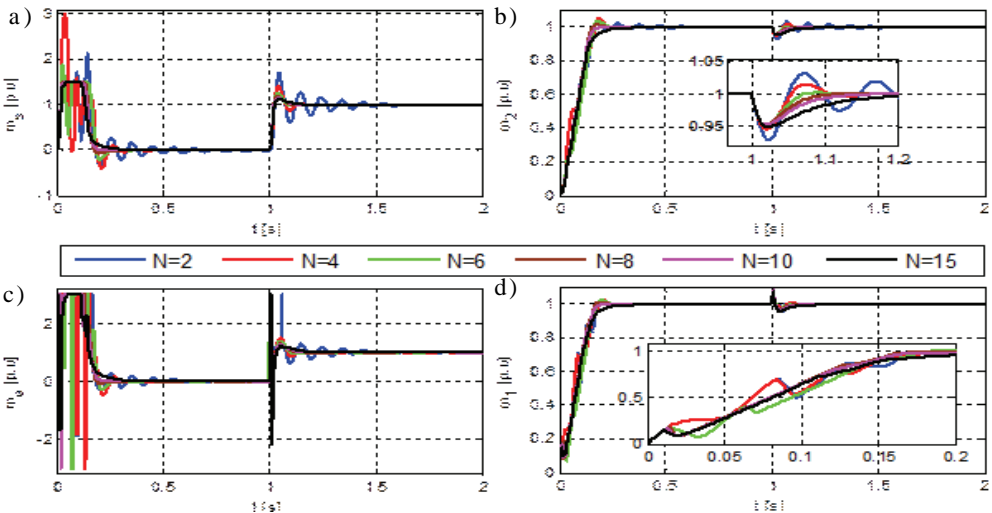
$$-3 \leq m_{er} \leq 3, \quad (7a)$$

$$-1.5 \leq m_s \leq 1.5. \quad (7b)$$

Z postaci funkcji celu (2) wynika, że przy ustalonych wartościach macierzy \mathbf{Q} i \mathbf{R} przy zmianie długości horyzontów zmianie ulegać będzie oddziaływanie poszczególnych wyjść. Długość horyzontu predykcji wyjść ma decydujący wpływ na możliwość utrzymania ograniczeń wewnętrznych zmiennych stanu. Aby to wykazać rozpatrzono sześć wartości długości horyzontu predykcji wyjść przy stałej wartości pozostałych parametrów regulatora ($N_c = 2$, $\mathbf{Q} = \text{diag}(10, 10, 2)$, $\mathbf{R} = 1 \cdot 10^{-5}$). W tabeli 1. zestawiono wyniki dla znamionowej prędkości zadanej. Dodatkowo na rys. 1. przedstawiono przebiegi wybranych zmiennych stanu napędu.

Tabela 1. Porównanie wpływu horyzontu predykcji wyjść na właściwości dynamiczne napędu

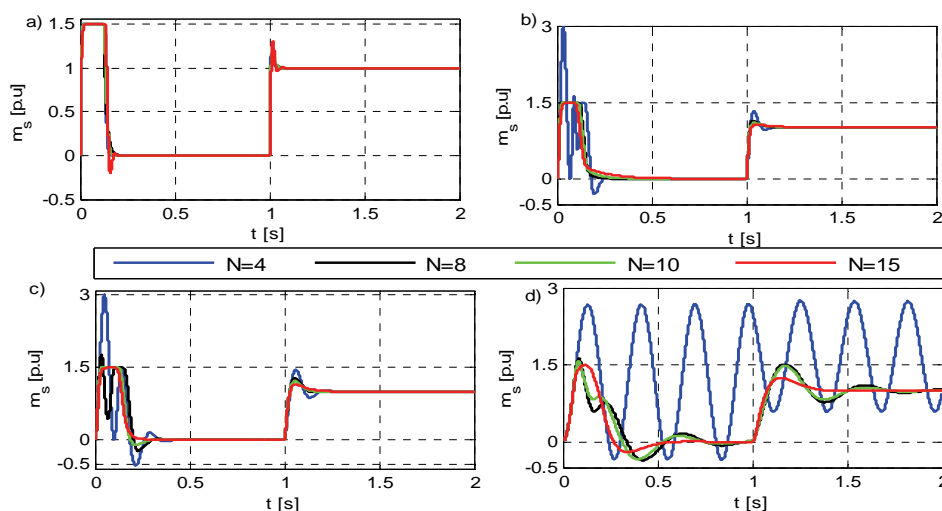
N	2	4	6	8	10	15
Regiony	15	47	67	85	105	155
ITAE(ω_2) (10^{-3})	5,7	5,8	5,4	4,2	4,18	5,29
ITAE(m_L) (10^{-3})	1,1	0,112	0,0653	0,0803	0,1307	0,321
ITAE (ω_1) (10^{-3})	6,8	4,9	5,5	4,25	4,31	5,6
M _{smax}	1,5	1,5	0,33	0	0	0



Rys. 1. Wpływ wartości horyzontu predykcji wyjść na przebiegi zmiennych stanu:
a) moment skrętny, b) prędkość obciążenia, c) moment elektromagnetyczny,
d) prędkość silnika napędowego

Z przedstawionej analizy wynika, że dla ustalonych parametrów mechanicznych napędu wartość ograniczeń zmiennych stanu utrzymywana jest po przekroczeniu pewnej wartości horyzontu predykcji wyjść. Natomiast w przebiegu wartości kryterium jakości sterowania można zauważyć minimum wartości przy $N = 8$. Jest to najlepsza wartość horyzontu zarówno pod względem utrzymywania ograniczeń, jak również pod względem dynamiki.

Kolejno sprawdzono jak wartość horyzontu predykcji wyjść wpływa na utrzymywanie ograniczeń zmiennych stanu przy różnej wartości stałej sprężystości. Wyniki zostały zaprezentowane na rys. 2. Do badań przyjęto cztery wartości stałej sprężystości ($T_c = 0,1$ ms, $T_c = 1,2$ ms, $T_c = 2,6$ ms, $T_c = 20$ ms) oraz cztery wartości horyzontów predykcji wyjść ($N = 4$, $N = 8$, $N = 10$, $N = 15$). Model regulatora dyskretyzowany był z czasem $T_s = 1$ ms. Z zaprezentowanych przebiegów wynika, że długość horyzontu predykcji wyjść ma decydujący wpływ na utrzymywanie ograniczeń nałozonych na zmienne stanu. Im większa jest stała sprężystości tym horyzont predykcji wyjść musi być dłuższy. Przy zbyt krótkim horyzoncie predykcji wyjść regulator nie jest w stanie utrzymać ograniczenia momentu skrętnego.

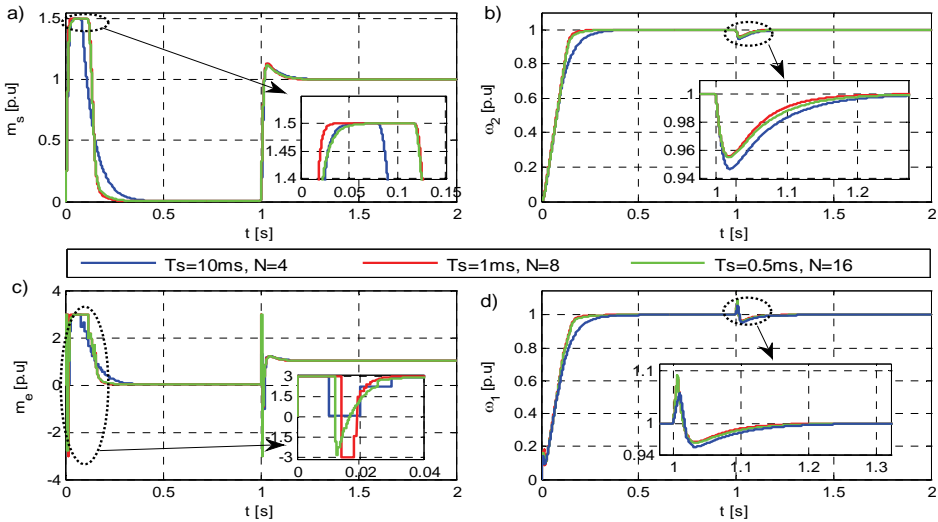


Rys. 2. Wpływ wartości horyzontu predykcji wyjść przy różnej wartości stałej sprężystości na utrzymywanie ograniczenia momentu skrętnego:

a) $T_c = 0,1$ ms, b) $T_c = 1,2$ ms, c) $T_c = 2,6$ ms, d) $T_c = 20$ ms

Wartość horyzontu predykcji wyjść zmienia się z krokiem próbkowania T_s . Wraz ze zmniejszaniem kroku próbkowania horyzont predykcji wyjść należy zwiększyć, oraz przy zwiększeniu próbkowania horyzont można obniżyć, w celu utrzymania tej samej długości okna predykcji. Na rys. 3. przedstawiono porównanie trzech kroków próbkowania przy równoczesnej zmianie długości horyzontu predykcji wyjść. Stała

sprężystości została przyjęta na poziomie 1,2 ms. Zaprezentowane przebiegi potwierdzają rozważania przeprowadzone wcześniej. Należy tu zwrócić uwagę, że wraz ze zwiększaniem okresu próbkowania pogorszeniu ulega dynamika (Rys. 3.b). Wiąże się to z faktem, że regulator „nie widzi dokładnie” jak zmieniać się będą wartości zmiennych stanu, ze względu na skrócony horyzont i długi okres próbkowania, który również zmniejsza wymuszenie. Opisane zjawisko widoczne jest na rys. 3.c) gdzie w przypadku krótkiego kroku próbkowania duża wartość zadanego momentu elektromagnetycznego jest dłużej utrzymana niż dla kroku długiego (linie czerwona i niebieska).



Rys. 3. Przebiegi: a) momentu skrętnego, b) prędkości obciążenia, c) momentu elektromagnetycznego zdanego, d) prędkości silnika napędowego, przy różnym kroku obliczeniowym regulatora T_s ,

W zaprezentowanych powyżej badaniach przyjęto horyzont predykcji sterowań równy 2. Wartość ta jest w zasadzie niezmienna przy sterowaniu prędkością. Obniżając ją do 1 nie da się zmieniając pozostałe parametry, doprowadzić do utrzymania ograniczenia momentu skrętnego. Zwiększanie tej wartości ma natomiast bardzo duży wpływ na złożoność obliczeniową regulatora, przy czym poprawa jakości sterowania jest niewielka. W tabeli 2 zestawiono porównanie wpływu zmian horyzontu sterowań na złożoność obliczeniową regulatora oraz na jakość sterowania. W przypadku pary $N = 10$ i $N_c = 6$ nie dało się wyznaczyć rozwiązania z powodu złego uwarunkowania macierzy. Zwiększając czterokrotnie horyzont predykcji sterowań uzyskano poprawę kryterium jakości sterowania o 4%, natomiast złożoność regulatora wzrosła ponad 45 razy. Prezentowane wyniki potwierdzają tezę zawartą powyżej. Zarówno przy niskiej prędkości zadanej jak i znamionowej można przyjąć, że para $N = 10$, $N_c = 2$ jest optymalnym kompromisem, pomiędzy jakością sterowania a złożonością obliczeniową.

5. BADANIA EKSPERYMENTALNE

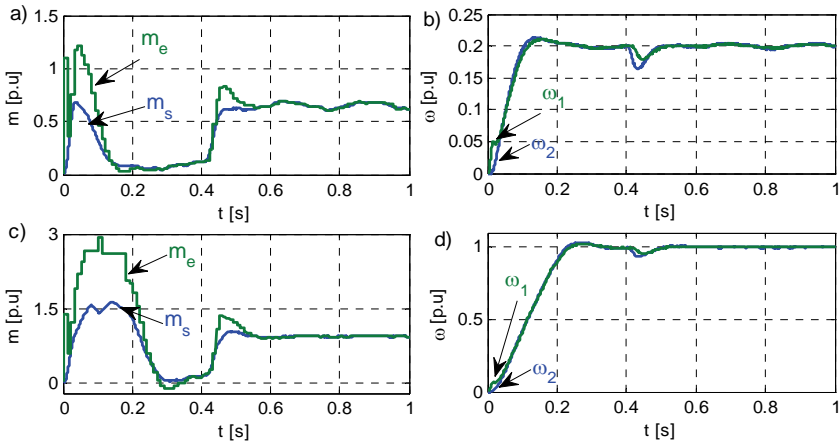
Badania eksperymentalne przeprowadzone zostały na stanowisku zbudowanym z silnikami prądu stałego o mocy 500W, które połączone były ze sobą długim wałem ($l = 0.6$ m, $\Phi = 6$ mm).

Tabela 2. Porównanie wpływu horyzontu predykcji sterowań na właściwości dynamiczne napędu

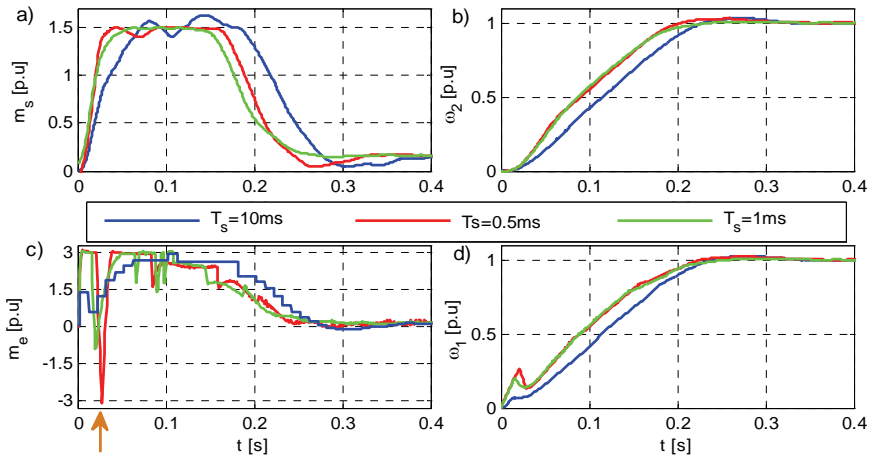
N	10	10	10	10	10	10	ω^{zad}
Nc	1	2	4	6	8	9	
Regiony	23	105	638	–	4791	6609	
ITAE(ω_2) 10^{-4}	1249	2.06	1.97	–	1.98	1.98	0,25
ITAE(m_L) 10^{-5}	96000	8.71	7.204	–	7.208	7.208	
ITAE 10^{-4}	1089	2.93	2.7	–	2.7	2.7	
ITAE(ω_2) 10^{-4}	500	4.19	4.14	–	4.55	4.55	1
ITAE(m_L) 10^{-5}	130000	8.717	7.204	–	7.208	7.208	
ITAE 10^{-4}	1,84	4.28	4.22	–	4.62	4.62	

Silnik napędowy zasilany był z przekształtnika pracującego w konfiguracji mostka *H*. Mostek sterowany był przez sprzętowy modulator szerokości impulsów o częstotliwości nośnej 13 kHz. Prędkość silnika napędowego mierzona była przez enkoder inkrementalny *KUBLERA* o rozdzielczości 36000 impulsów na obrót. Prąd mierzony był za pomocą przetworników firmy *LEM*. Algorytm sterowania zaimplementowany został na karcie szybkiego prototypowania *DS1103* z procesorem sygnałowym. W celu zapewnienia optymalnej pracy całej struktury regulacji obwód regulacji momentu elektromagnetycznego pracujący z dyskretnym regulatorem *PI* obliczany był z częstotliwością 5 kHz. Estymator zmiennych stanu obliczany był z częstotliwością 1 kHz.

W celu praktycznej weryfikacji wpływu kroku próbkowania przebadano eksperymentalnie regulator, którego model poddany został dyskretyzacji z krokiem 10 ms. Uzyskane wyniki dla prędkości 0,25 i znamionowej przedstawiono na rys. 4. W przypadku próbkowania z mniejszą częstotliwością widać wyraźne zmniejszenie dynamiki w przebiegu zadanego momentu elektromagnetycznego (4. a,c). Związane jest to z mniejszą dokładnością dyskretnego modelu. W przypadku znamionowej prędkości zadanej, widoczne jest nieznaczne naruszenie ograniczenia momentu skrętnego. W takim przypadku regulator nie posiada aktywnych wzmocnień ponieważ nie wprowadzono zmiękczenia ograniczeń. Aby zapewnić poprawność pracy w takiej sytuacji (brak aktywnego rozwiązania wynikającego z naruszenia ograniczeń) wprowadza się specjalne procedury. W niniejszej pracy podaje się poprzednie sterowanie.



Rys. 4. Przebiegi: a),c) momentu elektromagnetycznego i skrętnego, b),d) prędkości silnika napędowego i obciążenia w układzie z regulatorem próbkowanym z krokiem 10 ms, przebiegi dla prędkości zadanej 0,25 (a,b), oraz znamionowej (c,d)



Rys. 5. Przebiegi: a) moment skrętny, b) prędkość obciążenia, c) moment elektromagnetyczny, d) prędkość silnika napędowego dla różnych kroków obliczeń regulatora predykcyjnego

Aby zweryfikować w jakim stopniu zmiana kroku próbkowania wpływa na dynamikę napędu, na rys. 5. przedstawiono przebiegi zmiennych stanu dla trzech kroków próbkowania. Na podstawie analizy przebiegów można wyciągnąć następujące wnioski. Zwiększenie okresu próbkowania regulatora dziesięciokrotnie (wartością odniesienia jest $T_s = 1$ ms) powoduje wzrost czasu ustalenia prędkości o 50 ms. Natomiast zmniejszając czas próbkowania dwukrotnie uzyskuje się skrócenie czasu regulacji o około 15 ms. Przy analizowanym porównaniu widoczne jest również jak poszczególne

gólne regulatory wymuszają moment skrętny (rys. 5.c $t = 0,015$ s brązowa linia pionowa). Im szybciej próbkowany regulator tym gwałtowniejsze przełączenia momentu elektromagnetycznego.

6.PODSUMOWANIE

W artykule przedstawiono analizę wpływu kroku predykcji wyjść i sterowań regulatora predykcyjnego na właściwości dynamiczne napędu z połączeniem sprężystym. Z przedstawionej analizy wynika, że w przypadku sterowania prędkością napędu z połączeniem sprężystym wartość horyzontu predykcji wyjść należy dobierać w zależności od wartości sprężystości wału. Długość horyzontu predykcji sterowań jest wartością można traktować jako parametr stały (w rozpatrywanym napędzie). Zmniejszenie wartości poniżej dwóch kroków powoduje brak możliwości kontroli momentu skrętnego. Natomiast jego zwiększenie nie prowadzi do istotnych zmian właściwości dynamicznych a jedynie następuje wzrost złożoności obliczeniowej regulatora.

LITERATURA

- [1] VALENZUELA M.A., BENTLEY J.M., LORENZ R.D., *Computer-Aided Controller Setting Procedure for Paper Machine Drive Systems*, IEEE Trans. Indust Electronics, Vol. 45, No. 2, 2009, 638–650.
- [2] HORI Y., SAWADA H., CHUN Y., *Slow resonance ratio control for vibration suppression and disturbance rejection in torsional system*, IEEE Trans. Indust. Electronics, Vol. 46, No. 1, 1999, 162–168.
- [3] WANG J., ZHANG Y., XU L., JING Y., ZHANG S., *Torsional Vibration Suppression Of Rolling Mill With Constrained Model Predictive Control*, 6th World Congress on Intelligent Control and Automation (WCICA), Dalian 2006.
- [4] BROGLIATO B., ORTEGA R., LOZANO R., *Global tracking controllers for flexible-joints manipulators: a comparative study*, Automatica, Vol. 31, No. 7, 1995, 941–956.
- [5] VASAK M., BAOTIC M., PETROVIC I., PERIC N., *Hybrid Theory-Based Time-Optimal Control of an Electronic Throttle*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 3, 2007, 1483–1494.
- [6] MONTAGUE R., BINGHAM C., ATALLAH K., *Servo Control of Magnetic Gears*, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol. 17, No. 2, 2012, 269–278.
- [7] MONTAGUE R.G., BINGHAM C., ATALLAH K., *Magnetic Gear Pole-Slip Prevention Using Explicit Model Predictive Control*, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol. 18, No. 5, 2013, 1535–1543.
- [8] LUCA A.D., BOOK W., *Robots with flexible elements*, Springer handbook of robotics', Springer-Verlag, Berlin–Heidelberg 2008, 287–319.
- [9] SZABAT K., *Struktury sterowania elektrycznych układów napędowych z połączeniem sprężystym*, Wrocław: Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 61, Seria: Monografie, Nr 19, Wrocław 2008.

- [10] MUSZYŃSKI R., DESKUR J., *Damping of Torsional Vibrations in High-Dynamic Industrial Drives*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, No. 2, 2010, 544–552.
- [11] KNYCHAS S., SZABAT K., *Zastosowanie adaptacyjnego regulatora opartego na zbiorach rozmytych typu II do sterowania prędkością układu napędowego*, Przegląd Elektrotechniczny, Vol. 87, No. 4, 2011, 160–163.
- [12] KAMIŃSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *FPGA Implementation of ADALINE-based Speed Controller for the Drive System with Elastic Joint*, IEEE Trans. Indus. Informatics Early Access, 2012.
- [13] DODDS J., VITTEK J., PERRYMAN R., KUCHTA J., *Sliding Mode Control Of PMSM Electric Drives With Flexible Coupling*, International Conference of Electrical Drives and Power Electronics (EDPE), High Tater, 2007.
- [14] CYCHOWSKI M., SZABAT K., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Constrained Model Predictive Control of the Drive System With Mechanical Elasticity*, IEEE Trans. Indus. Electr., Vol. 56, No. 6, 2009, 1963–1973.
- [15] SERKIES P., SZABAT K., *Application of the MPC controller to the Position Control of the Two-Mass Drive System*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60, No. 9, 2013, 3679–3688.
- [16] SERKIES P., SZABAT K., *Adaptacyjna struktura sterowania z predykcyjnym regulatorem prędkości dla układu napędowego z połączeniem sprężystym*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Studia i Materiały, 2011, Nr 31, 320–330.
- [17] STEPHENS M., MANZIE C., GOOD M., *Model Predictive Control for Reference Tracking on an Industrial Machine Tool Servo Drive*, IEEE Trans. Industrial Informatics, Vol. 9, No. 2, 2013, 808–816.
- [18] FUENTES E.J., SILVA C.A., YUZ J.I., *Predictive Speed Control of a Two-Mass System Driven by a Permanent Magnet Synchronous Motor*, IEEE Trans. Indus Electronics, Vol. 59, 7, 2012, 2840–2848.
- [19] SERKIES P., *Predykcyjna regulacja prędkości z silnikiem indukcyjnym w napędzie dwumasowym*, Poznań University of Technology Academic Journals, Electrical Engineering, 2012, 72, 149–156.
- [20] SERKIES P., SZABAT K., *Predykcyjny regulator położenia z warstwą rozmytych ograniczeń dla napędu dwumasowego*, Przegląd Elektrotechniczny, Vol. 87, No. 8, 2011, 202–207.
- [21] RODRIGUEZ J., KAZMIERKOWSKI M., ESPINOZA J., ZANCHETTA ABU-RUB P.H., YOUNG H., ROJAS C., *State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics*, IEEE Trans. on Industrial Informatics, early access, 2013.
- [22] MACIEJOWSKI J.M., *Predictive Control With Constraints*, Prentice Hall, Harlow, U.K., 2002.
- [23] THOMSEN S., HOFFMANN N., FUCHS F.W., *PI Control, PI-Based State Space Control, and Model-Based Predictive Control for Drive Systems With Elastically Coupled Loads – A Comparative Study*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, No. 8, 2011, 3647–3657.
- [24] FUENTES E., KENNEL R., *Finite-set model predictive control of the two-mass-system*, Workshop on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE), Monachium, 2011.
- [25] DAVARI S.A., KHABURI, D.A., KENNEL R., *Using a weighting factor table for FCS-MPC of induction motors with extended prediction horizon*, IECON 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2012, 2086–2091.
- [26] BEMPORAD A., MORARI M., DUA V., PISTIKOPOULOS E.N., *The explicit linear quadratic regulator for constrained systems*, Automatica, Vol. 38, No. 1, 2002, 3–20.
- [27] PISTIKOPOULOS E.N., DUA V., BOZINIS N.A., BEMPORAD A., MORARI M., *On-line optimization via off-line parametric optimization tools*, Comput. Chem. Eng., Vol. 24, No. 2, 2000, 183–188.
- [28] TRNDEL P., JOHANSEN T.A., BEMPORAD A., *An algorithm for multi-parametric quadratic programming and explicit MPC solutions*, Automatica, Vol. 39, No. 3, 2003, 489–497.

- [29] KVASNICA M., GRIEDER P., BAOTIC M., MORARI M., *Multiparametric toolbox (MPT)*, [in:] R. Alur, G.J. Pappas (eds.), *Hybrid systems: Computation and Control*, Springer, 2004, 448–462.
- [30] TØNDEL P., JOHANSEN T.A., BEMPORAD A., *Evaluation of piecewise affine control via binary search tree*, *Automatica*, Vol. 39, No. 5, 2003, 945–950.

SELECTION OF THE OUTPUTS AND CONTROL PREDICTION HORIZON LENGTH FOR PREDICTIVE CONTROLLER IN THE DRIVE WITH ELASTIC COUPLING

The paper presents issues related to the impact analysis and selection of the length of control and output horizon the prediction to dynamic properties of the drive with elastic coupling. In the frame study the impact of the length of control and output horizon were simulation examined in drive with different mechanical parameters. Were presented the results related to the effect of the sampling step for selecting the length of the prediction window outputs. Sequentially presented experimental verification of the results. Simulation results were verified by experimental research.

*silnik bezszczotkowy prądu stałego BLDC,
porównanie regulatorów prądu*

Marcin SKÓRA*

PORÓWNANIE STRATEGII STEROWANIA PRĄDEM SILNIKA PM BLDC. BADANIA SYMULACYJNE

W pracy przedstawiono porównanie strategii sterowania prądem w układzie regulacji silnika bezszczotkowego prądu stałego z magnesami trwałymi (PM BLDC). W tym celu na podstawie równań obwodowych opracowano w środowisku Matlab-Simulink model symulacyjny, który sformułowano dla obowiązujących powszechnie uproszczeń oraz na podstawie idealizowanych trapezoidalnych przebiegów siły elektromotorycznej. W symulacjach uwzględniono możliwość sterowania każdym tranzystorem komutatora elektronicznego z osobna, co pozwoliło na przetestowanie różnych sposobów regulacji prądu.

1. WSTĘP

Silniki bezszczotkowe prądu stałego z magnesami trwałymi (ang. *Permanent Magnet Brushless Direct Current Motor*) stanowią w wielu przypadkach świetną alternatywę dla silników prądu stałego. W literaturze [2], [3], [5] podkreśla się, że w stosunku do klasycznych silników DC mają one mniejszą bezwładność, wyższy stosunek uzyskiwanego momentu w stosunku do swojej wagi i dłuższą żywotność. Do zalet zaliczyć można również lepsze odprowadzanie ciepła, gdyż wielopasmowe uzwojenie znajduje się w nieruchomym stojanie. Wzbudzenie magnetoelektryczne pochodzi od magnesów trwałych naklejonych na wirniku w taki sposób, by uzyskać w przybliżeniu trapezoidalny przebieg indukowanej siły elektromotorycznej w każdej fazie. Najczęściej spotykane są konstrukcje o trzech pasmach uzwojeń, połączonych w gwiazdę, z wyprowadzonym lub nie punktem gwiazdowym silnika.

W silnikach PM BLDC brak jest komutatora mechanicznego, a za proces komutacji odpowiada układ energoelektroniczny o topologii wielofazowego falownika. Dlatego też silniki te zalicza się do grona maszyn komutowanych elektronicznie. To układ

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-370 Wrocław, e-mail: marcin.skora@pwr.wroc.pl

sterujący komutatora ma za zadanie tak przełączać pasma, by strumienie magnetyczne wirnika i stojana były względem siebie nieruchome. Do tego celu niezbędna jest informacja (zmierzona lub estymowana) o kącie obrotu wirnika.

Powyższe cechy skutkują tym, iż silniki te znajdują szerokie zastosowanie. Najmniejsze konstrukcje można znaleźć w wentylatorach komputerowych, w napędach dysków twardych i optycznych, w jeżdżących i latających konstrukcjach modelarskich. Sporą grupę stanowią aplikacje maszynowe w przemyśle. W ostatnich latach obserwować można rosnącą tendencję do stosowania silników PM BLDC do napędu pojazdów elektrycznych, np. wózków inwalidzkich, rowerów, skuterów, mniejszych samochodów. W grupie tej można spotkać silniki o budowie odwróconej, tj. nieruchomy stojan umieszczony jest wewnątrz obracającego się wirnika, a całość zabudowana jest w kole pojazdu [2], [3].

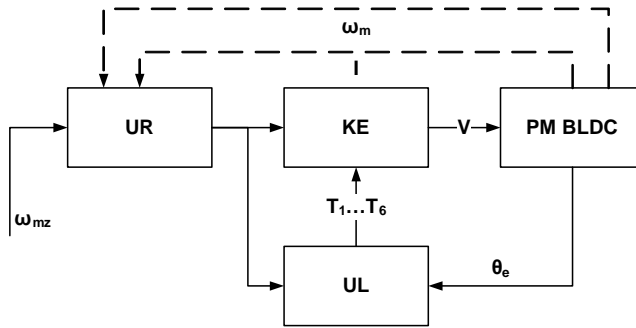
Na podstawie przedstawionych powyżej przykładów można stwierdzić, że silniki PM BLDC doskonale nadają się do napędu małych pojazdów elektrycznych. Jednym z warunków ich zastosowania jest wyznaczenie takiego algorytmu sterowania komutatorem elektronicznym, aby móc uzyskać czteroćwiartkową pracę silnika. W artykule przedstawiono wyniki badań symulacyjnych modelu silnika PM BLDC w różnych stanach jego pracy, dla kilku wybranych sposobów regulacji prądu.

2. MODEL MATEMATYCZNY

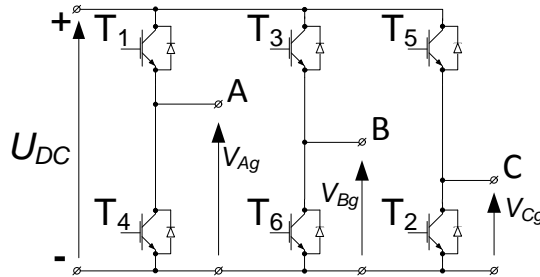
2.1. MODEL MATEMATYCZNY

W rozdziale tym przedstawiono obwodowy model matematyczny idealnego silnika bezszczotkowego prądu stałego. Został on sformułowany przy uwzględnieniu następujących założeń i uproszczeń [3]: rozważany jest trójfazowy silnik bezszczotkowy z magnesami trwałymi o trapezoidalnej sile elektromotorycznej, symetrycznej budowie, z uzwojeniami połączonymi w gwiazdę, bez wyprowadzonego punktu gwiazdowego, a parametry modelu uważane są za znane i stałe; pominięte zostały straty mocy występujące w komutatorze elektronicznym, nieliniowość obwodów magnetycznych oraz dodatkowe tętnienia momentu (np. moment zaczepowy) występujące w rzeczywistym silniku. Model nie jest przewidziany do symulacji pracy silników wysokoobrotowych. Założono, że silnik PM BLDC pracuje w strukturze sterowania przedstawionej na rysunku 1. Pod wpływem napięć V_k wytwarzanych przez komutator elektroniczny KE następuje w silniku przepływ prądów I_k , wskutek czego wirnik obraca się do pozycji kątowej mechanicznej θ_m uzyskując prędkość wirowania ω_m . Rolą układu logicznego UL jest wypracowanie sygnałów sterujących tranzystorami T_1, \dots, T_6 komutatora elektronicznego, na podstawie położenia wirnika i wymagań wypracowanych przez układ regulacji prędkości UR (ω_{mz} oznacza zadaną prędkość mechaniczną wirnika). W niektórych przypadkach, można zrezygnować ze sprzężenia prę-

kościowego. Pozostawienie w układzie regulatorów prądu umożliwia sterowanie prędkością w układzie otwartym poprzez zmiany prądów zadanych lub na ograniczenie pobieranego przez silnik prądu w stanach dynamicznych. W najprostszych przypadkach może być pominięte sprzężenie prądowe. Przedstawiony na rysunku 1 układ zakłada dostępność pomiarową prądów pasmowych oraz położenia i/lub prędkości mechanicznej wirnika.



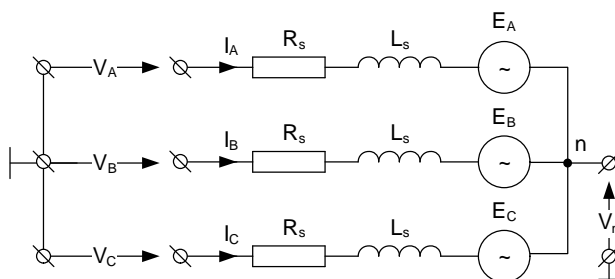
Rys. 1. Struktura układu sterowania silnika PM BLDC (opis w tekście)



Rys. 2. Topologia falownika (komutatora elektronicznego)

Na rysunku 2 przedstawiono strukturę komutatora elektronicznego. Sygnały sterujące bramkami tranzystorów T_1, \dots, T_6 przyjmują wartości 0 dla wyłączonego tranzystora i 1 – dla załączonego. Falownik potraktowano jako obiekt idealny, stąd jego napięcia wyjściowe można opisać równaniami (1). Na rysunku 3 przedstawiono schemat elektryczny uzwojeń silnika. Przez n oznaczono punkt gwiazdowy silnika, a przez V_n napięcie tego punktu. Wprowadzenie napięcia punktu gwiazdowego opisanego równaniem (2) umożliwia uniknięcie wpływu niezbalansowania napięcia na przebiegi symulacyjne [5], [6]. Jest to napięcie punktu neutralnego silnika w stosunku do napięcia punktu środkowego źródła prądu stałego. Jak pokazano na rysunku 3, każde pasmo silnika można potraktować w przybliżeniu jako szeregowe połączenie rezystancji R_s , źródła napięciowego E_k (fazowa siła elektromotoryczna) oraz zastęp-

czej indukcyjności L_s , uwzględniającej indukcyjność własną uzwojenia i indukcje wzajemne powiązane z pozostałymi uzwojeniami. Jeżeli przez U_k oznaczyć napięcie odkładające się na elementach k -tego pasma (równanie (3) i (4)), to można wtedy wyprowadzić zależność (5), gdzie I_k oznacza prąd k -tego pasma, a E_k opisane jest wzorem (6).



Rys. 3. Uproszczony model silnika

$$\begin{aligned} V_A &= 1/2 \cdot U_{DC} + T_1 \cdot 1/2 \cdot U_{DC} - T_4 \cdot 1/2 \cdot U_{DC}, \\ V_B &= 1/2 \cdot U_{DC} + T_3 \cdot 1/2 \cdot U_{DC} - T_6 \cdot 1/2 \cdot U_{DC}, \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} V_C &= 1/2 \cdot U_{DC} + T_5 \cdot 1/2 \cdot U_{DC} - T_2 \cdot 1/2 \cdot U_{DC}, \\ V_n &= 1/3 \sum_{k \in \{A, B, C\}} V_k - 1/3 \sum_{k \in \{A, B, C\}} E_k, \end{aligned} \quad (2)$$

$$U_k = V_k - V_n, \quad k \in \{A, B, C\}, \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} + \frac{1}{3} \begin{bmatrix} E_A \\ E_B \\ E_C \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$U_k = R_s I_k + L_s \frac{dI_k}{dt} + E_k, \quad k \in \{A, B, C\}, \quad (5)$$

$$E_k = k_e \omega_m f_k(\theta_e), \quad k \in \{A, B, C\} \quad (6)$$

gdzie:

k_e – współczynnik wzbudzenia siły elektromotorycznej,

k_t – współczynnik momentu,

$f_k(\theta_e)$ – względny współczynnik wzbudzenia k -tej fazy, zależny od elektrycznego kąta położenia wirnika θ_e .

Powyższy opis należy uzupełnić zależnościami opisującymi generowanie momentu elektromagnetycznego (7), część mechaniczną napędu (8) oraz związki pomiędzy zmiennymi (9).

$$M_e = \frac{1}{\omega_m} \sum_{k \in \{A,B,C\}} E_k I_k, \quad (7a)$$

$$M_e = \sum_{k \in \{A,B,C\}} k_t I_k f_k(\theta_e), \quad (7b)$$

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = M_e - M_L - B\omega_m, \quad (8)$$

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m, \quad \omega_e = p\omega_m, \quad \theta_e = p\theta_m \quad (9)$$

gdzie:

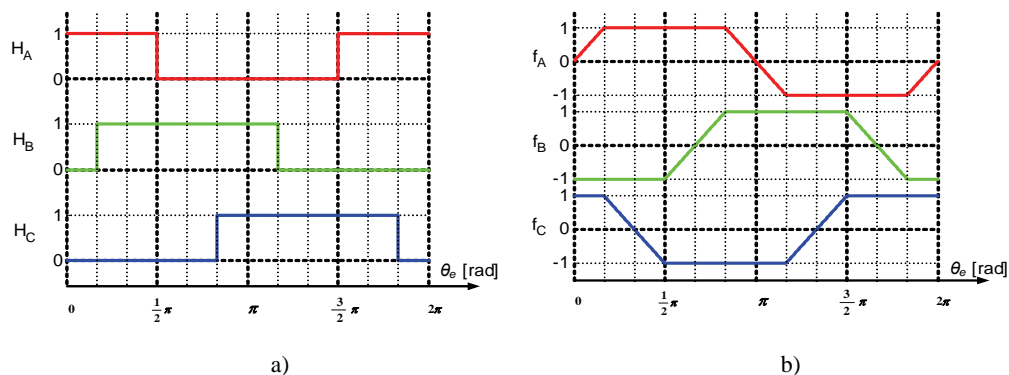
- J – moment bezwładności wirnika,
- M_L – moment obciążenia,
- B – współczynnik strat proporcjonalnych do prędkości,
- p – liczba par biegunów.

2.2. STEROWANIE SILNIKIEM PM BLDC

Ruch obrotowy wirnika silnika PM BLDC jest skutkiem odpowiedniej sekwencji zasilania kolejnych faz, na podstawie położenia kąтового wirnika. Nie jest jednak wymagana znajomość dokładnego położenia, wystarczy informacja, w którym sektorze znajduje się wirnik. Położenie z dokładnością do 60° elektrycznych można wyznaczyć za pomocą czujników (np. czujniki hallotronowe czy optyczne, umieszczone równomiernie co 60° lub 120° elektrycznych) lub metod bezczujnikowych (estymacja położenia wirnika np. na podstawie indukowanej siły elektromotorycznej). W badaniach przyjęto, że informacja o położeniu kątowym wirnika jest dostępna i zakodowana w postaci trzech logicznych sygnałów H_A, H_B, H_C (rys. 4a), natomiast sposób jej pozyskania nie jest istotny. Rysunek 4b przedstawia idealny kształt względnego współczynnika wzbudzenia $f_k(\theta_e)$ (zależności 6 i 7b), zależny od położenia wirnika.

Zgodnie ze strukturą pokazaną na rysunku 1 można wyróżnić trzy podstawowe sposoby sterowania silnikiem PM BLDC:

- a) w układzie otwartym, gdzie wysterowanie tranzystorów KE zależne jest tylko od elektrycznego kąta obrotu,
- b) w układzie z regulacją (ograniczeniem) prądów fazowych, tj. wysterowanie tranzystorów KE zależne jest od elektrycznego kąta obrotu oraz od nastawy ograniczającej płynący prąd,
- c) w kaskadowym układzie regulacji prędkości i prądu, gdzie regulator prędkości wypracowuje wartość zadaną prądu, tj. wysterowanie tranzystorów KE zależne jest od elektrycznego kąta obrotu oraz od wartości zadanej prądu.



Rys. 4. Sygnały kodujące położenie wirnika (a)
oraz względny współczynnik wzbudzenia siły elektromotorycznej (b)

W przypadku **a)** nie ma w zasadzie możliwości kontroli układu: brak regulacji prędkości obrotowej, prąd fazowy nie jest w żaden sposób ograniczany. Poszczególne tranzystory są wysterowane zgodnie z tabelą 1.

Tabela 1. Sygnały sterujące tranzystorami w układzie otwartym

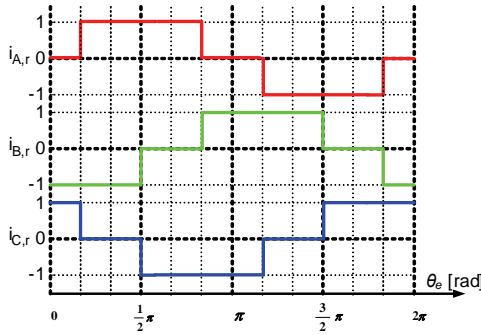
T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6
$\bar{H}_C \cap H_B$	$\bar{H}_A \cap H_B$	$\bar{H}_A \cap H_C$	$\bar{H}_B \cap H_C$	$\bar{H}_B \cap H_A$	$\bar{H}_C \cap H_A$

W przypadku **b)**, regulator prądu pełni funkcję ograniczającą amplitudę zadawanego prądu przez co nie dopuszcza do przegrzania uzwojeń czy odmagnesowania magnesów trwałych. Regulator prądu, na podstawie prądu zadanego $I_{k,r}$ k -tej fazy (10) i mierzonego (obliczonego) I_k , odpowiada za wysterowanie tranzystorów KE . Znak prądu zadanego, dla przedstawionych na rys. 4 przebiegów względnego współczynnika wzbudzenia i sygnałów kodujących położenie, został przedstawiony na rys. 5. I_r oznacza amplitudę prądu zadanego. W dalszej części, w opisie wyników badań symulacyjnych, zostaną przedstawione i porównane różne postaci regulatorów prądu.

$$I_{k,r} = I_r \cdot i_{k,r}, \quad k \in \{A, B, C\}. \quad (10)$$

Przebiegi, jak na rys. 5 można uzyskać korzystając z równań (11), słusznych przy założeniu sygnału położenia kodowanego jak na rys. 4a. W przypadku konieczności hamowania dynamicznego lub zmiany kierunku obrotów wirnika, należy przed zastosowaniem formuł z tabeli 1 lub zależności (11) sygnały logiczne H_A , H_B , H_C poddać negacji.

$$\begin{aligned}
 i_{A,r} &= \overline{H}_C \cap H_B - H_C \cap \overline{H}_B, \\
 i_{B,r} &= \overline{H}_A \cap H_C - H_A \cap \overline{H}_C, \\
 i_{C,r} &= \overline{H}_B \cap H_A - H_B \cap \overline{H}_A.
 \end{aligned}
 \tag{11}$$



Rys. 5. Znak prądu referencyjnego, w zależności od położenia wirnika

3. MODEL SYMULACYJNY I WYNIKI BADAŃ

3.1. MODEL SYMULACYJNY

Na podstawie równań (1)–(11) i przebiegów (rys. 4 i rys. 5) opracowano model symulacyjny w środowisku Matlab–Simulink. Obliczenia wykonywano metodą całkowania ode1 z krokiem $5 \mu\text{s}$.

Parametry silnika użytego do badań (typ BN34-55AF-01 firmy MOOG) są następujące: prędkość znamionowa mechaniczna $\omega_{mN} = 2410$ obr./min, liczba par biegunów $p = 4$, stała wzbudzenia $K_e = 0,0876$ V/(rad/s), stała momentu $K_t = 0,0876$ Nm/A, napięcie znamionowe $U_{DC} = 24$ V, rezystancja fazy uzwojenia $R_s = 0,043$ Ω , zastępcza indukcyjność fazowa $L_s = 0,135$ mH, moment bezwładności wirnika $J = 169,37 \cdot 10^{-6}$ kg·m², moment znamionowy silnika $M_{eN} = 1,82$ Nm, prąd znamionowy $I_N = 23,3$ A, $B = 0,00005$ Nm/(rad/s). Parametry K_e i K_t podane są dla silnika jako całości, stąd w równaniach (6) i (7) należy wstawić wartości zgodnie z (12).

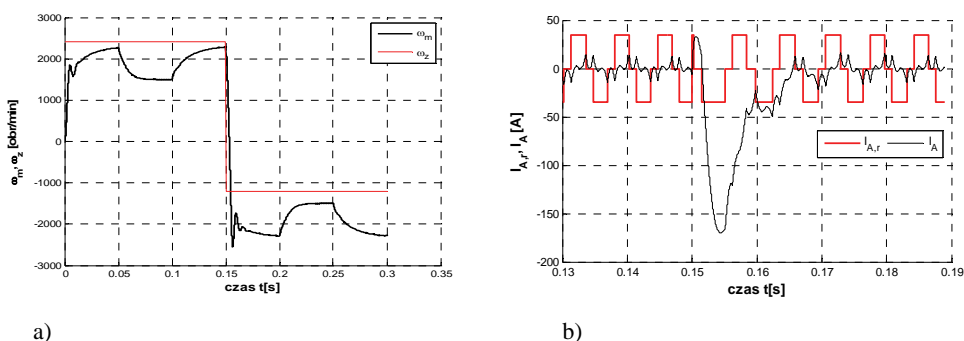
$$k_t = 0,5K_t, k_e = 0,5K_e \tag{12}$$

3.2. WYNIKI BADAŃ

Na rysunkach 6–9 zebrane zostały wyniki symulacji. Prędkość zadana początkowo ma wartość znamionową ω_{mN} , a w czasie $t = 0,2$ s następuje zmiana znaku i wartości do $-0,5 \omega_{mN}$. Zastosowano (gdzie było to możliwe) ograniczenie prądu fazowego do

wartości $1,5 \cdot I_N$. W czasie $t = 0,1$ s następuje podanie znamionowego momentu obciążenia, zmiana jego znaku w $t = 0,2$ s i odłączenie w czasie $t = 0,3$ s. Do sterowania tranzystorami przekształtnika zastosowano modulację bipolarną, tj. sygnał załączający tranzystor równocześnie wyłącza drugi tranzystor w danej gałęzi. Tym samym nie uwzględniono w sterowaniu czasu martwego, występującego w rzeczywistym układzie.

Przebiegi na rysunku 6 uzyskano w układzie otwartym (sytuacja a) z pkt. 2.2. Osiąganie prędkości znamionowej trwa długo, po zmianie kierunku obrotów występują oscylacje prędkości i momentu elektromagnetycznego, podanie znamionowego momentu obciążenia znacząco spowalnia silnik, zwiększając przy tym prądy do wartości kilkukrotnie wyższych od prądu znamionowego.



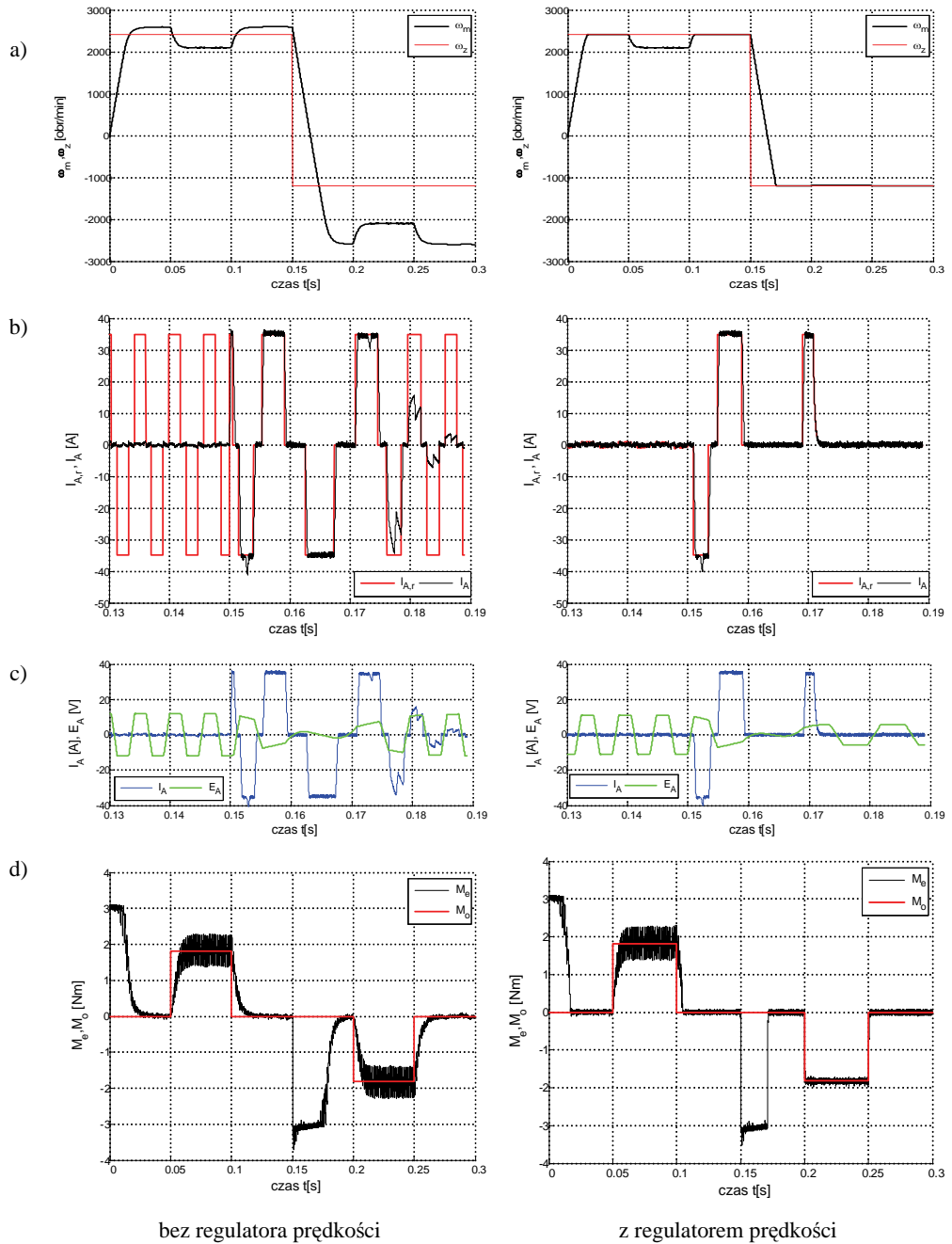
Rys. 6. Przebiegi w układzie otwartym, a) zadana i obliczona prędkość obrotowa, b) zadany i obliczony prąd w fazie A podczas nawrotu z momentem obciążenia

Przebiegi z rysunków 7, 8 i 9 odnoszą się do sytuacji, gdy w układzie pracuje regulator prądu, samodzielnie (ogranicza prąd) lub w połączeniu z regulatorem prędkości. Regulator prędkości jest typu PI, a jego nastawy wyznaczone są wg (13), natomiast dla regulatora PI prądu wg (14). Zależności (13) i (14) zaczerpnięto z [1], gdyż pozwalają na zmiany oczekiwanego czasu narostu prędkości i prądu, za pomocą parametrów $t_{r\omega}$ i t_{ri} (przyjęto $t_{r\omega} = 0,05$ ms, $t_{ri} = 0,01$ ms). Szerokość pętli histerezy dla regulatora prądu ustalono jako $h_b = 0,1$ A, górną dopuszczalną częstotliwość przełączeń dla regulatora delta jako $f_s = 5$ kHz, natomiast częstotliwość nośną w modulacji PWM na $f_s = 10$ kHz.

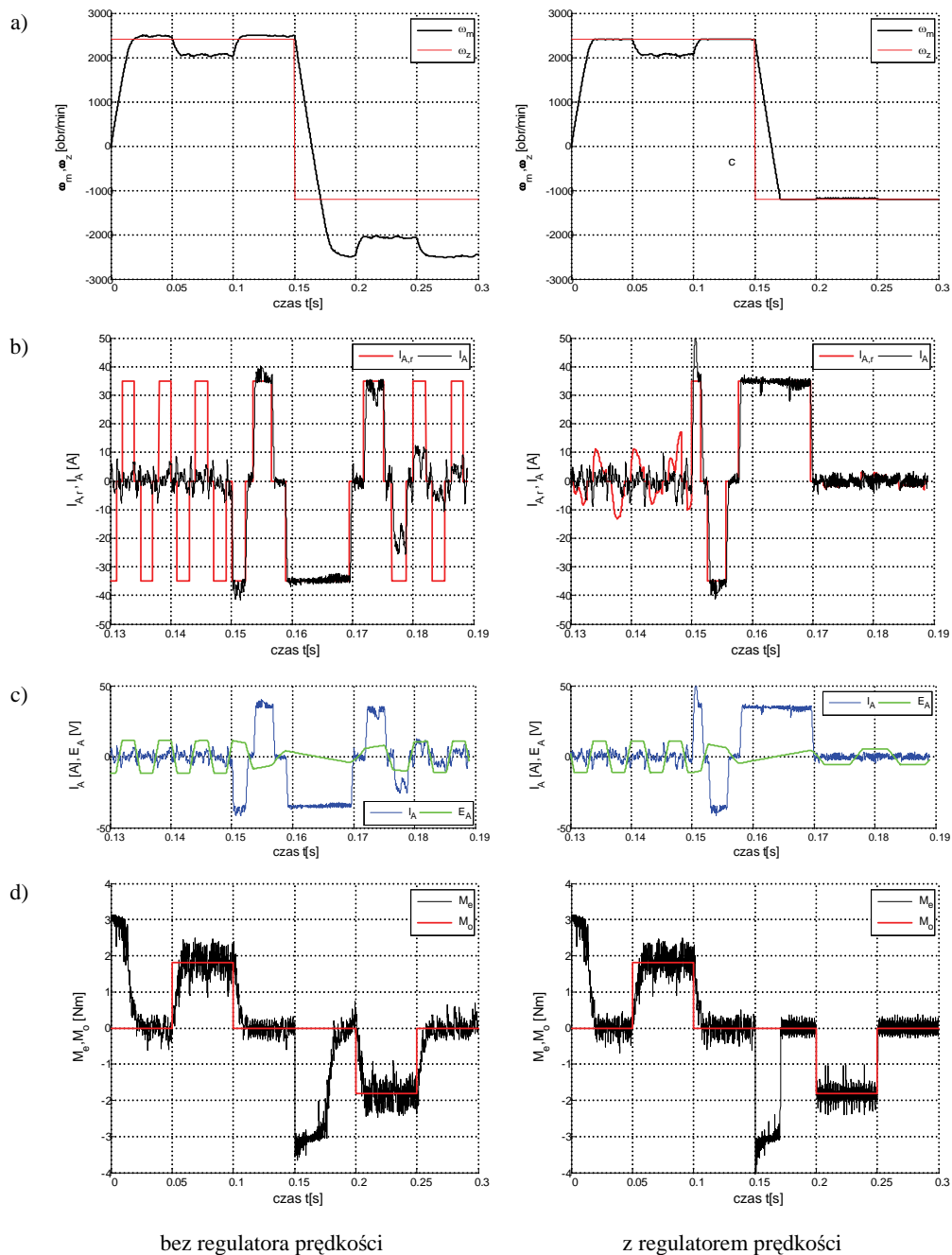
$$K_{P\omega} = (\ln 9) \cdot J / t_{r\omega}, \quad K_{I\omega} = (\ln 9) \cdot B / t_{r\omega}, \quad (13)$$

$$K_{Pi} = (\ln 9) \cdot L_S / t_{ri}, \quad K_{Ii} = (\ln 9) \cdot R_S / t_{ri}. \quad (14)$$

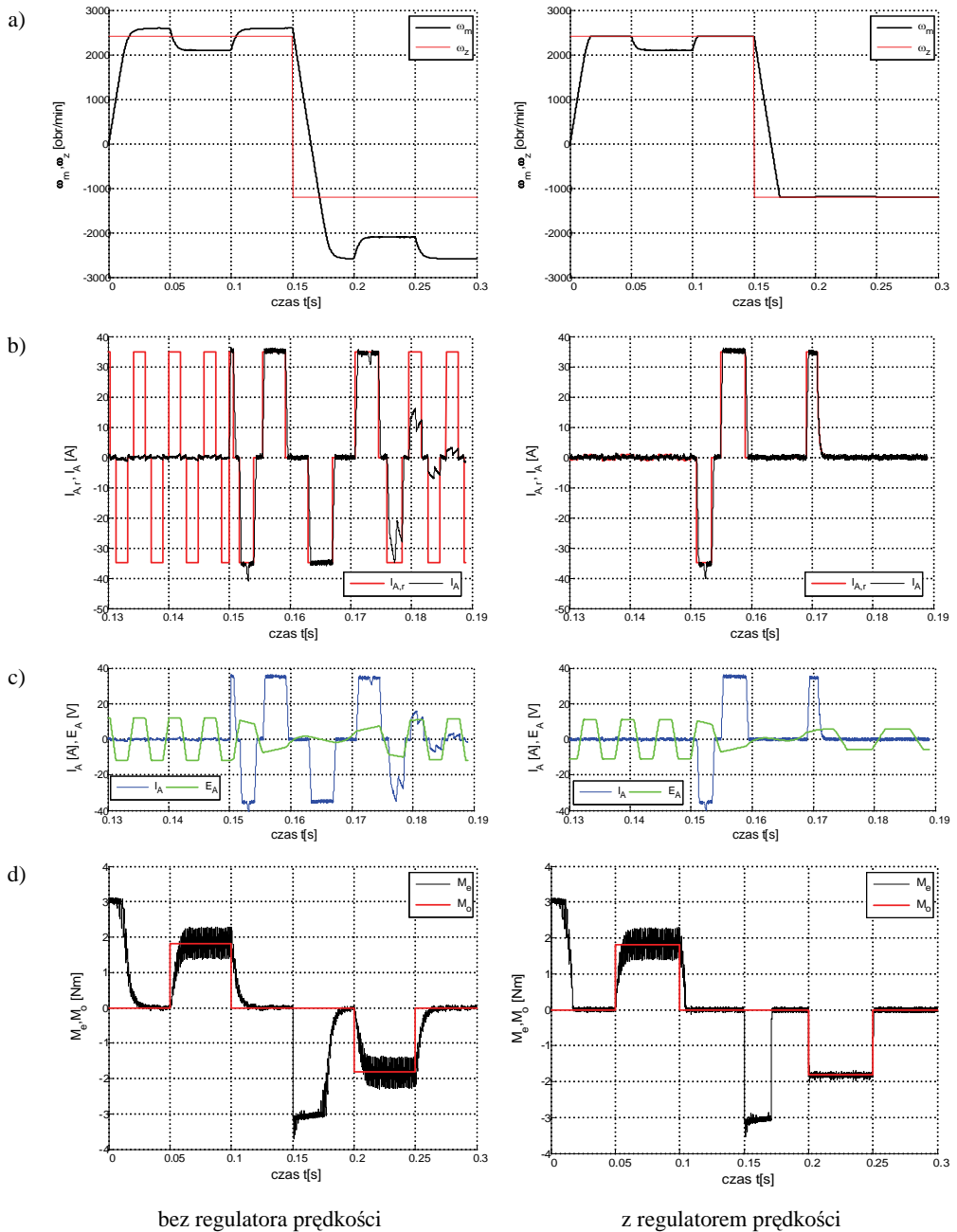
Regulatory prądu porównują dla każdej fazy prądy mierzone oraz zadane, stąd w układzie rzeczywistym potrzebne byłyby trzy czujniki prądu. Pierwszym regulatorem w porównaniu (rys. 7) jest prosty dwupołożeniowy histerezowy komparator. Jego



Rys. 7. Przebiegi w układzie z regulatorem histerezowym prądu: a) prędkość obrotowa zadana i obliczona, b) porównanie zadanego i obliczonego prądu w fazie A podczas nawrotu, c) porównanie prądu i siły elektromotorycznej w fazie A podczas nawrotu, d) moment elektromagnetyczny i obciążenia



Rys. 8. Przebiegi w układzie z regulatorem prądu typu delta: a) prędkość obrotowa zadana i obliczona, b) porównanie zadanego i obliczonego prądu w fazie A podczas nawrotu, c) porównanie prądu i siły elektromotorycznej w fazie A podczas nawrotu, d) moment elektromagnetyczny i obciążenia



Rys. 9. Przebiegi w układzie z regulatorem prądu typu PI i modulatorem PWM:

- a) prędkość obrotowa zadana i obliczona, b) porównanie zadanego i obliczonego prądu w fazie A podczas nawrotu, c) porównanie prądu i siły elektromotorycznej w fazie A podczas nawrotu, d) moment elektromagnetyczny i obciążenia

wadą jest brak ograniczenia częstotliwości przełączeń. Zaletą natomiast kontrola wartości prądów fazowych w stanach dynamicznych (rozruch, nawrót, zmiana momentu obciążenia). Jak wynika z porównania na rysunku 7c, relacja pomiędzy prądem fazowym a indukowaną siłą elektromotoryczną jest zsynchronizowana, jak w przypadku idealnym. Obecność w układzie dodatkowo regulatora prędkości pozwala na zmniejszenie oscylacji prędkości obrotowej i momentu elektromagnetycznego.

Wady powyższego rozwiązania nie ma regulator prądu typu delta. Wprowadzono do niego dodatkowy sygnał zegarowy. Załączanie zaworów może odbywać się jedynie wtedy, gdy sygnał ten wynosi jeden, a wyłączenie – gdy zero. W tym układzie można zrezygnować ze strefy histerezy w komparatorze prądów. Jak wynika z rysunku 8, skutkiem ograniczenia częstotliwości przełączeń są większe tętnienia momentu elektromagnetycznego, szczególnie widoczne w układzie bez regulatora prędkości. Na rysunku 9 przedstawiono wyniki symulacji z regulatorem prądu typu PI z modulacją PWM. W porównaniu do poprzednich, ten typ regulacji charakteryzuje się ustaloną częstotliwością przełączeń oraz ograniczonymi tętnieniami momentu i prędkości obrotowej. Dla każdego badanego przypadku przedstawiono kształt prądów zadanych i obliczonych w jednej z faz (rys. 6b–9b) oraz porównanie obliczonych wartości prądów z przebiegiem siły elektromotorycznej w tej samej (rys. 7c–9c), podczas nawrotu pod obciążeniem znamionowym. Na rysunkach tych widać, kiedy silnik wytwarza moment napędzający (przebiegi na rys. 7c–9c są względem siebie w fazie), a kiedy moment hamujący (przebiegi w przeciwfazie). Analizując kształt obliczonych w symulacji prądów należy zwrócić uwagę na wpływ zjawiska komutacji, objawiający się chwilowym spadkiem średniej wartości napięcia zasilającego silnik PM BLDC [4], a co za tym idzie także i pobieranego prądu. W konsekwencji pojawiają się oscylacje momentu elektromagnetycznego i prędkości obrotowej. Następnym procesem komutacji jest również spadek prędkości obrotowej po obciążeniu silnika PM BLDC wskutek niewystarczającego zapasu napięcia zasilającego.

4. PODSUMOWANIE

W pracy przedstawiono analizę porównawczą układów regulacji silnika bezszczotkowego prądu stałego z magnesami trwałymi, dla różnych rodzajów regulatorów prądów fazowych. W tym celu opracowano odpowiedni model symulacyjny, obejmujący również sposób kluczowania tranzystorów. Pozwala to na przetestowanie różnych rodzajów regulatorów prądów, a także na symulowanie pracy silnika w warunkach uszkodzenia łączników półprzewodnikowych.

Z przedstawionych symulacji wynika, że ograniczenie górnej częstotliwości przełączeń tranzystorów komutatora elektronicznego na odpowiednio wysokiej częstotliwości nie powoduje spadku jakości regulacji, rozumianej jako wielkość oscylacji przebiegu prędkości i momentu elektromagnetycznego. Porównanie wariantów układu

regulacji podanych w punkcie 2.2 potwierdza, że kaskadowy układ regulacji prędkości i momentu silnika PM BLDC pozwala na śledzenie prędkości zadanej, natomiast stosowanie otwartego układu regulacji poza wyjątkowymi sytuacjami (awaria czujników, stała znamionowa prędkość zadana) nie ma sensu z powodu długich i niekontrolowanych przebiegów przejściowych.

LITERATURA

- [1] BALDURSSON S., *BLDC Motor Modelling and Control – A Matlab®/Simulink® Implementation*, praca magisterska, Göteborg 2005.
- [2] GORYCA Z., *Metody sterowania silników BLDC*, Prace Naukowe IMNIPE, Nr 66, t. 1, 2012, 32–47.
- [3] KRYKOWSKI K., *Silnik PM BLDC w napędzie elektrycznym. Analiza, właściwości, modelowanie*, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 2011.
- [4] KRYKOWSKI K., SIEMEK G., WALCZAK D., *Wpływ indukcyjności na charakterystyki mechaniczne silnika PM BLDC*, Kwartalnik „Elektryka”, z. 1, 2010, 213, 165–180.
- [5] KUMAR R., PADMANABAN S.V., *An Artificial Neural Network Based Rotor Position Estimation for Sensorless Permanent Magnet Brushless DC Motor Drive*, The 32nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON '06, 649–654.
- [6] MING-FA TSAI, TRAN PHU QUY, BO-FENG WU, CHUNG-SHI TSENG, *Model construction and verification of a BLDC motor using Matlab/Simulink and FPGA control*, 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 2011, 1797–1802.

COMPARISON OF CURRENT CONTROL STRATEGY OF PM BLDC MOTOR. SIMULATION RESEARCH

This paper presents a comparison of the current control strategy for the control system of permanent magnet brushless DC motor (PM BLDC). For this purpose, based on the peripheral equations, a simulation model was developed in Matlab-Simulink. The model was formulated for the existing common simplification and on the basis of idealized trapezoidal waveform of the electromotive force. The simulations included the ability to control any electronic commutator transistor individually, allowing to test different methods of current regulation.

*silnik PM BLDC, komutator elektroniczny,
uszkodzenia czujników położenia wirnika*

Marcin SKÓRA*, Czesław T. KOWALSKI

WPLYW USZKODZEŃ CZUJNIKÓW POŁOŻENIA WIRNIKA NA PRACĘ NAPĘDU Z SILNIKIEM PM BLDC

Układ sterowania silnika PM BLDC do poprawnej komutacji potrzebuje informacji o położeniu wirnika. Najtańszym i najprostszym sposobem jej pozyskania jest zastosowanie czujników położenia wirnika, hallotronowych lub optycznych. Przy korzystaniu z dodatkowych układów scalonych należy mieć na uwadze fakt, iż są to elementy zmniejszające niezawodność całego systemu. W pracy przedstawiono wpływ uszkodzenia czujnika położenia wirnika na przebiegi prądów fazowych, prędkości obrotowej i momentu elektromagnetycznego. Do oceny diagnostycznej wpływu uszkodzenia czujnika prędkości zastosowano hodografy wektora prądów fazowych na płaszczyźnie α - β oraz hodografu wektora sygnałów położenia wirnika. Wskazano na potencjalne problemy z rozruchem napędu z uszkodzonym układem pomiaru położenia wirnika.

1. WSTĘP

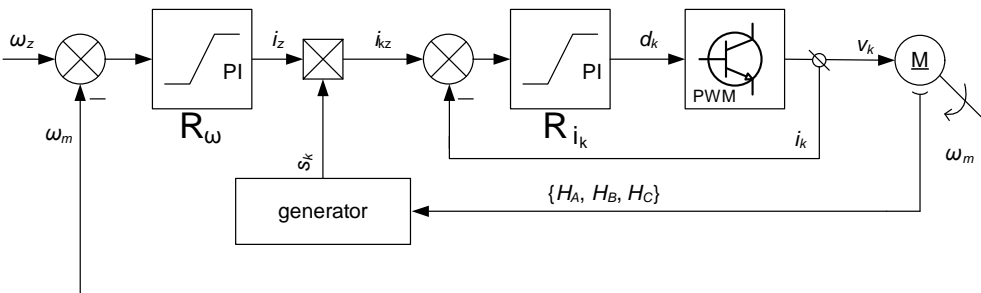
Jedną z alternatyw dla napędów z klasycznymi silnikami prądu stałego są silniki bezszczotkowe prądu stałego z magnesami trwałymi (PM BLDC, ang. *Permanent Magnet Brushless Direct Current Motor*). Przemawia za tym ich mniejsza bezwładność, wyższy stosunek uzyskiwanego momentu w stosunku do masy, lepsze odprowadzanie ciepła z nieruchomego stojana oraz dłuższa żywotność, spowodowana brakiem klasycznego komutatora [1], [3]. Ostatnia cecha sprawia, że silniki PM BLDC należą do maszyn komutowanych elektronicznie. Układ sterujący ma zadanie wykryć pozycję wirnika i zależnie od niej zasilac odpowiednie pasma uzwojenia stojana.

Wykrywanie pozycji wirnika nieruchomego i w ruchu można rozwiązać na kilka sposobów: zastosować metody bezczujnikowe, oparte o estymację położenia na podstawie mierzonych sygnałów elektrycznych, zamontować enkoder lub czujniki poło-

* Politechnika Wrocławska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-370 Wrocław, e-mail: marcin.skora@pwr.wroc.pl, czeslaw.t.kowalski@pwr.wroc.pl

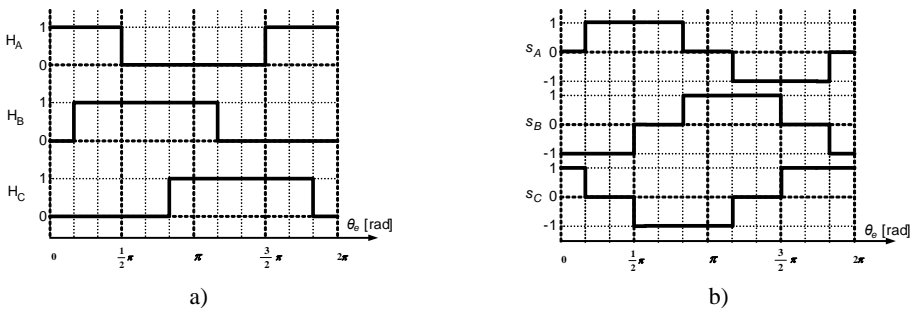
żenia wirnika (optyczne lub hallotronowe) [1]. Ostatnie rozwiązanie jest najprostsze, ale uszkodzenia czujników w trakcie pracy silnika mają wpływ na prawidłową pracę napędu.

Analizę wpływu uszkodzenia czujnika położenia wirnika przeprowadzono dla kaskadowego układu napędowego z silnikiem PM BLDC, z nadrzędnym regulatorem prędkości i podrzędnymi regulatorami prądów fazowych, w strukturze jak na rys. 1. Silnik zasilany jest przez przekształtnik napięciowy z wykorzystaniem techniki PWM. Regulatory prądów fazowych wypracowują odpowiednie współczynniki wypełnienia d_k ($k \in \{A, B, C\}$) na podstawie porównania obliczonego prądu fazowego i_k i prądu zadanego (jako iloczynu amplitudy i_z , wygenerowanej przez regulator prędkości i znaku s_k związanego z położeniem wirnika). Znak prądu zadanego (rys. 2b) wyznaczany jest według (1) na podstawie informacji z czujników H_A, H_B, H_C , kodujących położenie wirnika (rys. 2a) [1], [3].



Rys. 1. Struktura sterowania układu napędowego z silnikiem PM BLDC

$$\begin{aligned}
 s_A &= \bar{H}_C \cap H_B - H_C \cap \bar{H}_B \\
 s_B &= \bar{H}_A \cap H_C - H_A \cap \bar{H}_C \\
 s_C &= \bar{H}_B \cap H_A - H_B \cap \bar{H}_A
 \end{aligned}
 \tag{1}$$



Rys. 2. Sygnały z czujników kodujących położenie wirnika a) oraz znak prądu zadanego w zależności od położenia wirnika b)

2. RODZAJE I PRZYCZYNY USZKODZEŃ CZUJNIKÓW POŁOŻENIA WIRNIKA

Podczas normalnej pracy napędu z silnikiem PM BLDC może wystąpić sytuacja awaryjna polegająca na uszkodzeniu przynajmniej jednego z czujników położenia wirnika, niezbędnych do procesu poprawnej komutacji. W jej wyniku, sygnał zwracany przez uszkodzone czujniki w szczególności może przyjąć stały poziom logiczny niski („0”) lub wysoki („1”), niezależnie od kąta położenia wirnika.

Przyczyny uszkodzeń mogą mieć różną naturę. Wśród elektrycznych można wyróżnić brak zasilania czujnika, brak podłączenia linii sygnałowej do komutatora elektronicznego, zwarcie linii sygnałowej do potencjału zasilania, przekroczenie dopuszczalnego prądu wyjściowego czy też np. uszkodzenia stopnia wyjściowego czujników z wyjściem typu otwarty kolektor. Za uszkodzenia czujników hallotronowych dodatkowo odpowiedzialne są zmiany we właściwościach magnetycznych magnesów, związanych z temperaturą, czy zmiany w kierunku indukowanego pola magnetycznego [4].

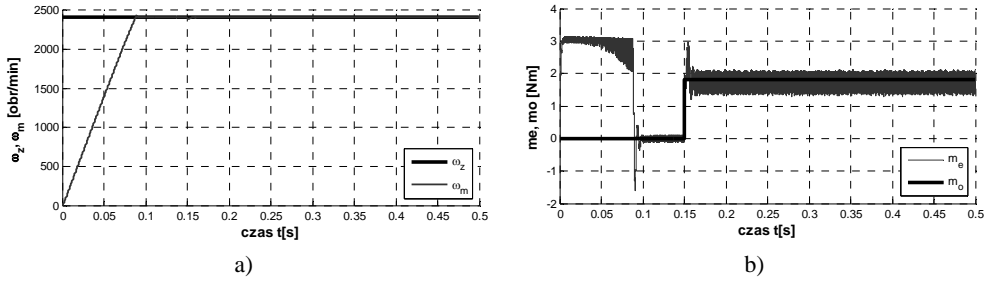
Innymi przyczynami nieprawidłowego działania komutatora elektronicznego są nierównomierne rozmieszczenie czujników położenia wirnika, czy też zła kolejność ich podłączenia do komutatora. Pierwsza z przyczyn powoduje zwiększenie ilości tętnień w wytwarzanym momencie elektromagnetycznym, natomiast druga z reguły uniemożliwia działanie napędu.

3. WYBRANE WYNIKI BADAŃ

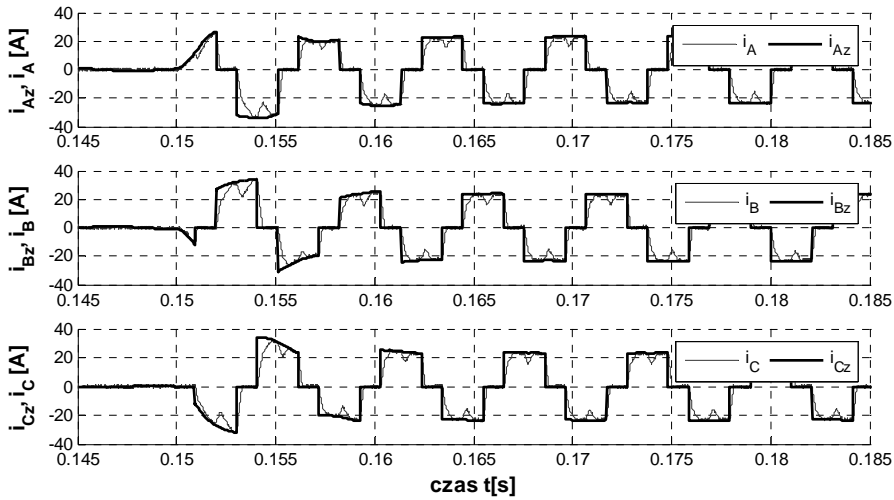
Badania symulacyjne przeprowadzone zostały w środowisku Matlab-Simulink, z wykorzystaniem modelu układu napędowego z silnikiem PM BLDC przedstawionego w [3], w strukturze przedstawionej na rysunku 1. Badania symulacyjne wykonano metodą całkowania *ode1* (metoda Eulera) z krokiem $5 \mu\text{s}$ dla trójfazowego silnika typu BN34-55AF-01 firmy MOOG o parametrach przedstawionych w załączniku 1. Przyjęto ograniczenie wartości prądów zadanych na poziomie $\pm 1,5I_N$ oraz bezwładność układu napędowego jako $J = 6J_s$.

Przedstawione wyniki badań uzyskano dla przypadku pracy silnika z nominalną prędkością oraz przy znamionowym momencie obciążenia, załączanym w czasie $t = 0,2 \text{ s}$. Uszkodzenie czujnika H_A położenia wirnika następowało w czasie $t_{\text{uszk}} = 0,3 \text{ s}$. Ponadto przeprowadzono symulację rozruchu silnika z uszkodzonym czujnikiem H_A . Symulację uszkodzeń przeprowadzono poprzez zadanie stałego poziomu logicznego (wysokiego lub niskiego).

Na rysunkach 3 i 4 przedstawione przebiegi uzyskane w sprawnym układzie. Wynika z nich, że przy braku awarii prądy fazowe mają kształt prostokątny, a w prędkości obrotowej nie występują oscylacje.



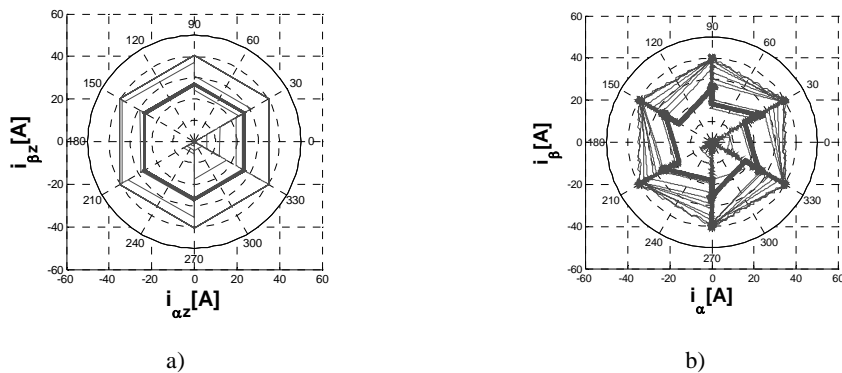
Rys. 3. Przebiegi prędkości zadanej i obliczonej a) oraz momentu elektromagnetycznego i obciążenia b) w sprawnym układzie napędowym



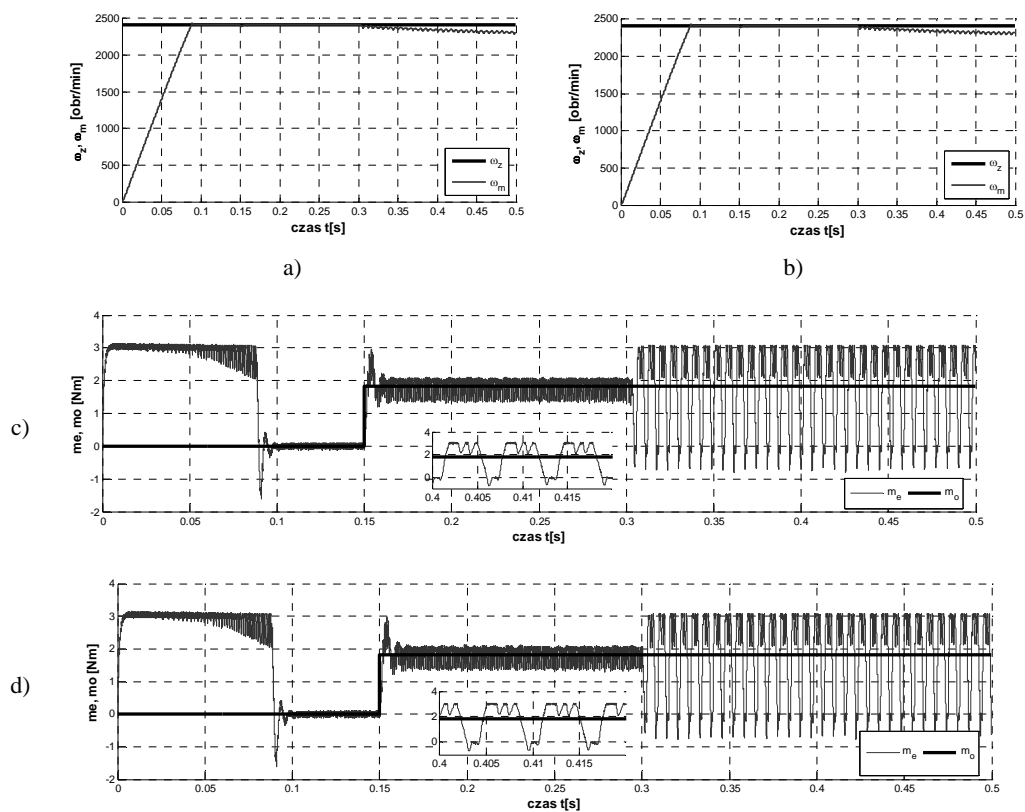
Rys. 4. Przebiegi fazowych prądów zadanych i obliczonych w sprawnym układzie, po załączeniu momentu obciążenia

W celu analizy porównawczej wyników otrzymane wektory prądów fazowych, obliczonych i zadanych, zostały przeliczone według (2) z trójfazowego układu ABC do dwufazowego układu współrzędnych prostokątnych α - β i przedstawione na płaszczyźnie zespolonej w postaci hodografów. Jak wynika z rysunku 5, w sprawnym układzie hodograf wektora zadanych prądów fazowych przyjmuje kształt symetryczny, sześciokątny, natomiast hodograf wektora prądów obliczonych – kształt zbliżony do symetrycznego, sześciokątnego, z odkształceniami wynikającymi z dynamiki narostu i spadkami wartości prądu w momencie zmiany komutujących faz.

$$\begin{aligned} i_\alpha &= \frac{2}{3} \left(i_A - \frac{1}{2} i_B - \frac{1}{2} i_C \right) \\ i_\beta &= \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} i_B - \frac{\sqrt{3}}{2} i_C \right) \end{aligned} \quad (2)$$



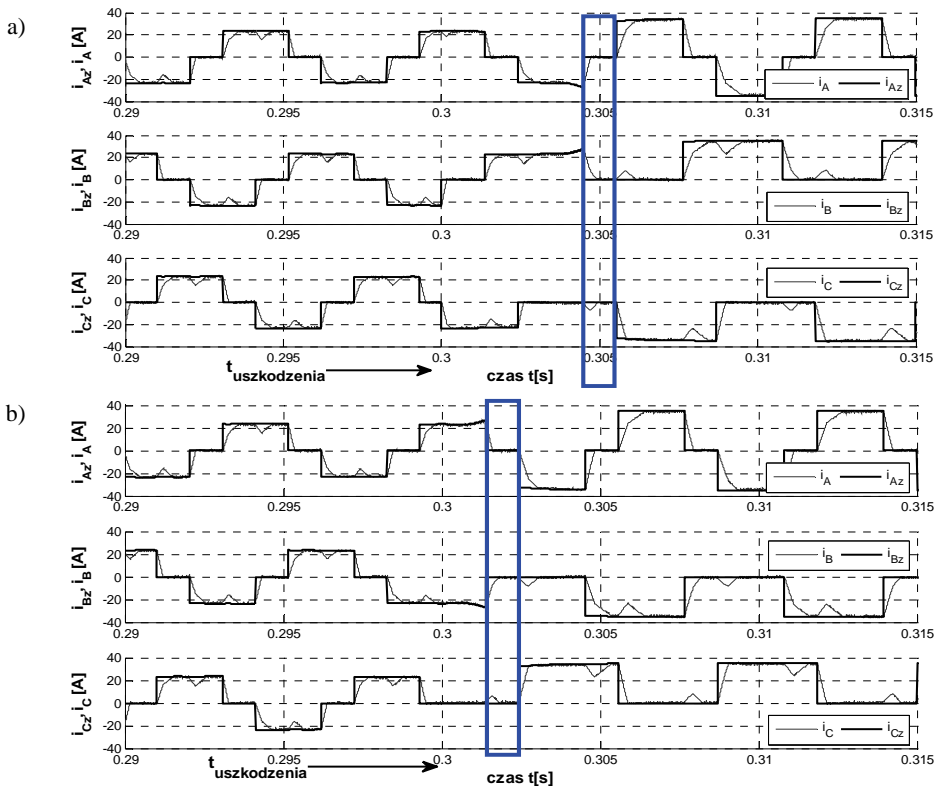
Rys. 5. Hodografy wektorów prądów stojana wyznaczone z prądów zadanych (a) i obliczonych (b), na podstawie całej symulacji – układ sprawny



Rys. 6. Porównanie prędkości zadanych i obliczonych oraz momentu elektromagnetycznego i obciążenia uzyskanych w układzie z uszkodzonym czujnikiem położenia wirnika.

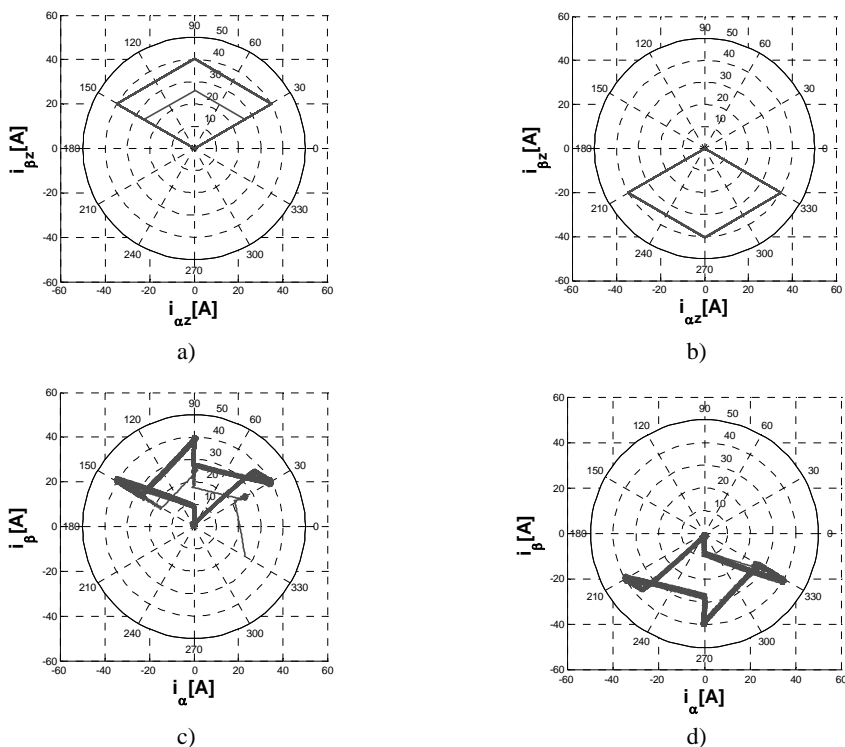
Po czasie $t_{uszk} = 0,3$ s następuje uszkodzenie czujnika H_A typu $H_A = 0$ (a, c) oraz typu $H_A = 1$ (b, d)

Na rysunku 6 przedstawiono wyniki symulacji otrzymane w układach z uszkodzeniem czujnika położenia wirnika H_A . Czujnik zwracał stale wartość logiczną niską („0”) – typ uszkodzenia nazwany $H_A = 0$ lub wartość logiczną wysoką („1”) – typ nazwany $H_A = 1$. Każde z tych uszkodzeń powoduje podobne efekty: układ sterowania nie jest w stanie utrzymać prędkości, w której pojawiają się oscylacje, natomiast w przebiegu momentu elektromagnetycznego zdarzają się chwilowe zaniki (rys. 6). Przyczynę takiego zachowania układu wyjaśnia rysunek 7 i zależność (1). Nieprawidłowe sygnały pochodzące z czujników położenia wirnika powodują wprowadzanie do komutatora elektronicznego błędnej informacji o położeniu wirnika, na podstawie której zasilane są poszczególne uzwojenia. Nie występują wszystkie dozwolone kombinacje wartości zwracanych przez czujniki położenia wirnika, dlatego też kształt zadanych prądów fazowych jest zniekształcony. Dodatkowo okresowo występuje niedozwolona kombinacja wartości czujników H_A, H_B, H_C (000 lub 111), powodująca chwilowe odłączenie zasilania (przykład w ramce na rysunku 7a i 7b), gdyż takiej kombinacji nie ma w zależności (1) na generację zadanych prądów fazowych.



Rys. 7. Porównanie fazowych prądów zadanych i obliczonych podczas wystąpienia uszkodzenia, dla typu $H_A = 0$ (a) oraz $H_A = 1$ (b)

Analiza hodografów w obu rodzajach uszkodzeń (rys. 8) doprowadza do następujących wniosków: w obu przypadkach następuje zanik pewnej części hodografu wektora prądów, obliczonych oraz zadanych, pozostaje część zawierająca się w wycinku koła o kącie 120° . Części te są względem siebie przeciwne, tzn. obrócone o 180° , tak jak przeciwne są rodzaje uszkodzeń.

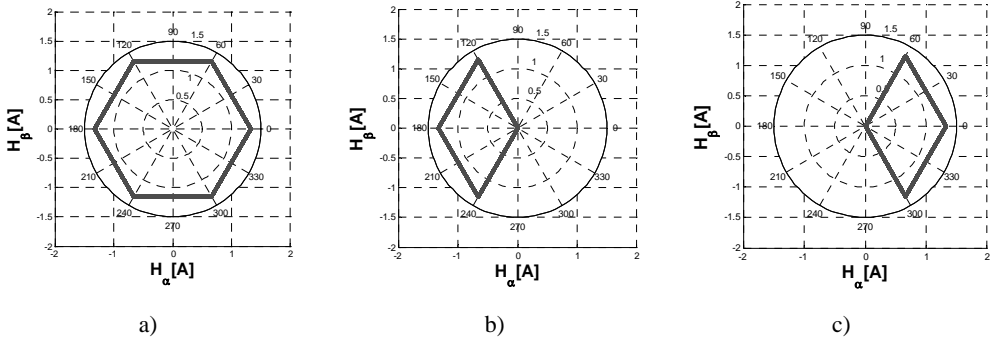


Rys. 8. Hodograf wektora prądów stojana wyznaczony z prądów zadanych (a, b) i obliczonych (c, d), na podstawie prądów fazowych po wystąpieniu uszkodzenia typu $H_A = 0$ (a, c) oraz $H_A = 1$ (b, d)

Przeprowadzono również analizę hodografów wektora sygnału położenia wirnika. W tym celu sygnały kodujące położenie H_A, H_B, H_C zostały poddane procesowi symetryzacji względem zera według (3), a następnie przeliczone według (4) do układu współrzędnych prostokątnych α - β [2]. Na podstawie otrzymanych wyników (rys. 9) stwierdzono, że w uszkodzonych układach następuje odkształcenie hodografu w porównaniu do hodografu uzyskanego w sprawnym układzie napędowym, mianowicie zanika jego pewna charakterystyczna dla danego uszkodzenia część.

$$\overline{H}_k = 2H_k - 1, k \in \{A, B, C\} \quad (3)$$

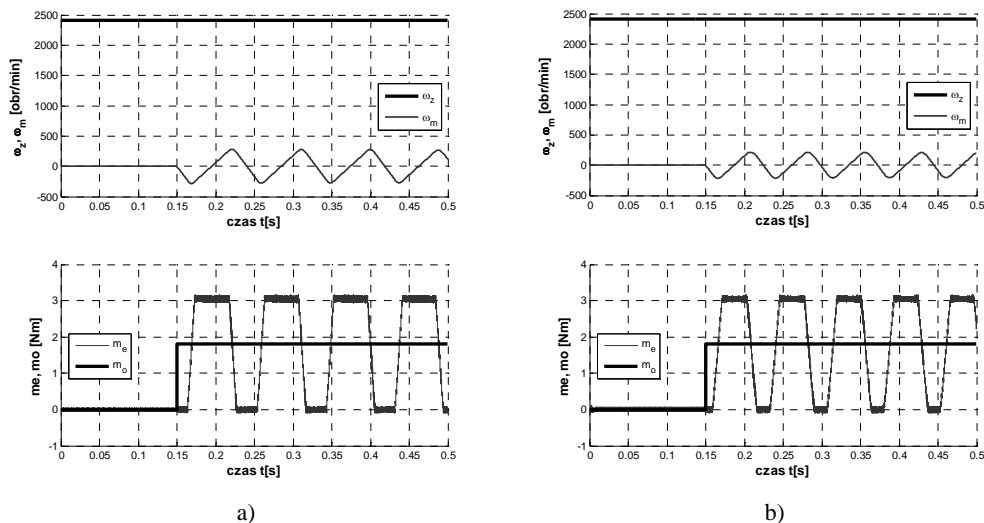
$$\begin{aligned}
 H_\alpha &= \frac{2}{3}(\overline{H}_A - \frac{1}{2}\overline{H}_B - \frac{1}{2}\overline{H}_C) \\
 H_\beta &= \frac{2}{3}(\frac{\sqrt{3}}{2}\overline{H}_B - \frac{\sqrt{3}}{2}\overline{H}_C)
 \end{aligned}
 \tag{4}$$



Rys. 9. Hodografy wektorów sygnałów położenia wirnika, w sprawnym układzie napędowym (a), z uszkodzeniem typu $H_A = 0$ (b) oraz z uszkodzeniem typu $H_A = 1$ (c)

Błędne działanie czujników położenia wirnika może powodować problemy nie tylko podczas działania napędu, lecz także przy próbie rozruchu silnika z uszkodzonym wcześniej czujnikiem. Jeśli wirnik zatrzyma się w takim położeniu, że czujniki będą wskazywać na niedozwoloną kombinację (000 lub 111), to układ sterowania nie będzie w stanie stwierdzić, w jakiej pozycji jest wirnik, a w konsekwencji nie zasili uzwojeń (sytuacja jak w ramce na rysunku 7b). Przykład nieudanej próby rozruchu silnika z wirnikiem zatrzymanym w takiej pozycji pokazano na rysunku 10. Zatrzymanie się wirnika w innej pozycji pozwoliłoby na rozruch takiego napędu. Dlatego też ze względów bezpieczeństwa, szczególnie pojazdy elektryczne (wózki inwalidzkie, samochody) powinny być zabezpieczone na wypadek tego typu awarii. Wykrycie uszkodzenia jednego z czujników (lub kilku, ale tego samego typu) jest stosunkowo łatwe – wystarczy sprawdzać, czy nie występuje zabroniona kombinacja wskazań czujników. Procedura taka powinna być wbudowana w gotowe scalone sterowniki silników PM BLDC – po wykryciu nieprawidłowego działania czujników zgłaszany jest błąd i następuje blokowanie napędu. Dokładna identyfikacja uszkodzonego elementu nie jest już tak trywialna.

Przy uszkodzeniach innych czujników (H_B i H_C) kształt pozostałej części hodografów wektora prądów fazowych oraz wektora sygnałów położenia wirnika na płaszczyźnie nie ulega zmianie, w dalszym ciągu jest to jedna trzecia hodografów sprawnego układu, natomiast zmienia się jego orientacja na płaszczyźnie.



Rys. 10. Porównanie prędkości zadanych i obliczonych oraz momentu elektromagnetycznego i obciążenia uzyskanych podczas nieudanej próby rozruchu z uszkodzonym czujnikiem położenia wirnika: z uszkodzeniem typu $H_A = 0$ z pozycji początkowej $\theta_{e0} = 1/12\pi$ (a), z uszkodzeniem typu $H_A = 1$ z pozycji początkowej $\theta_{e0} = 11/12\pi$ (b)

5. PODSUMOWANIE

Układ napędowy z silnikiem bezszczotkowym prądu stałego w porównaniu do układu klasycznego, z silnikiem prądu stałego, ma sporo zalet. Jednocześnie wzrost skomplikowania układu sterowania wpływa na niezawodność. Do prawidłowej komutacji elektronicznej silnika PM BLDC potrzebna jest prawidłowa informacja o położeniu wirnika, z wystarczającą dokładnością do 60° elektrycznych. W niniejszej pracy pokazano, jaką rolę w takim układzie spełniają czujniki położenia wirnika i jaki jest wpływ ich nieprawidłowego działania na pracę napędu. Rozważano dwa typy uszkodzeń wybranego czujnika H_A . Jako narzędzie do analizy przebiegów wykorzystano hodografy wektora prądów oraz hodografy wektora sygnałów kodujących położenie wirnika. Wykres hodografu zawiera w sobie informację diagnostyczną pozwalającą wykryć i zidentyfikować rodzaj uszkodzenia, co może zostać wykorzystane w systemie diagnostycznym. Niezależnie od niego napędy odporne na uszkodzenia powinny odpowiednio reagować na próbę rozruchu silnika, którego wirnik znajduje się w nieznannej pozycji.

Praca została wykonana z wykorzystaniem Infrastruktury PL-Grid.

ZAŁĄCZNIK 1. PARAMETRY BADANEGO SILNIKA

Prędkość znamionowa mechaniczna	$\omega_{mN} = 2410 \text{ obr/min}$
Liczba par biegunów	$p=4$
Stała wzbudzenia	$K_e = 0,0876 \text{ V/(rad/s)}$,
Stała momentu	$K_t = 0,0876 \text{ Nm/A}$
Napięcie znamionowe	$U_{DC} = 24 \text{ V}$,
Rezystancja fazy uzwojenia	$R_s = 0,043 \text{ } \Omega$
Zastępcza indukcyjność fazowa	$L_s = 0,135 \text{ mH}$
Moment bezwładności wirnika	$J_s = 169,37 \cdot 10^{-6} \text{ kg m}^2$
Moment znamionowy silnika	$m_{eN} = 1,82 \text{ Nm}$
Prąd znamionowy	$I_N = 23,3 \text{ A}$
Współczynnik oporu zależny od prędkości	$B = 5 \cdot 10^{-5} \text{ Nm/(rad/s)}$

LITERATURA

- [1] KRYKOWSKI K., *Silnik PM BLDC w napędzie elektrycznym. Analiza, właściwości, modelowanie*, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 2011.
- [2] SCELBA G., SCARCELLA G. i in., *Fault Tolerant Rotor Position and Velocity Estimation Using Binary Hall-Effect Sensors for Low Cost Vector Control Drives*, Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013, 2123–2130.
- [3] SKÓRA M., *Porównanie strategii sterowania prądem silnika PM BLDC. Badania symulacyjne*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, Nr 67, Seria Studia i Materiały, Nr 33, Ofic. Wyd. PWr., Wrocław 2013.
- [4] TASHAKORI A., EKTESABI M., *A Simple Fault Tolerant Control System for Hall, Effect Sensors Failure of BLDC Motor*, 2013 IEEE 8th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2013, 1011–1016.

IMPACT OF THE ROTOR POSITION SENSOR FAILURE TO THE PM BLDC DRIVE

The PM BLDC motor control system needs the information about the rotor position to ensure the correct commutation. The cheapest and the easiest way to obtain the rotor position seems to be the use of the Hall effect or optical sensors. It should be noted that these additional elements can reduce the reliability of the whole system. Influence of damage of such sensors on speed and electromagnetic torque waveforms is shown in this work. A comparison between healthy and faulty conditions is based on the analysis of the phase currents vector hodograph on the α - β plane. Potential problems with start-up from some rotor positions have been pointed.

*regulator stanu, układy trójmasowe,
układy z połączeniem sprężystym*

Karol WRÓBEL*

STRUKTURA STEROWANIA UKŁADEM TRÓJMASOWYM Z REGULATOREM STANU

W artykule przedstawiono analizę regulatora stanu zastosowanego do układu trójmasowego. Przedstawiono model układu trójmasowego oraz strukturę sterowania z regulatorem stanu dla tego układu. Wyprowadzono zależności analityczne pozwalające uzyskać żądane właściwości dynamiczne. Układ przebadano symulacyjnie.

1. WPROWADZENIE

W związku z wysokimi wymaganiami stawianymi nowoczesnym układom napędowym, obok skracania czasu narostu odpowiedzi układu oraz minimalizacji przeregulowań, dąży się do eliminacji oscylacji zmiennych stanu. Jedną z przyczyn powstawania drgań może być pominięcie przy projektowaniu układu regulacji sprężystości połączeń łańcuchu mechanicznym maszyny. W wielu przypadkach pominięcie charakterystyki części mechanicznej jest niedopuszczalne. Typowymi przykładami są napędy dużych mocy, w tym napędy walcownicze, wyciągowe i napędy maszyn papierniczych. W związku z rozwojem układów regulacji, umożliwiających w zasadzie bezinercyjne sterowanie momentem elektromagnetycznym silnika elektrycznego, wpływ charakterystyki połączeń mechanicznych ujawnił się w innych rodzajach napędów: napędach robotów [2], nowoczesnych serwonapędach [6], napędach dysków twardych [4]. Drgania w układzie napędowym z połączeniem sprężystym mogą pojawić się między innymi pod wpływem: zmienności prędkości i zmienności momentu obciążenia. Powstające oscylacje wpływają negatywnie na trwałość połączenia mechanicznego, a w skrajnych przypadkach mogą doprowadzić do utraty stabilności układu.

* Politechnika Wrocławska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: karol.wrobel@pwr.wroc.pl

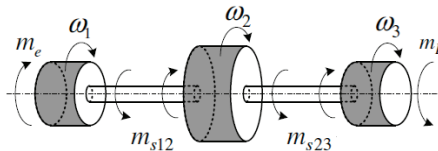
Uwzględnienie skończonej sztywności połączeń mechanicznych podczas projektowania układu regulacji umożliwi efektywne tłumienie oscylacji. Innym podejściem jest ingerencja w część mechaniczną układu napędowego. Stosuje się rozwiązania konstrukcyjne mające na celu zwiększenie sztywności połączeń lub wzrost tłumienia powstających drgań. Metody te powodują zwiększenie złożoności konstrukcyjnej i wzrost gabarytów układu. Bardziej efektywnym sposobem ograniczania drgań jest zatem zastosowanie odpowiedniej struktury sterowania.

W literaturze można znaleźć prace przedstawiające układy sterowania napędów z połączeniem sprężystym wykorzystujące między innymi regulatory PI z dodatkowymi sprzężeniami [8], regulatory rozmyte i neuro-rozmyte [3], a także regulatory predykcyjne [5]. Regulatory PI są dobrze znane w kręgu inżynierów i szeroko stosowane ze względu na łatwość doboru parametrów układu. Metody sztucznej inteligencji, w tym logika rozmyta, są dynamicznie rozwijającą się dziedziną wiedzy, coraz częściej znajdującą zastosowanie w układach sterowania napędów elektrycznych. Regulatory predykcyjne ze względu na dużą złożoność obliczeniową stosowane były początkowo w systemach o małej dynamice, głównie w branży chemicznej i petrochemicznej. W ostatnich latach zauważalnie wzrosło zainteresowanie tą metodą regulacji w obszarze szeroko rozumianej mechatroniki i energoelektroniki [1], [9].

Celem niniejszej pracy jest przedstawienie możliwości zaimplementowania regulatora stanu sterującego prędkością układu trójmasowego. Rozpatrywanie układów dynamicznych w przestrzeni stanu umożliwia umieszczenie wszystkich biegunów układu w żądanych punktach, w stosunkowo prosty sposób. Uzyskuje się dzięki temu zakładany współczynnik tłumienia i pulsację rezonansową układu. Metoda ta wymaga jednak informacji o wszystkich zmiennych stanu [6] które mogą być estymowane za pomocą specjalnego estymatora.

2. MODEL UKŁADU TRÓJMASOWEGO W PRZESTRZENI STANU

W przypadku uwzględnienia momentu bezwładności sprzęgła w modelu matematycznym obiektu otrzymuje się o układ trójmasowy, którego schemat ideowy przedstawiono na rysunku 1. Model matematyczny układu opisują równania (1).



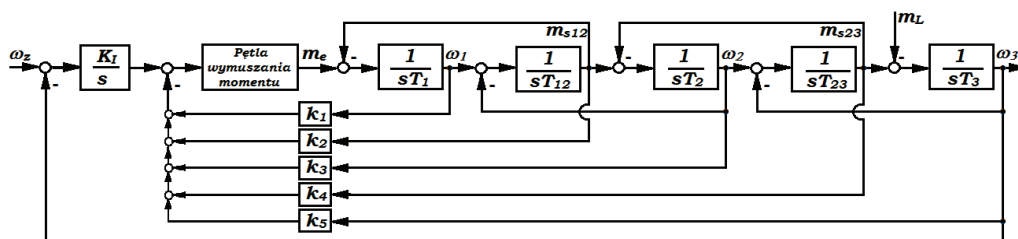
Rys. 1. Schemat ideowy układu trójmasowego

$$\begin{aligned}
 T_1 \frac{d\omega_1(t)}{dt} &= m_e(t) - m_{s12}(t) \\
 T_2 \frac{d\omega_2(t)}{dt} &= m_{s12}(t) - m_{s23}(t) \\
 T_3 \frac{d\omega_3(t)}{dt} &= m_{s23}(t) - m_L(t) \\
 T_{12} \frac{dm_{s12}(t)}{dt} &= \omega_1(t) - \omega_2(t) \\
 T_{23} \frac{dm_{s23}(t)}{dt} &= \omega_2(t) - \omega_3(t)
 \end{aligned} \tag{1}$$

gdzie: $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ – prędkości silnika, przekładni, obciążenia, m_e – moment elektromagnetyczny silnika, m_{s12} – moment skrętny wału pomiędzy silnikiem a przekładnią, m_{s23} – moment skrętny wału pomiędzy przekładnią a obciążeniem, m_L – moment obciążenia, T_1, T_2, T_3 – mechaniczne stałe czasowe odpowiednio: silnika, przekładni, obciążenia, T_{12}, T_{23} – stała czasowa elementu sprężystego (wału) odpowiednio: między silnikiem a przekładnią, między przekładnią a obciążeniem.

3. STRUKTURA STEROWANIA

Struktura sterowania układu trójmasowego z regulatorem stanu została zaprezentowana na rysunku 2. W torze głównym znajduje się człon całkujący zapewniający astatyzm pętli regulacji. W pracy przyjęto, że pętla kształtowania momentu elektromagnetycznego jest zoptymalizowana i posiada transmitancję $G_m(s) = 1$.



Rys. 2. Struktura sterowania układu trójmasowego z regulatorem stanu

Przy doborze parametrów regulatora stanu wykorzystano metodę rozmieszczenia biegunów równania charakterystycznego.

Transmitancja przewodnia prędkości obciążenia układu przedstawionego na rysunku 2 opisana jest następującym wyrażeniem:

$$G_{\omega_{3p}} = \frac{\omega_3}{\omega_z} = \frac{K_I}{s^6 a_6 + s^5 a_5 + s^4 a_4 + s^3 a_3 + s^2 a_2 + s a_1 + K_I} \quad (2)$$

gdzie:

$$a_6 = T_1 T_{12} T_2 T_{23} T_3,$$

$$a_5 = k_1 T_{12} T_2 T_{23} T_3,$$

$$a_4 = T_1 T_{12} T_2 + T_1 T_{12} T_3 + T_1 T_{23} T_3 + T_2 T_{23} T_3 + k_2 T_2 T_{23} T_3,$$

$$a_3 = k_1 T_{12} T_2 + k_1 T_{12} T_3 + k_1 T_{23} T_3 + k_3 T_{23} T_3,$$

$$a_2 = T_1 + T_2 + T_3 + k_2 T_2 + k_2 T_3 + k_4 T_3,$$

$$a_1 = k_1 + k_3 + k_5,$$

k_1, k_2, k_3, k_4, k_5 – współczynniki sprzężeń zwrotnych od poszczególnych zmiennych stanu układu trójmasowego.

Wielomian odniesienia dla układu 6 stopnia określony jest równaniem (3).

$$\begin{aligned} (s^2 + 2\xi_r \omega_r s + \omega_r^2)^3 = & s^6 + s^5(6\xi_r \omega_r) + s^4(3\omega_r^2 + 12\xi_r^2 \omega_r^2) + \\ & s^3(12\xi_r \omega_r^3 + 8\xi_r^3 \omega_r^3) + s^2(3\omega_r^4 + 12\xi_r^2 \omega_r^4) + s(6\xi_r \omega_r^5) + \omega_r^6 \end{aligned} \quad (3)$$

gdzie ω_r – pulsacja rezonansowa, ξ_r – współczynnik tłumienia układu.

Przyrównując czony równania charakterystycznego układu (2) do członów wielomianu odniesienia (3), otrzymano zależności analityczne pozwalające obliczyć parametry struktury regulacji, dla założonych wartości współczynnika tłumienia i pulsacji rezonansowej układu:

$$k_1 = 6\xi_r \omega_r T_1$$

$$k_2 = \frac{1}{T_2 T_{23} T_3} [T_1 T_{12} T_2 T_{23} T_3 (3\omega_r^2 + 12\xi_r^2 \omega_r^2) - T_1 T_{12} T_2 - T_1 T_{12} T_3 - T_1 T_{23} T_3 - T_2 T_{23} T_3]$$

$$k_3 = \frac{1}{T_{23} T_3} [(12\xi_r \omega_r^3 + 8\xi_r^3 \omega_r^3) T_1 T_{12} T_2 T_{23} T_3 - k_1 (T_{12} T_2 + T_{12} T_3 + T_{23} T_3)]$$

(4)

$$k_4 = \frac{1}{T_3} [(3\omega_r^4 + 12\xi_r^2 \omega_r^4) T_1 T_{12} T_2 T_{23} T_3 - T_1 - T_2 - T_3 - k_2 T_2 - k_2 T_3]$$

$$k_5 = 6\xi_r \omega_r^5 T_1 T_{12} T_2 T_{23} T_3 - k_1 - k_3$$

$$K_I = \omega_r^6 T_1 T_{12} T_2 T_{23} T_3$$

Powyższe wyrażenia zapewniają dobór parametrów układu regulacji w sposób zapewniający uzyskanie dowolnych właściwości dynamicznych obiektu pracującego w liniowym zakresie pracy.

4. BADANIA SYMULACYJNE

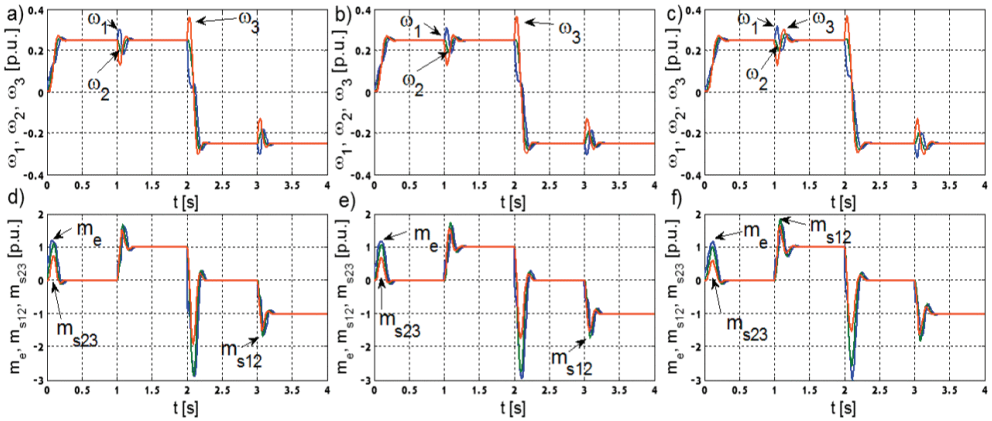
Na rysunku 3 pokazano przykładowe przebiegi zmiennych układu sterowania z regulatorem stanu dla różnej wartości pulsacji rezonansowej $\omega_r = 50 \text{ s}^{-1}$, $\omega_r = 45 \text{ s}^{-1}$, $\omega_r = 40 \text{ s}^{-1}$. Wartość współczynnika tłumienia przyjęto $\zeta_r = 0,7$. Przebieg symulacji przewidywał rozruch układu w chwili $t_1 = 0 \text{ s}$ do prędkości $\omega_z = 0,25$ [p.u.]. Po ustaleniu się prędkości, w chwili $t_2 = 1 \text{ s}$ załączany był moment obciążenia o wartości znamionowej. Następnie w chwili $t_3 = 2 \text{ s}$ moment obciążenia zostaje wyłączony i jednocześnie następuje nawrót do prędkości $\omega_z = -0,25$ [p.u.]. W chwili $t_4 = 3 \text{ s}$ zostaje załączony moment obciążenia o wartości $m_L = -1$ [p.u.]. Wartości stałych czasowych układu przyjęto $T_1 = T_2 = T_3 = 0,203 \text{ s}$, $T_{12} = T_{23} = 0,0026 \text{ s}$.

Właściwy dobór biegunów równania charakterystycznego determinuje właściwości dynamiczne układu. Ponieważ układ sterowania z regulatorem stanu jest układem 6 rzędu w strukturze sterowania występuje sześć niezależnych parametrów. Umożliwia to niezależne rozmieszczenie wszystkich biegunów, tak by uzyskać założone właściwości dynamiczne. Aby całkowicie skompensować wpływ momentu obciążenia należy wprowadzić dodatkowe sprzężenia zwrotne od momentu obciążenia i jego pochodnych (zależnie od rzędu licznika transmitancji zakłóceń [6]).

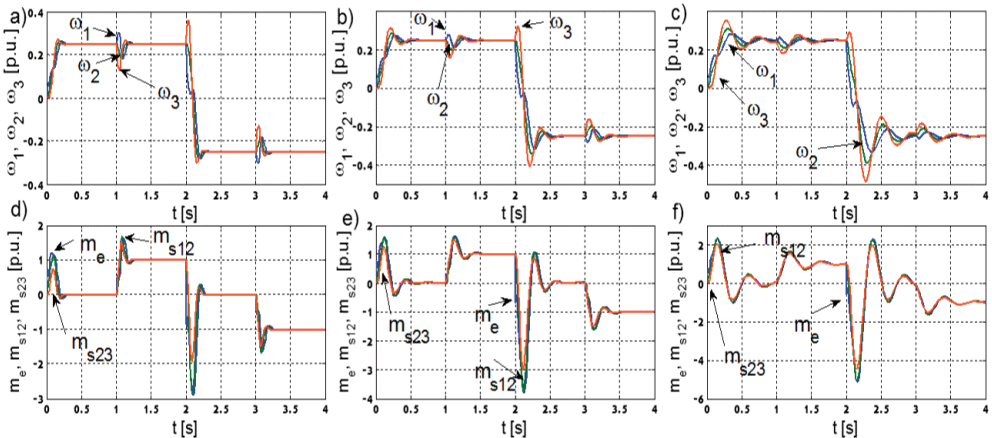
Na rysunku 3 przedstawiono przebiegi prędkości i momentów uzyskane w układzie trójmasowym z regulatorem stanu dla różnych wartości pulsacji rezonansowej. Z analizy zaprezentowanych przebiegów wynika, że zwiększenie wartości pulsacji rezonansowej powoduje zwiększenie dynamiki układu. Powoduje to wymuszenie większych momentów działających w układzie. Należy zauważyć, że zwiększeniu momentu elektromagnetycznego towarzyszy zwiększenie momentów skrętnych w poszczególnych wałach mechanicznych. Jednak w żadnym przypadku moment skrętny nie przekracza wartości momentu elektromagnetycznego. Przy mniejszej wartości częstotliwości rezonansowej zauważono również relatywnie gorszą reakcję na przyłożenie momentu obciążenia. Oscylacje pojawiające się w tej sytuacji mają większą amplitudę.

Na rysunkach 4 i 5 przedstawiono sytuację zmiany wartości stałej czasowej maszyny roboczej dla różnych wartości częstotliwości rezonansowej, w układzie regulacji zaprojektowanym dla wartości $T_3 = 0,203 \text{ s}$. Wartość stałej czasowej obciążenia w kolejnych próbach wynosiła T_3 (a, d), $2T_3$ (b, e) oraz $4T_3$ (c, f). Częstotliwość rezonansowa przyjmowała kolejno wartości $\omega_r = 50 \text{ s}^{-1}$ (rys. 4) oraz $\omega_r = 40 \text{ s}^{-1}$ (rys. 5). Jak pokazano na rysunkach, przy wzroście stałej czasowej obciążenia w przebiegach prędkości pojawiają się coraz większe oscylacje. Dodatkowo sprawdzono jak na zmianę

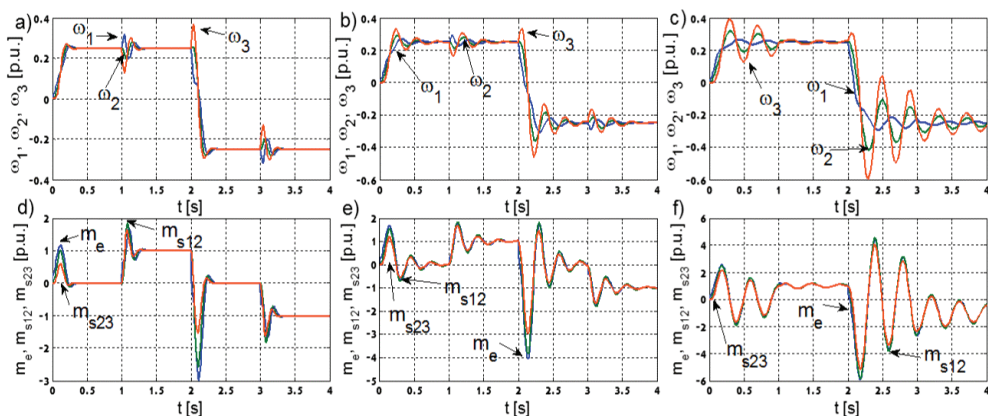
wartości stałej czasowej obciążenia reaguje układ zaprojektowany dla $\omega_r = 30 \text{ s}^{-1}$. Okazało się, że już przy podwójnej wartości stałej czasowej układ staje się niestabilny. Oznacza to, że im mniejsza częstotliwość rezonansowa, tym układ jest bardziej wrażliwy na zmianę stałej czasowej obciążenia.



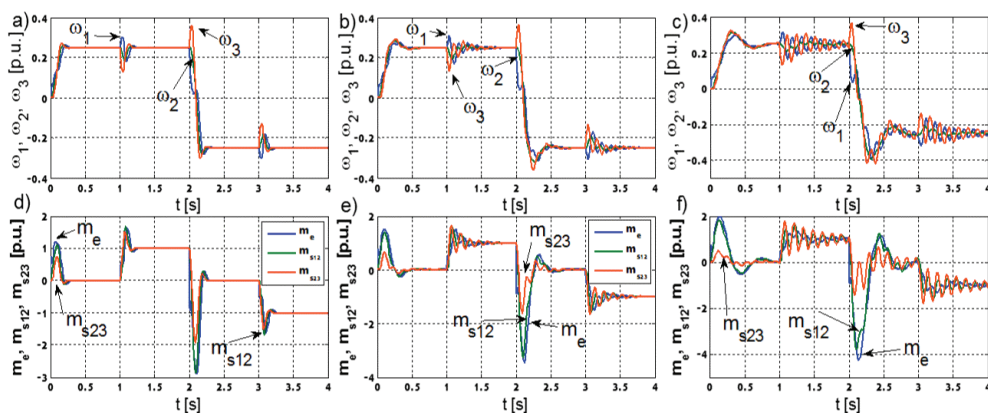
Rys. 3. Przebiegi prędkości silnika, sprzęgła i obciążenia (a, b, c) oraz momentów elektromagnetycznego i skrotnych (d, e, f) układu sterowania z regulatorem stanu dla $\zeta_r = 0,7$ i różnych wartości pulsacji rezonansowej $\omega_r = 50 \text{ s}^{-1}$ (a, d), $\omega_r = 45 \text{ s}^{-1}$ (b, e), $\omega_r = 40 \text{ s}^{-1}$ (c, f)



Rys. 4. Przebiegi prędkości silnika, sprzęgła i obciążenia (a, b, c) oraz momentów elektromagnetycznego i skrotnych (d, e, f) układu sterowania z regulatorem stanu dla $\zeta_r = 0,7$, $\omega_r = 50 \text{ s}^{-1}$ i różnych wartości stałej czasowej maszyny roboczej T_3 (a, d), $2T_3$ (b, e), $4T_3$ (c, f)



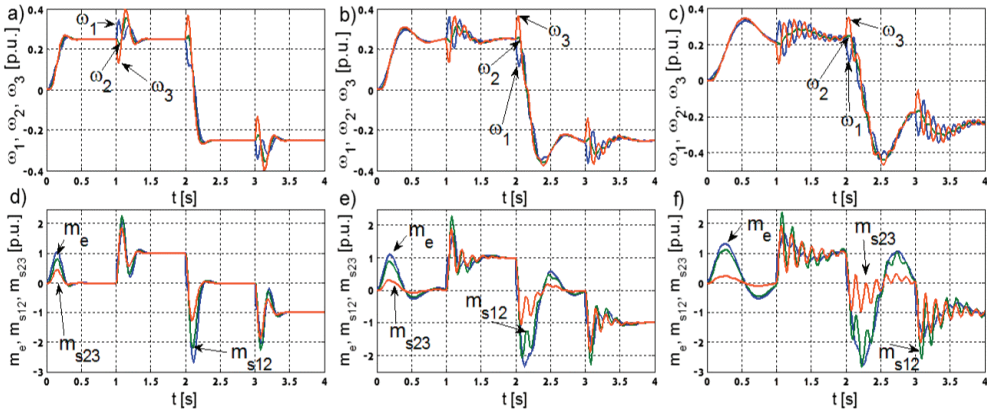
Rys. 5. Przebiegi prędkości silnika, sprzęgła i obciążenia (a, b, c) oraz momentów elektromagnetycznego i skrętnych (d, e, f) układu sterowania z regulatorem stanu dla $\zeta_r = 0,7$, $\omega_r = 40 \text{ s}^{-1}$ i różnych wartości stałej czasowej maszyny roboczej T_3 (a, d), $2T_3$ (b, e), $4T_3$ (c, f)



Rys. 6. Przebiegi prędkości silnika, sprzęgła i obciążenia (a, b, c) oraz momentów elektromagnetycznego i skrętnych (d, e, f) układu sterowania z regulatorem stanu dla $\zeta_r = 0,7$, $\omega_r = 50 \text{ s}^{-1}$ i różnych wartości stałej czasowej maszyny roboczej T_2 (a, d), $2T_2$ (b, e), $4T_2$ (c, f)

Na rysunkach 6 i 7 pokazano, jak układ reaguje na zmianę wartości stałej czasowej sprzęgła. Wartość stałej czasowej sprzęgła w kolejnych próbach przyjmowała wartości $T_2 = 0,203 \text{ s}$ (rys. a, d), $2T_2$ (rys. b, e), $4T_2$ (rys. c, f). Układ przebadano dla różnych częstotliwości rezonansowych $\omega_r = 50 \text{ s}^{-1}$ (rys. 6), $\omega_r = 30 \text{ s}^{-1}$ (rys. 7). Przy wzroście wartości T_2 , w przebiegach prędkości pojawiają się większe przeregulowania. Zaobserwować można również, że w przebiegach prędkości pojawiają się oscylacje o ni-

skiej i wysokiej częstotliwości. Oba typy oscylacji mają charakter gasnący. Można również zauważyć, że przy zmniejszaniu ω_r , układ staje się mniej odporny na zmianę parametrów układu.



Rys. 7: Przebiegi prędkości silnika, sprzęgła i obciążenia (a, c, e) oraz momentów elektromagnetycznego i skrętnych (b, d, f) układu sterowania z regulatorem stanu dla $\zeta_r = 0,7$, $\omega_r = 30 \text{ s}^{-1}$ i różnych wartości stałej czasowej maszyny roboczej T_2 (a, b), $2T_2$ (c, d), $4T_2$ (e, f)

5. PODSUMOWANIE

W pracy przedstawiono możliwość zastosowania regulatora stanu do układu trójmasowego. Wyprowadzono zależności analityczne pozwalające uzyskać żądane właściwości dynamiczne. Przedstawiono wyniki badań symulacyjnych potwierdzające poprawność przeprowadzonej analizy. Pokazano możliwość wpływania na właściwości dynamiczne układu poprzez zmianę zadanej wartości pulsacji rezonansowej ω_r oraz współczynnika tłumienia ζ_r . Na podstawie przeprowadzonych badań można wyciągnąć następujące wnioski końcowe:

- Układ z regulatorem stanu umożliwia uzyskanie optymalnych (w sensie odwzorowania postaci wielomianu zadanego) przebiegów prędkości maszyny roboczej w liniowym zakresie pracy.
- Zmiana stałej czasowej maszyny roboczej powoduje powstanie oscylacji w przebiegach zmiennych stanu obiektu. Wielkość tych oscylacji jest adekwatna do wielkości odstępstw od parametrów projektowych.
- Założenie większej wartości pulsacji rezonansowej zamkniętego układu regulacji zapewnia wystąpienie mniejszych odstępstw pomiędzy założoną a uzyskaną prędkością układu w przypadku zmian parametrów obiektu.

– Zmiana wartości stałej czasowej przekładni T_2 powoduje powstanie dużych oscylacji zmiennych stanu obiektu w przypadku skokowej zmiany momentu obciążenia.

LITERATURA

- [1] CORTÉS P., KAZIMIERKOWSKI M.P., KENNEL R.M., QUEVEDO D.E., RODRIGUEZ J., *Predictive control in power electronics and drives*, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 55, No. 12, 2008, 4312–4324.
- [2] HSU Y.C., CHEN G., LI H.X., *A fuzzy adaptive variable structure controller with applications to robot manipulators*, IEEE Trans. Systems, Man and Cyber. – Part B, Vol. 31, No. 3, 2001, 331–340.
- [3] KNYCHAS S., *Adaptacyjne sterowanie układu dwumasowego z połączeniem sprężystym z wykorzystaniem regulatorów neuronowo-rozmytych*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 65, Wrocław 2011, 281–293.
- [4] LOW K.S., WONG T.S., *A multiobjective genetic algorithm for optimizing the performance of hard disc driver*, IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 43, No. 3, 2007, 1716–1725.
- [5] SERKIES P., NALEPA R., SZABAT K., CYCHOWSKI M., *Współpraca regulatora predykcyjnego z napędem PMSM i połączeniem sprężystym*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 64, Wrocław 2010, 211–221.
- [6] SZABAT K., *Struktury sterowania elektrycznych układów napędowych z połączeniem sprężystym*. Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 61, Wrocław 2008.
- [7] SZABAT K., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Analysis of the multi-mass drive system dynamics using reduced-order mathematical model*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 63, Wrocław 2009, 226–237.
- [8] SZABAT K., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., KOWALSKI CZ. T., *Wybrane zagadnienia sterowania układu napędowego z połączeniem sprężystym*, Problemy eksploatacji maszyn i napędów elektrycznych. PEMINE, Ustroń, 18–20 maja 2005, BOBRME „Komet”, Katowice 2005, 155–160.
- [9] WANG L., *Model Predictive Control System Design and Implementation Using MATLAB*, Springer, 2009.

CONTROL OF THE THREE-MASS SYSTEM USING STATE CONTROLLER

The article presents an analysis of state controller applied to the elastic three-mass drive system. Is shown a model of the three-mass system and control structure of the state controller for this system. Depending on the analytical derived in order to obtain the desired dynamic properties. The system was tested by simulation.

*sterowanie predykcyjne, układy wielomasowe,
układy trójmasowe, układy z połączeniem sprężystym*

Karol WRÓBEL*, Piotr SERKIES*

ZASTOSOWANIE STEROWANIA PREDYKCYJNEGO W UKŁADZIE TRÓJMASOWYM

W pracy zaprezentowano zagadnienia sterowania układami napędowymi z rozbudowaną częścią mechaniczną. Omówiono zagadnienie sterowania predykcyjnego z ograniczeniami i modelem w przestrzeni stanu. Przedstawiono projekt regulatora predykcyjnego dla układu trójmasowego. Zaprezentowano wyniki badań symulacyjnych zaprojektowanego układu. Przeanalizowano wpływ macierzy wagowych Q i R na właściwości badanego układu. Pracę zakończono krótkim podsumowaniem.

1. WSTĘP

Rozwój i wykorzystanie nowoczesnych układów energoelektronicznych, technik mikroprocesorowych oraz metod automatyki doprowadziło w ostatnich dziesięcioleciach do coraz powszechniejszego stosowania zaawansowanych struktur sterowania w różnych dziedzinach przemysłu w tym w napędzie elektrycznym. Zapewnia to osiągnięcie lepszych właściwości dynamicznych i statycznych oraz podniesienie niezawodności nowoczesnych układów napędowych.

Nieliniowości występujące w układach napędowych można podzielić, ze względu na miejsce ich występowania, na kilka następujących grup [6]:

- nieliniowości związane z układem mechanicznym napędu (nieliniowe tarcie występujące zarówno w silniku jak i w maszynie roboczej, nieliniowość elementu sprężystego, luz, niewyważenie mas bezwładności silnika i obciążenia);
- nieliniowości występujące w obwodzie wytwarzania momentu elektromagnetycznego (zmiany parametrów elektromagnetycznych silnika – zmienna rezystancja, indukcyjności, ograniczenie maksymalnej wartości napięcia podawanej na silnik, ograniczenie szybkości narostu wartości maksymalnej prądu przekształtnika);

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: karol.wrobel@pwr.wroc.pl, piotr.ser kies@pwr.wroc.pl

- nieliniowości wynikające ze struktury sterowania i założeń regulacji napędu (ograniczenia maksymalnej wartości momentu elektromagnetycznego silnika, jak również odpowiednie wprowadzanie sygnałów dodatkowych sprzężeń zwrotnych).

W zależności od typu układu napędowego i specyfiki jego pracy w procesie projektowania należy uwzględnić wyżej wymienione czynniki. Ich pominięcie może prowadzić do znacznego pogorszenia jakości pracy napędu, a nawet do utraty stabilności.

W literaturze istnieje wiele prac poświęconych problemowi sterowania układów wielomasowych. Koncentrują się one przede wszystkim na układach w których występują dwie dominujące skupione masy tzw. układy dwumasowe [1], [5], [6]. W systemach wielomasowych obciążenie (maszyna robocza) połączone jest z silnikiem napędowym za pośrednictwem jednego lub kilku wałów o skończonej sztywności.

Drgania skrętne połączeń mechanicznych są jedną z najbardziej istotnych kwestii, które ograniczają dynamikę pętli regulacji prędkości napędów przemysłowych. W niektórych zastosowaniach przemysłowych mechaniczna część układu charakteryzuje się niską częstotliwością rezonansową wynikającą z zastosowania długiego połączenia mechanicznego pomiędzy silnikiem a maszyną obciążającą. Oscylacje prędkości i momentu mogą negatywnie wpływać na przebieg i wydajność procesu technologicznego, a w skrajnych przypadkach prowadzić do niestabilności całego układu. Występujące naprężenia mogą doprowadzić do uszkodzeń elementów mechanicznych układu. W nowoczesnych układach ograniczenia dynamiki nie są w większości przypadków akceptowalne. Zazwyczaj wymagana jest duża dynamika i duża precyzja regulacji.

W niniejszej pracy zaprezentowano zastosowanie regulatora predykcyjnego pracującego w strukturze sterowania układu trójmasowego. Opisany regulator uwzględnia w swoim algorytmie ograniczenia sygnałów sterujących oraz wewnętrznych zmiennych stanu obiektu.

2. MODEL UKŁADU Z POŁĄCZENIEM SPRĘŻYSTYM

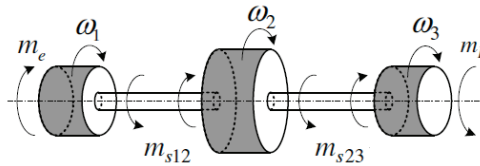
W niniejszej pracy przyjęto następujący model matematyczny badanego obiektu, tzw. układ trójmasowy z bezinercyjnym połączeniem sprężystym [4]:

$$\begin{aligned}
 T_1 \frac{d\omega_1(t)}{dt} &= m_e(t) - m_{s12}(t) \\
 T_2 \frac{d\omega_2(t)}{dt} &= m_{s12}(t) - m_{s23}(t) \\
 T_3 \frac{d\omega_3(t)}{dt} &= m_{s23}(t) - m_L(t)
 \end{aligned} \tag{1}$$

$$\begin{aligned}
 T_{12} \frac{dm_{s12}(t)}{dt} &= \omega_1(t) - \omega_2(t) \\
 T_{23} \frac{dm_{s23}(t)}{dt} &= \omega_2(t) - \omega_3(t)
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

gdzie:

- ω_1 – prędkość silnika,
- ω_2 – prędkość przekładni,
- ω_3 – prędkość obciążenia,
- m_e – moment elektromagnetyczny silnika,
- m_{s12} – moment skrętny wału pomiędzy silnikiem a przekładnią,
- m_{s23} – moment skrętny wału pomiędzy przekładnią a obciążeniem,
- m_L – moment obciążenia,
- T_1, T_2, T_3 – mechaniczne stałe czasowe odpowiednio: silnika, przekładni, obciążenia,
- T_{12}, T_{23} – stała czasowa elementu sprężystego (wału) odpowiednio: między silnikiem a przekładnią, między przekładnią a obciążeniem.



Rys. 1. Schemat ideowy układu trójmasowego

Schemat ideowy układu trójmasowego przedstawiono na rys. 1. W badaniach eksperymentalnych przyjęto następujące wartości stałych czasowych: $T_1 = T_3 = 51$ ms, $T_2 = 102$ ms, $T_{12} = T_{23} = 1,2$ ms.

3. REGULATOR PREDYKCYJNY

Model obiektu w dyskretnej przestrzeni stanu przyjmuje zazwyczaj postać:

$$x(k+1) = \mathbf{A}x(k) + \mathbf{B}u(k), \tag{3a}$$

$$y(k) = \mathbf{C}x(k) \tag{3b}$$

gdzie $x(k) \in \mathbb{R}^n$, $u(k) \in \mathbb{R}^m$, $y(k) \in \mathbb{R}^p$ to odpowiednio wektory: stanu, zmiennych wejściowych i wyjściowych, $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{n \times m}$, $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{p \times n}$ to niezmiennie w czasie macierze systemowe.

Zmienne wejściowe i wyjściowe podlegają następującym ograniczeniom:

$$u_{\min} \leq u(k) \leq u_{\max}, \quad (4a)$$

$$y_{\min} \leq y(k) \leq y_{\max} \quad (4b)$$

dla każdego $k \geq 0$. Zakłada się, że $u_{\min}, u_{\max} \in \mathbb{R}^m$, $y_{\min}, y_{\max} \in \mathbb{R}^p$.

Niech y_k i u_k reprezentują wartość wektorów wyjściowych i wejściowych w chwili k , dany jest stan x_0 i model (2). W każdym kroku k algorytm *MPC* (Model Predictive Control) dąży do minimalizacji przyjętych wyjść, z uwzględnieniem ograniczeń wejściowych i wyjściowych systemu rozwiązując problem optymalizacji [3]:

$$\begin{aligned} J_N^* &= \min_{U \triangleq [u_0^T, \dots, u_{N_c-1}^T]^T} \left[\sum_{k=0}^{N_p} y_k^T Q y_k + \sum_{k=0}^{N_c-1} u_k^T R u_k \right], \\ u_{\min} &\leq u(k) \leq u_{\max}, k = 0, \dots, N_c - 1, \\ y_{\min} &\leq y(k) \leq y_{\max}, k = 1, \dots, N_p, \\ x_{k+1} &= A x_k + B u_k, k \geq 0, \\ y_k &= C x_k, k \geq 0, \\ x_0 &= x(0) \end{aligned} \quad (5)$$

gdzie:

$Q > 0$ i $R > 0$ – macierze wagowe regulatora,

N_p, N_c – horyzont odpowiednio: predykcji i sterowania,

$U \in \mathbb{R}^s$ – sekwencja sterowań ($s = mN_c$).

Zakłada się, że $N_c \leq N_p$, a $u_k = u_{N_c-1}$ dla każdego $k \geq N_c$.

W układzie sterowania wykorzystywany jest tylko pierwszy element optymalnej sekwencji sterowań u_k^* . Reszta elementów jest odrzucana. W następnym kroku cała procedura jest powtarzana. Do uzyskania jawnego rozwiązania problemu *MPC* użyto Multi-Parametric Toolbox [2].

Głównym zadaniem regulatora predykcyjnego jest zapewnienie, by prędkość obciążenia możliwie szybko osiągnęła wartość zadaną, zapewniając jednocześnie tłumienie drgań skrętnych i utrzymanie założonych ograniczeń. W tym celu zdefiniowano następujące uchyby regulacji:

$$\begin{aligned} e_1 &= \omega_1 - \omega_z, \\ e_2 &= m_{s12} - m_{s23}, \\ e_3 &= \omega_2 - \omega_3, \\ e_4 &= m_{s23} - m_L. \end{aligned} \quad (6)$$

Nawiązując do modelu układu trójmasowego (1) minimalizując e_3 wpływamy na szybkość zmian momentu skrętnego pomiędzy drugim a trzecim stopniem m_{s23} , podobnie e_2 wpływa na szybkość zmian ω_2 , natomiast e_4 wpływa na szybkość zmian ω_3 .

Relacje te mają zapewnić zadowalający poziom tłumienia drgań skrętnych. Błąd e_1 ma zapewnić odpowiednie śledzenie trajektorii zadanej.

By możliwe było obliczenie regulatora predykcyjnego realizującego powyższe założenia pierwotny wektor stanu (wynikający z (1)) musi zostać rozszerzony o moment obciążenia:

$$x = [x_c \ m_L \ \omega_z]^T = [\omega_1 \ \omega_2 \ \omega_3 \ m_{s12} \ m_{s23} \ m_L \ \omega_z]^T \quad (7)$$

Wówczas rozszerzony model obiektu przyjmuje postać:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_c \\ m_L \\ \omega_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_c & B_d & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A_\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_c \\ m_L \\ \omega_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_c \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} m_e \quad (8)$$

gdzie:

$$A_c = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_2} & -\frac{1}{T_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_3} \\ \frac{1}{T_{12}} & -\frac{1}{T_{12}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_{23}} & -\frac{1}{T_{23}} & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad B_c = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad B_d = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{T_3} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

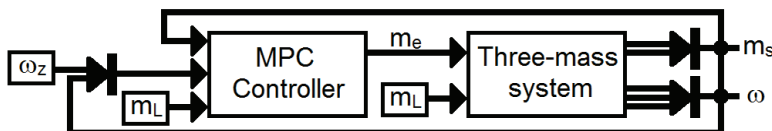
Występująca w (7) macierz A_ω opisuje dynamikę trajektorii prędkości zadanej. W tej pracy założono, że prędkość zadana jest stała lub skokowo zmienna. Dlatego przyjęto $A_\omega = 0$, czyli $d\omega_z/dt = 0$

Ostatecznie:

$$\begin{aligned} u &= m_e, y = [e_1 \ e_2 \ e_3 \ e_4]^T, \\ -m_e^{\max} &\leq m_e \leq m_e^{\max}, \\ -m_{s12}^{\max} &\leq m_{s12} \leq m_{s12}^{\max}, \\ -m_{s23}^{\max} &\leq m_{s23} \leq m_{s23}^{\max} \end{aligned} \quad (10)$$

gdzie m_{em} , m_{s12m} i m_{s23m} oznaczają maksymalne dopuszczalne wartości momentów elektromagnetycznego i skrętnych.

Dynamikę obiektu można kształtować poprzez zmianę wartości elementów macierzy wagowych regulatora: Q i R .



Rys. 2. Schemat układu sterowania

4. BADANIA SYMULACYJNE

Podczas przeprowadzonych badań wykorzystano metodę *off-line*, w której problem optymalizacji rozwiązywany jest parametrycznie dla wszystkich możliwych kombinacji wektora $x(k)$. Wykonane obliczenia tworzą wielościenne partycje w przestrzeni stanów, w których połączenie aktywnych ograniczeń w układzie minimalizującym jest optymalne. Realizacja prawa sterowania odbywa się poprzez szukanie aktywnego regionu, zawierającego aktualny stan $x(k)$, i zastosowanie związanego z tym regionem prawa sterowania. Z uwagi na brak zależności analitycznych, wagi regulatora dobrano empirycznie. W pracy założono, że wszystkie elementy wektora są dostępne. W układzie rzeczywistym mogą być mierzone lub estymowane [7]. W badaniach przyjęto następujące wartości charakteryzujące układ sterowania:

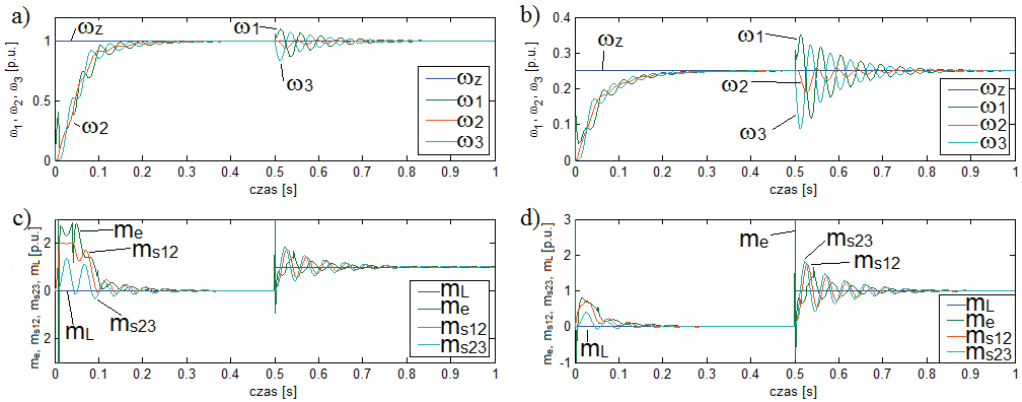
- okres próbkowania: $T = 0,5$ ms,
- horyzonty predykcji i sterowania $N_p = 5$, $N_c = 2$,
- $m_{s12m} = m_{s23m} = 2$,
- $m_{em} = 3$.

W chwili $t = 0$ s następował skok prędkości do wartości $\omega_z = 1$. W chwili $t = 0,5$ s załączano moment obciążenia $m_L = 1$ [p.u.].

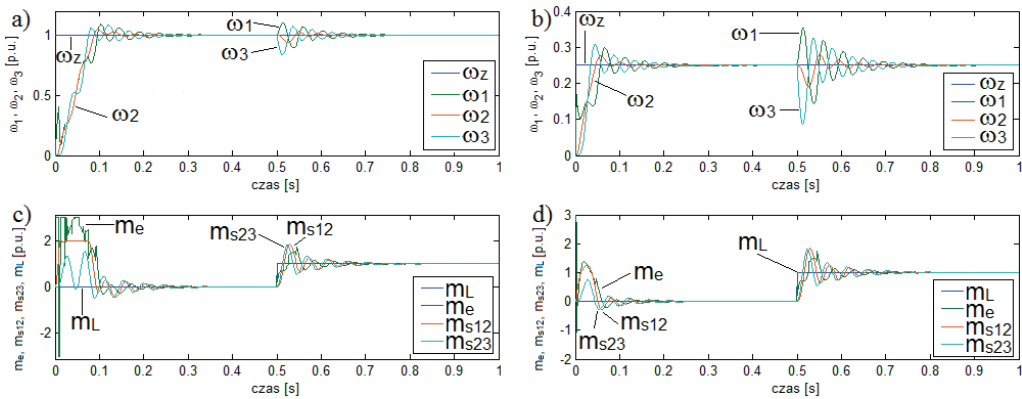
Na rysunku 3 przedstawiono przebiegi prędkości oraz momentów dla układu z regulatorem predykcyjnym, w przypadku gdy element macierzy \mathbf{Q} , odpowiadający wzmocnieniu znaczenia błędu e_3 w procesie optymalizacji ma największą wartość. Dobrane eksperymentalnie wartości macierzy \mathbf{Q} wynoszą $\mathbf{Q} = \text{diag}(26 \ 10 \ 2001 \ 600)$, $\mathbf{R} = [0,0002]$. Regulator zaprojektowany w ten sposób wykazuje dobre właściwości dynamiczne, utrzymując jednocześnie założone poziomy ograniczeń.

Kolejno sprawdzono wpływ zmian wartości elementów macierzy wagowych \mathbf{Q} i \mathbf{R} na właściwości dynamiczne.

W przypadku, gdy element odpowiadający wzmocnieniu znaczenia błędu e_1 ma największą wartość, układ szybciej osiąga wartość zadaną prędkości (co wynika z postaci błędu). W przebiegach prędkości pojawiają się jednak przeregulowania. Układ bardzo dobrze tłumí drgania. Przebiegi pokazano na rys. 4. Wzmocnienie błędu e_2 powoduje osłabienie dynamiki układu, a po podaniu momentu obciążenia regulator nie jest w stanie utrzymać założonych ograniczeń i układ destabilizuje się.



Rys. 3. Przebiegi prędkości $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ (a i b) i momentów $m_L, m_e, m_{s12}, m_{s23}$ (c i d) w układzie z regulatorem predykcyjnym ($\mathbf{Q} = \text{diag}(26 \ 10 \ 2001 \ 600)$, $\mathbf{R} = [0,0002]$) dla $\omega_z = 1$ (a, c) i $\omega_z = 0,25$ (b, d)



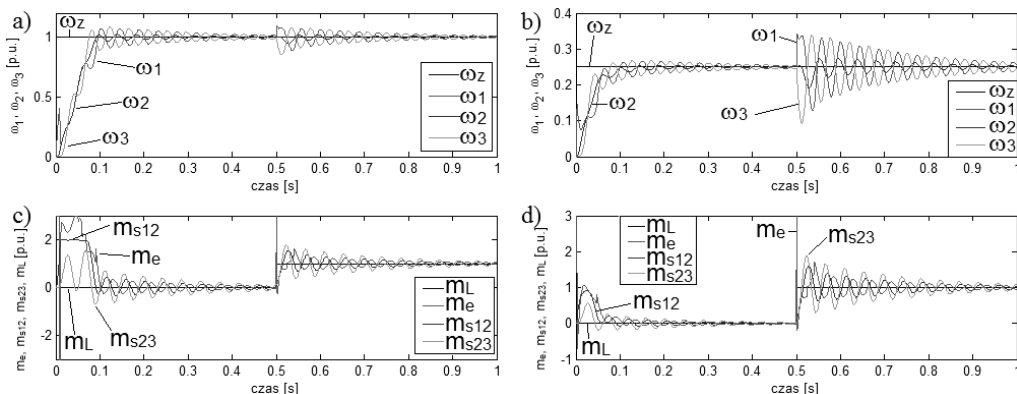
Rys. 4. Przebiegi prędkości $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ (a i b) i momentów $m_L, m_e, m_{s12}, m_{s23}$ (c i d) w układzie z regulatorem predykcyjnym ($\mathbf{Q} = \text{diag}(78 \ 12,99 \ 71,9 \ 68)$, $\mathbf{R} = [0,0002]$) dla $\omega_z = 1$ (a, c) i $\omega_z = 0,25$ (b, d)

Na rysunku 5 przedstawiono przypadek, gdy element macierzy \mathbf{Q} odpowiadający wzmacnieniu błędu e_4 ma największą wartość. Macierze regulatora mają postać $\mathbf{Q} = \text{diag}(25,1 \ 6,05 \ 3,75 \ 640)$, $\mathbf{R} = [0,0002]$. Układ z regulatorem tej postaci cechuje się w miarę dobrą dynamiką, jednak problemem jest słabe tłumienie oscylacji.

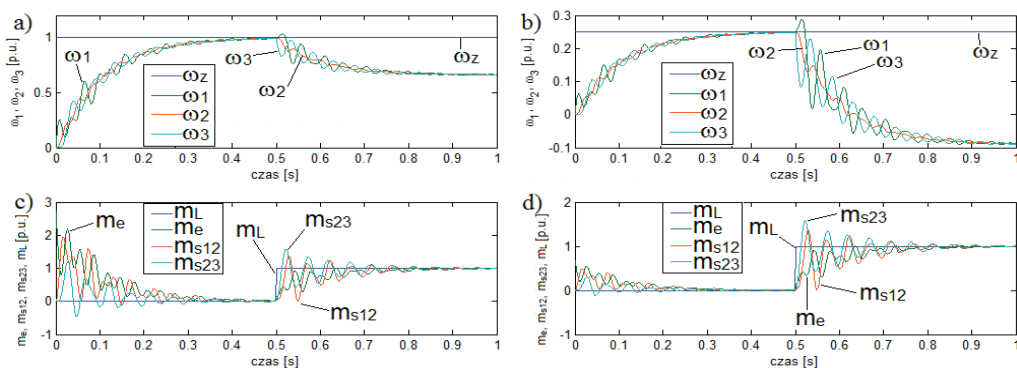
Porównanie właściwości systemu, uzyskanych w czasie badań symulacyjnych dla różnych wartości macierzy wagowych zostało przedstawione w tabeli 1.

Następnie zbadano wpływ zmiany wartości macierzy \mathbf{R} na dynamikę układu sterowania. Założono $\mathbf{Q} = \text{diag}(44 \ 16 \ 3750 \ 1350)$, natomiast macierz \mathbf{R} przyjmowała kolejno wartości: $\mathbf{R} = 0,6$, $\mathbf{R} = 0,0006$ i $\mathbf{R} = 0,000006$. Przebiegi dla $\mathbf{R} = 0,6$

i $R = 0,0006$ zaprezentowano odpowiednio na rys. 6, 7. Dla wartości $R = 0,000006$ przebiegi są bardzo zbliżone jak dla $R = 0,0006$.



Rys. 5. Przebiegi prędkości $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ (a i b) i momentów $m_L, m_e, m_{s12}, m_{s23}$ (c i d) w układzie z regulatorem predykcyjnym ($Q = \text{diag}(25,1 \ 6,05 \ 3,75 \ 640)$, $R = [0,0002]$) dla $\omega_z=1$ (a, c) i $\omega_z=0,25$ (b, d)

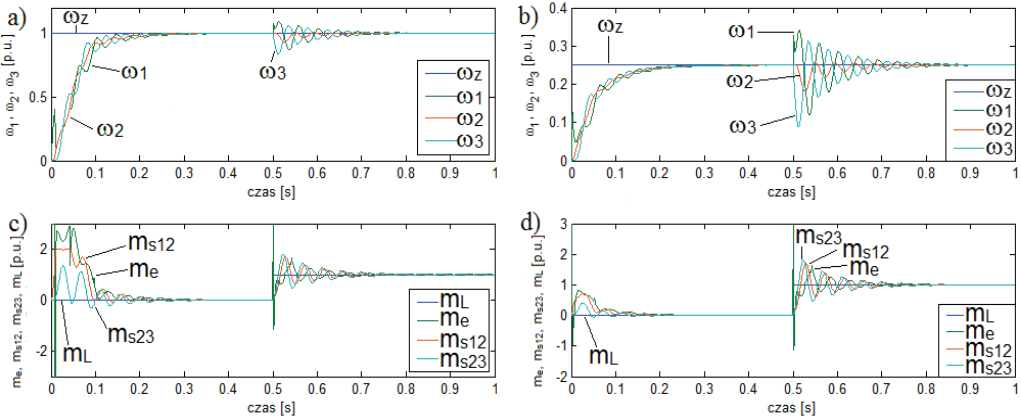


Rys. 6. Przebiegi prędkości $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ (a i b) i momentów $m_L, m_e, m_{s12}, m_{s23}$ (c i d) w układzie z regulatorem predykcyjnym ($Q = \text{diag}(44 \ 16 \ 3750 \ 1350)$, $R = [0,6]$) dla $\omega_z=1$ (a, c) i $\omega_z=0,25$ (b, d)

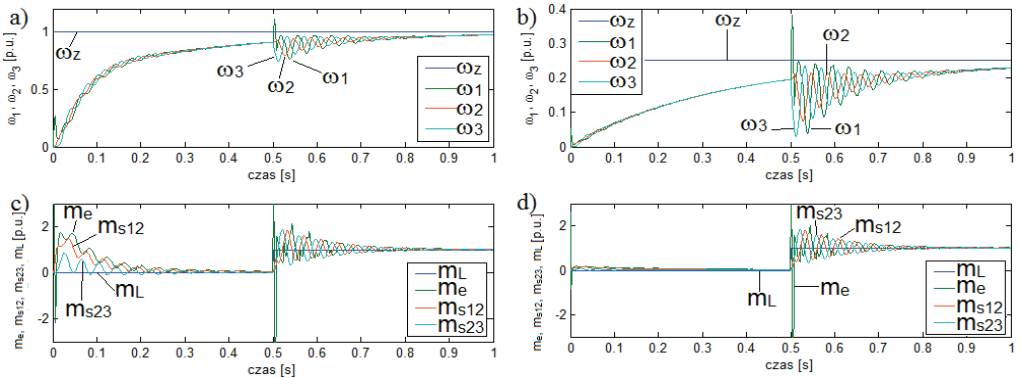
Tabela 1. Porównanie właściwości systemu w zależności od wartości macierzy Q

dominacja elementu macierzy Q	dynamika	tłumienie drgań	przeregulowanie	ograniczenia
q_{11}	bardzo dobra	bardzo dobre	tak	tak
q_{22}	zła	złe	tak	nie
q_{33}	dobra	bardzo dobre	nie	tak
q_{44}	dobra	dobre	tak – małe	tak

Z porównania zaprezentowanych przebiegów wynika, że zbyt duża wartość R powoduje osłabienie dynamiki układu, a po przyłożeniu momentu pojawia się uchyb ustalony. Wynika to z postaci funkcji kryterialnej (J_N). Gdy wartości macierzy R są zbyt duże, koszt wynikający ze zmiany sterowania może być większy niż koszt wynikający z pojawienia się uchybu ustalonego.



Rys. 7. Przebiegi prędkości $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ (a i b) i momentów $m_L, m_e, m_{s12}, m_{s23}$ (c i d) w układzie z regulatorem predykcyjnym ($Q = \text{diag}(44 \ 16 \ 3750 \ 1350)$, $R = [0,0006]$) dla $\omega_z = 1$ (a, c) i $\omega_z = 0,25$ (b, d)



Rys. 8. Przebiegi prędkości $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ (a i b) i momentów $m_L, m_e, m_{s12}, m_{s23}$ (c i d) w układzie z regulatorem predykcyjnym ($Q = \text{diag}(44 \ 16 \ 3750 \ 1350)$, $R = [0,0006]$) dla $\omega_z = 1$ (a, c) i $\omega_z = 0,25$ (b, d), okres próbkowania $T_s = 0,1$ ms

Kolejnym krokiem badań symulacyjnych było sprawdzenie wpływu czasu próbkowania na działanie układu regulacji. Jak już wcześniej wspomniano z przyczyn obliczeniowych czas próbkowania nie powinien być zbyt krótki – tak by układ mógł

pobrać próbki, obliczyć stan układu, zmapować tabelę i obliczyć odpowiednie sterowanie. Intuicja podpowiada również, że okres próbkowania nie może być zbyt duży, gdyż ma znaczący wpływ na dynamikę układu. Dobór okresu próbkowania musi stanowić kompromis między możliwością dokonania niezbędnych obliczeń i szybkością działania. Potwierdzają to przebiegi zaprezentowane na rys. 7 i 8. Okresy próbkowania to odpowiednio 0,5 ms i 1 ms. Założono $Q = \text{diag}(44 \ 16 \ 3750 \ 1350)$, $R = 0,0006$.

5. PODSUMOWANIE

W pracy zaprezentowano zasadę działania i wyniki pracy regulatora predykcyjnego w układzie trójmasowym. Zaprojektowany regulator w sposób stabilny steruje układem i zapewnia utrzymanie zmiennych stanu obiektu w założonych granicach. W pracy wykazano że, możliwe jest kształtowanie dynamiki układu poprzez odpowiedni dobór wartości elementów macierzy wagowych regulatora. Należy jednak podkreślić brak zależności analitycznych pozwalających na dobór tych elementów. Do wad regulatora predykcyjnego należy również zaliczyć jego dużą złożoność obliczeniową wymagającą zastosowania dość szybkich procesorów sygnałowych. Zastosowany stosunkowo krótki horyzont predykcji zapewnia zadowalającą wydajność i wymaga mniejszej mocy obliczeniowej. W kolejnych pracach planuje się zwiększenie horyzontu predykcji w celu efektywniejszego ograniczenia drgań skrętnych obiektu, modyfikację przyjętych postaci wektorów w funkcji celu regulatora predykcyjnego jak również krytyczną analizę porównawczą właściwości regulatora predykcyjnego z innymi strukturami znanymi z literatury.

LITERATURA

- [1] CYCHOWSKI M., SZABAT K., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Constrained Model Predictive Control of the Drive System With Mechanical Elasticity*, IEEE Trans. Ind. Elektron., 56, 6, 2009, 1963–1973.
- [2] HERCEG M., KVASNICA M., JONES C.N., MORARI M., *Multi-Parametric Toolbox 3.0*, Proc. of the European Control Conference, Zurich, Switzerland, July 17–19, 2013, 502–510.
- [3] MACIEJOWSKI J., *Predictive control with constraints*, Prentice Hall, 2002.
- [4] SUGIURA K., HORI Y., *Vibration suppression in 2- and 3-mass system based on the feedback of imperfect derivative of the estimated torsional torque*, IEEE Trans. Ind. Electron., 43, 1, 1996, 56–64.
- [5] SZABAT K., *Struktury sterowania elektrycznych układów napędowych z połączeniem sprężystym*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 61, Wrocław 2008.
- [6] SZABAT K., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., KOWALSKI CZ. T., *Wybrane zagadnienia sterowania układu napędowego z połączeniem sprężystym*, Problemy eksploatacji maszyn i napędów elektrycznych, PEMINE, Ustroń, 18–20 maja 2005, Katowice: BOBRME „Komel”, 2005, 155–160.
- [7] SZABAT K., SERKIES P., *Design and analysis of the Luenberger observers for three-inertia system*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 63, Seria: Studia i Materiały, Nr 29, 2009, 329–340.

APPLICATION OF THE MODEL PREDICTIVE CONTROL
FOR THREE-MASS DRIVE SYSTEM

In the paper the issues related to the control of the drive system with complex mechanical part are presented. The basic idea of the model predictive control (MPC) with limitations and state model is described in the work. The design procedure of MPC for the three-mass system is shown in detail. Then the correctness of the proposed approach is validated in simulation study. The influence of the \mathbf{Q} and \mathbf{R} matrices on the dynamic properties of the system is tested. The short conclusion is placed in the end of the paper.

*silnik indukcyjny, sterowanie wektorowe, struktura DFOC
monitorowanie, uszkodzenia uzwojenia stojana*

Marcin WOLKIEWICZ*, Grzegorz TARCHAŁA*,
Czesław T. KOWALSKI*

MONITOROWANIE STANU UZWOJEŃ STOJANA W ZAMKNIĘTEJ STRUKTURZE STEROWANIA PRĘDKOŚCIĄ SILNIKA INDUKCYJNEGO

W artykule przedstawiono problemy związane z wykrywaniem zwarcí zwojowych w silniku indukcyjnym pracującym w zamkniętej strukturze bezpośredniego sterowania polowo-zorientowanego. Omówiono zwięźle model matematyczny silnika, strukturę sterowania DFOC z blokiem odprężającym oraz przedstawiono wyniki badań symulacyjnych. W badaniach eksperymentalnych wykazano, że zwarcia pojedynczych zwojów w stojanie są możliwe do wykrycia w sygnałach prądu stojana (w składowej kolejności przeciwnej prądu oraz zmianach w hodografie wektora przestrzennego prądu stojana) oraz w wirtualnych sygnałach e_x , e_y , f_x , f_y dostępnych w cyfrowej strukturze sterowania w procesorze sygnałowym.

1. WSTĘP

Obecnie od współczesnych przekształtnikowych układów napędowych (PUN), nawet powszechnego użytku, wymaga się niezawodnego i bezpiecznego działania. Rosnące wymagania w stosunku do właściwości napędów elektrycznych doprowadziły do znacznego skomplikowania ich struktur, jednocześnie zwiększając istotnie ryzyko awarii [1], [2]. Współczesny PUN, składający się z silnika indukcyjnego, układów zasilania i energoelektroniki (przekształtnik częstotliwości z modulacją PWM), układów pomiarowych oraz cyfrowego układu sterowania, narażony jest na wystąpienie uszkodzeń w silniku oraz w przemienniku częstotliwości i czujnikach pomiarowych. Każde z tych uszkodzeń powoduje zakłócenie normalnej pracy układu napędowego i wymaga podjęcia odpowiedniego działania przez układ sterowania.

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: marcin.wolkiewicz@pwr.edu.pl, grzegorz.tarchala@pwr.edu.pl, czeslaw.t.kowalski@pwr.edu.pl

Dlatego istotne znaczenie ma monitorowanie stanu poszczególnych podzespołów PUN [2]. W przypadku wystąpienia uszkodzeń w uzwojeniach stojana lub wirnika silnika, pracującego w zamkniętej strukturze sterowania połowo-zorientowanego, zmiana wartości parametrów uzwojeń powoduje zaburzenia w prawidłowym działaniu struktury sterowania częstotliwościowego (nieprawidłowa wartość estymowanego strumienia) [2], [3]. Niekontrolowany wzrost stopnia uszkodzenia spowoduje w konsekwencji niestabilną pracę napędu.

Metody wczesnego wykrywania zwarc zwojowych w stanie silnika indukcyjnego zasilanego z sieci i przemiennika częstotliwości w otwartej strukturze sterowania zostały szczegółowo omówione w [4], [5]. W niniejszym artykule uwaga została skupiona na analizie wpływu zwarc zwojowych na pracę silnika pracującego w strukturze bezpośredniego sterowania połowo-zorientowanego DFOC (ang. *Direct Field Oriented Control*) oraz możliwości wczesnego wykrywania symptomów uszkodzenia w wirtualnych sygnałach sterujących e_x, e_y, f_x, f_y w cyfrowej strukturze sterowania i sygnałach pomiarowych dostępnych w silniku. Do monitorowania zwarc wykorzystano pomiar prądów fazowych silnika i obliczanie składowej kolejności przeciwnej prądu oraz zmiany ilościowe w hodografie wektora przestrzennego prądu określane metodą PCA (ang. *Principal Component Analysis*) [2], [4], [5]. Natomiast do śledzenia wpływu zwarc w sygnałach dostępnych w strukturze sterowania wykorzystano fakt pojawienia podwójnej harmonicznej podstawowej częstotliwości napięcia zasilającego.

2. MODEL MATEMATYCZNY SILNIKA INDUKCYJNEGO

Model matematyczny silnika indukcyjnego, zapisany za pomocą równań wektorowych, w jednostkach względnych (ang. *per unit*), dla dowolnego układu współrzędnych wirującego z pulsacją ω_k może zostać opisany następującymi zależnościami [1]:

- równania napięciowe:

$$\mathbf{u}_s = r_s \mathbf{i}_s + T_N \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_s + j\omega_k \boldsymbol{\psi}_s, \quad (1)$$

$$\mathbf{0} = r_r \mathbf{i}_r + T_N \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_r + j(\omega_k - \omega_m) \boldsymbol{\psi}_r; \quad (2)$$

- równania strumieniowo-prądowe:

$$\boldsymbol{\psi}_s = x_s \mathbf{i}_s + x_M \mathbf{i}_r, \quad (3)$$

$$\boldsymbol{\psi}_r = x_r \mathbf{i}_r + x_M \mathbf{i}_s; \quad (4)$$

- równanie ruchu i równanie momentu elektromagnetycznego:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{T_M}(m_e - m_o), \quad (5)$$

$$m_e = \text{Im}(\Psi_s^* \mathbf{i}_s). \quad (6)$$

W powyższych równaniach odpowiednio: $\mathbf{u}_s = u_{su} + ju_{sv}$, $\mathbf{i}_s = i_{su} + ji_{sv}$, $\mathbf{i}_r = i_{ru} + ji_{rv}$, $\Psi_s = \psi_{su} + j\psi_{sv}$, $\Psi_r = \psi_{ru} + j\psi_{rv}$ – wektory przestrzenne napięcia i prądu stojana, prądu wirnika, strumienia stojana i wirnika. Parametry silnika: r_s, r_r, x_M, x_s, x_r – rezystancje uzwojenia stojana oraz wirnika, reaktancje: magnesująca, uzwojenia stojana oraz wirnika. Pulsacje: ω_k – wybranego układu współrzędnych, ω_m – kątowna wału. Momenty: m_e – elektromagnetyczny oraz m_o – obciążenia. Stałe czasowe: T_M – mechaniczna oraz $T_N = 1/\Omega_b = 1/(2\pi f_{sN})$ – wynikająca z wprowadzenia jednostek względnych.

Równania składowych wektora napięcia stojana (1) w układzie współrzędnych x - y wirującym zgodnie z wektorem strumienia wirnika ($\psi_{rx} = \psi_r, \psi_{ry} = 0$), stają się następujące:

$$u_{sx} = r_s i_{sx} + x_s \sigma T_N \frac{di_{sx}}{dt} + \frac{x_M}{x_r} T_N \frac{d\psi_r}{dt} - x_s \sigma \omega_c \psi i_{sy}, \quad (7)$$

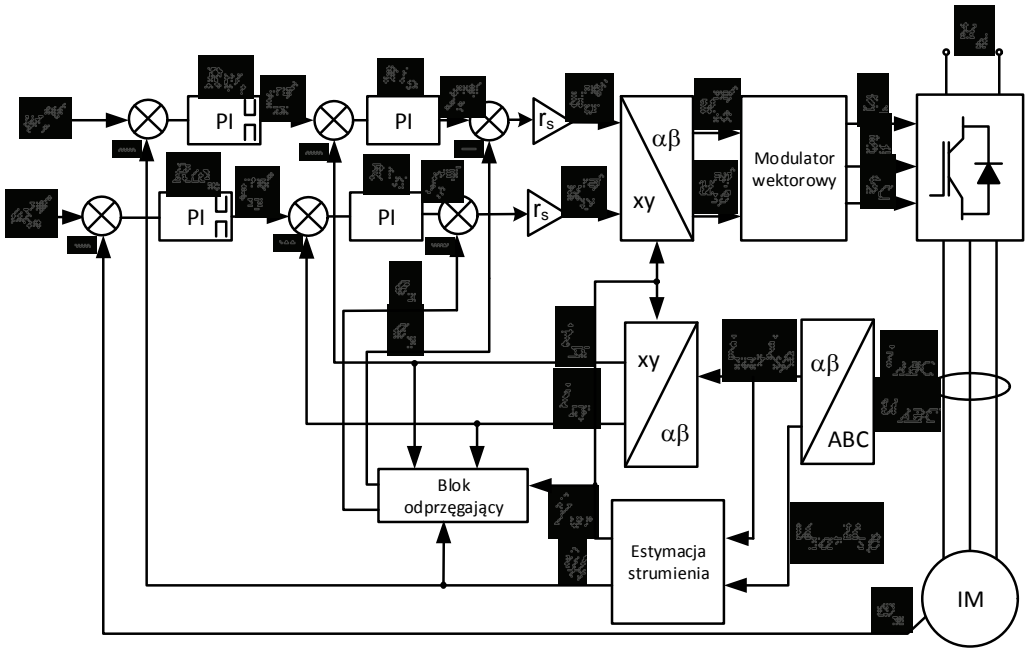
$$u_{sy} = r_s i_{sy} + x_s \sigma T_N \frac{di_{sy}}{dt} + \frac{x_M}{x_r} \omega_{sv} + x_s \sigma \omega_c \psi i_{sx}. \quad (8)$$

Moment elektromagnetyczny silnika (6) w tym układzie przyjmuje wartość:

$$m_e = \frac{x_M}{x_r} \psi_r i_{sy} \quad (9)$$

3. BEZPOŚREDNIE STEROWANIE POŁOWO-ZORIENTOWANE PRĘDKOŚCIĄ SILNIKA INDUKCYJNEGO – DFOC

Schemat blokowy metody bezpośredniego sterowania połowo-zorientowanego prędkością silnika indukcyjnego, stosowanej w trakcie badań, przedstawiony został na rys. 1 [1]. Metoda ta posiada dwa tory sterujące: pierwszy z nich ma na celu stabilizację amplitudy strumienia wirnika, drugi natomiast regulację prędkości kątownej. W badaniach wykorzystane zostały regulatory PI z mechanizmami zapobiegającymi nasyceniu się członu całkującego (ang. *anti wind-up*). Amplituda strumienia wirnika regulowana jest za pomocą składowej i_{sx} wektora prądu stojana, natomiast prędkość za pomocą składowej i_{sy} (w związku z zależnością momentu elektromagnetycznego od tej zmiennej (9)).



Rys. 1. Schemat blokowy układu bezpośredniego sterowania polowo-zorientowanego prędkości silnika indukcyjnego DFOC

Regulatory składowych wektora prądu stojana definiują zadane wartości napięcia w układzie x - y . Niestety, na wartość składowych wektora prądu wpływają również pozostałe zmienne silnika, co obrazują przekształcone równania napięciowe silnika (7)–(8):

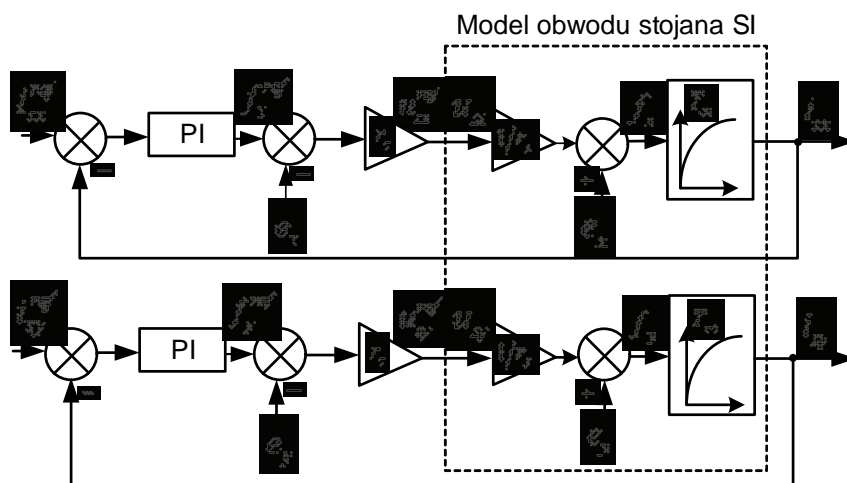
$$\underbrace{i_{sx} + T_{\sigma s} \frac{di_{sx}}{dt}}_{f_x} = \frac{1}{r_s} u_{sx} - \underbrace{\frac{x_M}{r_s x_r} T_N \frac{d\psi_r}{dt} + \frac{x_s \sigma}{r_s} \omega_{s\psi} i_{sy}}_{e_x}, \quad (10)$$

$$\underbrace{i_{sy} + T_{\sigma s} \frac{di_{sy}}{dt}}_{f_y} = \frac{1}{r_s} u_{sy} - \underbrace{\frac{x_M}{r_s x_r} \omega_{s\psi} \psi_r - \frac{x_s \sigma}{r_s} \omega_{s\psi} i_{sx}}_{e_x} \quad (11)$$

gdzie: $T_{\sigma s} = \frac{x_s \sigma}{r_s} T_N$, $\sigma = 1 - \frac{x_M^2}{x_s x_r}$ – współczynnik rozproszenia uzwojeń.

W celu uniezależnienia obu torów sterowania zastosowano blok odprzegający, obliczający zmienne e_x oraz e_y oznaczone w równaniach (10) i (11). W związku z zakładaną stałą wartością amplitudy strumienia wirnika, jej pochodną pominięto w obliczaniu zmiennej e_x . Mechanizm odprzegania przedstawiono na rys. 2. Na schemacie tym

założono, że zadane wartości składowych wektora napięcia w układzie x - y są bezinercyjnie podawane na silnik. W rzeczywistości składowe te przeliczane są do układu α - β i następnie wykorzystywane przez modulator wektorowy SVM do obliczenia odpowiednich sygnałów załączeń tranzystorów falownika s_A , s_B , s_C co wprowadza nieznaczące opóźnienie w układzie.

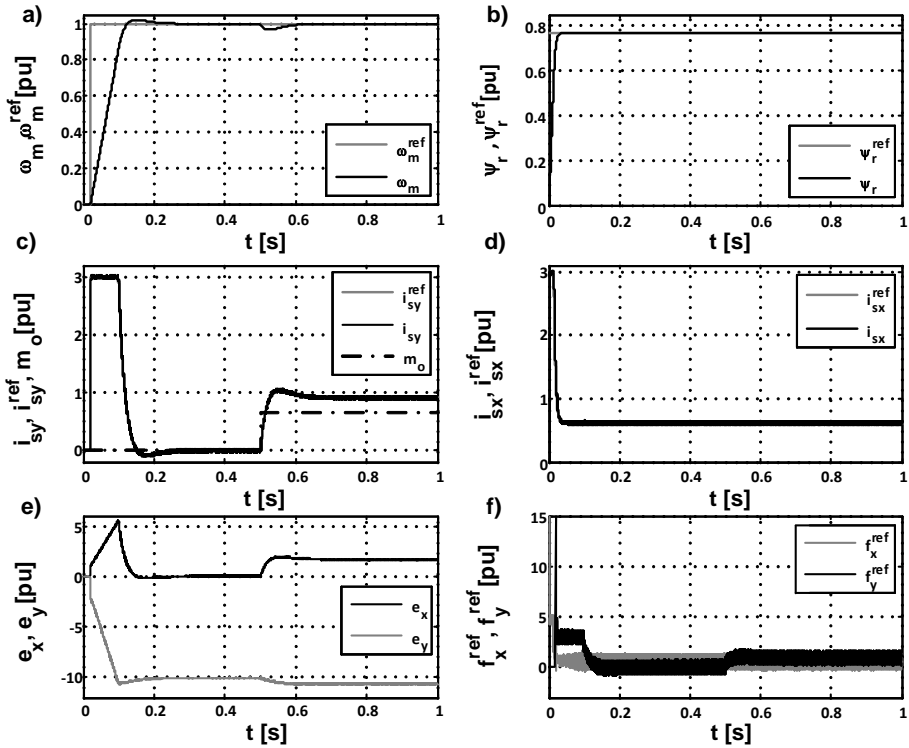


Rys. 2. Mechanizm odprężenia torów sterowania w metodzie DFOC

Pulsacja synchroniczna wektora strumienia wirnika była obliczana w następujący sposób:

$$\hat{\omega}_{s\psi} = T_N \frac{d\hat{\gamma}_{\psi r}}{dt}, \quad \hat{\gamma}_{\psi r} = \arctg(\hat{\psi}_{r\beta} / \hat{\psi}_{r\alpha}). \quad (12)$$

W trakcie badań wykorzystano prosty symulator strumienia wirnika bazujący na tzw. modelu prądowym [1]. Na rysunku 3 przedstawiono wyniki badań symulacyjnych otrzymane dla układu DFOC. Jak pokazano na rys. 3a, prędkość silnika podąża za wartością zadaną, równą prędkości znamionowej. Po 0.5 s załączony został znamionowy moment obciążenia (należy zwrócić uwagę, że nie jest on równy 1 (patrz Załącznik). Amplituda strumienia wirnika (rys. 3b) utrzymywana jest na stałym znamionowym poziomie (załącznik). Również obie składowe wektora prądu stojana (rys. 3c,d) podążają idealnie za wartościami zadanymi. Zastosowanie bloku odprężającego spowodowało, że zmienna sterująca f_x (rys. 3f), odpowiedzialna za strumień wirnika jest stała – w tym celu zmienna e_x (rys. 3e) rośnie w chwili zmiany momentu obciążenia.



Rys. 3. Przebiegi otrzymane przy zastosowaniu metody DFOC do sterowania SI:

- a) prędkość zadana i rzeczywista, b) zadana i rzeczywista wartość amplitudy strumienia wirnika, c) zadana i rzeczywista składowa i_{sy} oraz moment obciążenia, d) zadana i rzeczywista składowa i_{sx} , e) sygnały odprężające e_x oraz e_y , f) sygnały sterujące f_x^{ref} oraz f_y^{ref}

3. METODYKA BADAŃ EKSPERYMENTALNYCH

Badania eksperymentalne zostały wykonane na silniku indukcyjnym klatkowym firmy Indukta typu Sh 90L-4 o mocy 1.5kW, sprzęgnięty z maszyną obciążającą, którą stanowił silnik indukcyjny tego samego typu. Wykonano badania dla silnika nieobciążonego oraz obciążonego momentem znamionowym.

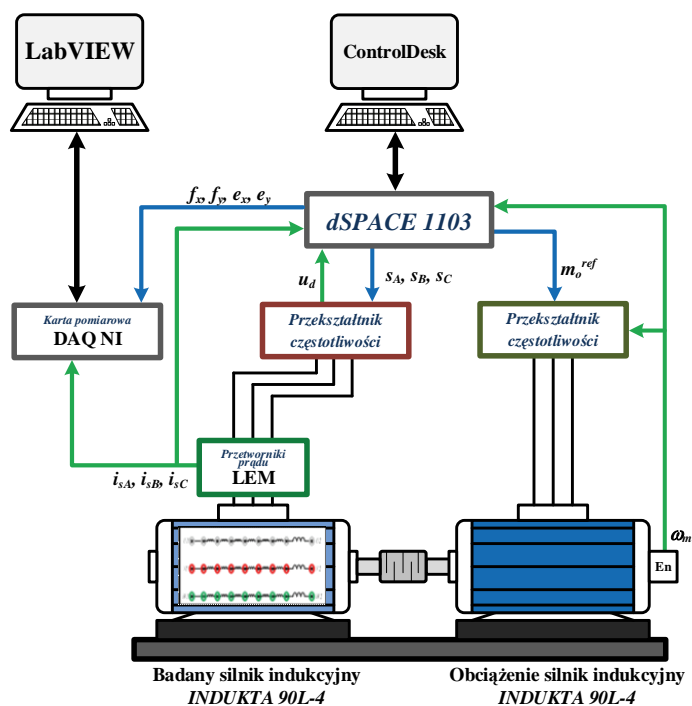
Zamknięty układ sterowania został zaimplementowany na procesorze sygnałowym *dSpace 1103*. Procesor ten wykorzystuje informację o prędkości silnika, mierzonej przy użyciu enkodera inkrementalnego, trzech prądach fazowych oraz o wartości napięcia w obwodzie pośredniczącym. Program zaimplementowany na procesorze napisany został w języku C. Zawierał on akwizycję danych pomiarowych, estymację trudno mierzalnych zmiennych stanu, modulator wektorowy oraz algorytm sterowania

DFOC. Procesor *dSpace* miał również za zadanie przekazanie oczekiwanej wartości momentu obciążenia do falownika napięcia zasilającego silnik obciążający. Czas próbkowania programu wynosił $100 \mu\text{s}$, co odpowiada częstotliwości 10 kHz .

Prądy w poszczególnych fazach silnika mierzono za pomocą wielokresowych przetworników LA 25-NP firmy LEM. Do monitorowania uszkodzeń uzwojeń stojana zastosowano komputerowy system pomiarowo - diagnostyczny oparty na przyrządach wirtualnych opracowanych w środowisku LabVIEW.

W części badań eksperymentalnych dotyczących monitorowania stanu uzwojeń wykorzystano również sygnały sterujące f_x^{ref} i f_y^{ref} oraz odprzegające e_x i e_y dostępne bezpośrednio ze struktury sterowania.

Na rysunku 4 przedstawiono schemat blokowy stanowiska laboratoryjnego z uwzględnieniem sygnałów pomiarowych i sterujących.



Rys. 4. Schemat blokowy stanowiska laboratoryjnego

W badaniach laboratoryjnych zastosowano silnik indukcyjny o specjalnej konstrukcji, umożliwiającej fizyczne modelowanie zwarć zwojowych stojana, niezależnie w każdej z trzech faz silnika. Badania przeprowadzono przy zwarciu maksymalnie 8 zwojów w jednej z faz, co stanowi około 3% całkowitej liczby zwojów uzwojenia. Aby zapewnić rzeczywisty charakter uszkodzenia uzwojenia stojana, prąd płynący

w obwodzie zwarciovym nie był ograniczany dodatkową rezystancją. Rezystancja punktu zwarcia była niemal zerowa.

4. WYNIKI BADAŃ EKSPERYMENTALNYCH

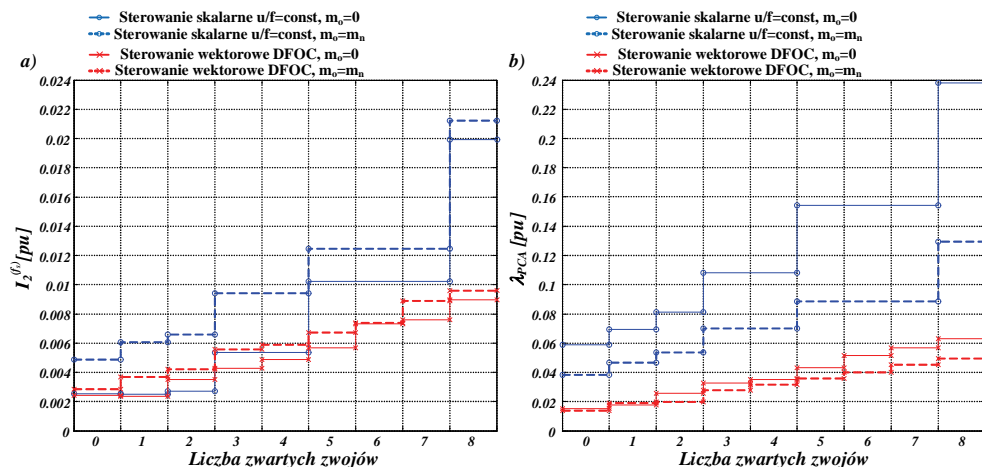
4.1. ANALIZA SYGNAŁÓW DOSTĘPNYCH NA OBIEKCIE

Brak równowagi w systemach trójfazowych może być oceniany za pomocą składowych symetrycznych prądu stojana. Jak opisano m.in. w [5] w przypadku analizowania składowych kolejności przeciwnej prądu stojana I_2 jej wartość początkowa jest bliska zeru z uwagi na fakt, że silnik jest symetryczny i napięcie zasilania jest symetryczne. Pojawienie się zwarcia zwojowego w obwodzie uzwojenia stojana powoduje powstanie niewielkiej asymetrii prądów fazowych stojana, a tym samym zwiększenie wartości składowej kolejności przeciwnej prądu stojana [5].

Na rys. 5a przedstawiono zależność amplitudy składowej kolejności przeciwnej prądu stojana I_2 od wartości momentu obciążenia silnika, dla różnej liczby zwartych zwojów w fazie B silnika, dla sterowania skalarnego ($u/f = \text{const}$) oraz sterowania wektorowego (DFOC). W obu przypadkach zasilania widoczna jest duża zależność składowej I_2 od stopnia uszkodzenia uzwojenia stojana. Wraz ze zwiększaniem liczby zwartych zwojów w jednej fazie silnika amplituda I_2 zwiększa swoją wartość. Dodatkowo można zauważyć, że wartość analizowanej składowej w niewielkim stopniu zależy od zmian momentu obciążenia, co jest bardzo korzystne z punktu widzenia monitorowania uszkodzenia.

Jak wcześniej wykazano uszkodzenia uzwojeń stojana wywołują zmiany w prądach fazowych stojana. Zmiany te można również zaobserwować na hodografie wektora przestrzennego prądu stojana przedstawionego w nieruchomym układzie współrzędnych α - β [4]. W przypadku uszkodzenia uzwojenia stojana pojawia się deformacja hodografu, która w miarę zwiększania się stopnia uszkodzenia powoduje przekształcenie się okręgu w elipsę. Do ilościowej analizy zmian hodografu wektora prądu stojana, wywołanej zwarciami zwojowymi, można zastosować statystyczną metodą analizy danych zwaną analizą składowych głównych PCA dokładnie opisaną w [4].

Na rysunku 5b przedstawiono zależność zmian indeksu intensywności λ_{PCA} (obliczonych na podstawie [4]) od liczby zwartych zwojów i momentu obciążenia dla sterowania skalarnego ($u/f = \text{const}$) oraz sterowania wektorowego (DFOC). Dla silnika nieuszkodzonego wartość λ_{PCA} jest bliska zeru. Wraz ze zwiększaniem stopnia uszkodzenia uzwojenia stojana indeks λ_{PCA} zwiększa swoją wartość. Można zauważyć, że podobnie jak w przypadku analizy składowej przeciwnej prądu stojana intensywność zmian λ_{PCA} jest mniejsza przy sterowaniu DFOC. Możliwe jest jednak wykrycie kilku zwartych zwojów w obrębie jednej cewki uzwojenia stojana.



Rys. 5. Wyniki badań eksperymentalnych dla: a) analizy składowej przeciwnej prądu stojana $I_2^{(fs)}$, b) analizy składowych głównych λ_{PCA} w układzie skalarnego i wektorowego sterowania prędkością silnika indukcyjnego

Można stwierdzić, że zamknięta struktura sterowania prędkości powoduje zmniejszenie intensywności symptomów pojawiających się w sygnałach dostępnych bezpośrednio na obiekcie (w przypadku przedstawionych badań – analizie prądu stojana), w porównaniu z układami skalarnego sterowania prędkością (np. $u/f = \text{const}$).

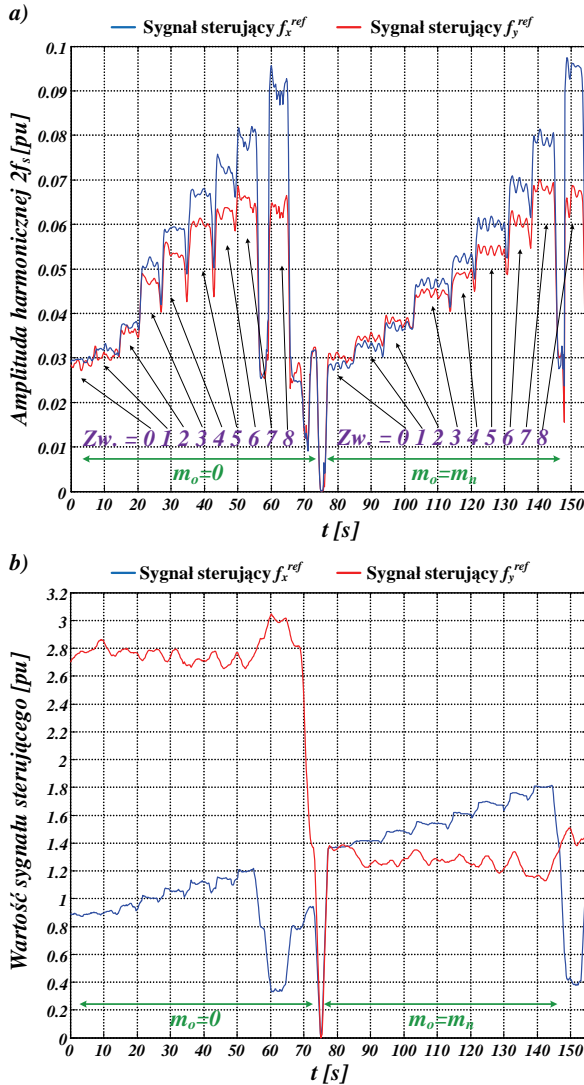
4.2. ANALIZA SYGNAŁÓW DOSTĘPNYCH W STRUKTURZE STEROWANIA

W celu zwiększenia możliwości wykrywalności uszkodzenia uzwojenia stojana zaproponowano dodatkowo 4 sygnały dostępne w strukturze sterowania. Sygnały sterujące f_x^{ref} i f_y^{ref} oraz sygnały odprzegające e_x i e_y , opisane w rozdziale 2 zostały poddane analizie FFT (ang. *Fast Fourier Transform*) celem wyodrębnienia charakterystycznych symptomów uszkodzenia uzwojenia stojana. W przypadku wystąpienia zwarcia w uzwojeniach stojana, w sygnałach tych pojawiają się dodatkowe harmoniczne. W szczególności jest to podwójna harmoniczna podstawowej częstotliwości napięcia zasilającego $2f_s$.

Do monitorowania zmian amplitudy $2f_s$ zrealizowano w środowisku LabVIEW odpowiedni blok funkcyjny, który na podstawie dostępnych informacji o częstotliwości napięcia zasilania wyodrębniał charakterystyczne harmoniczne i monitorował zmiany wartości ich amplitud.

Na rysunku 6 przedstawiono wyniki badań eksperymentalnych dla pracy on-line silnika przy zwiększaniu stopnia uszkodzenia uzwojenia stojana i zmiany momentu obciążenia. Wraz ze zwiększaniem stopnia uszkodzenia zwiększa się wartość amplitudy składowej $2f_s$ dla obu sygnałów sterujących (rys. 6a). Dodatkowo można zauważyć, że zmiany

tej składowej są praktycznie niezależne od momentu obciążenia. Sprawdzono również jak zmienia się wartość sygnałów sterujących przy uszkodzeniu uzwojenia stojana.

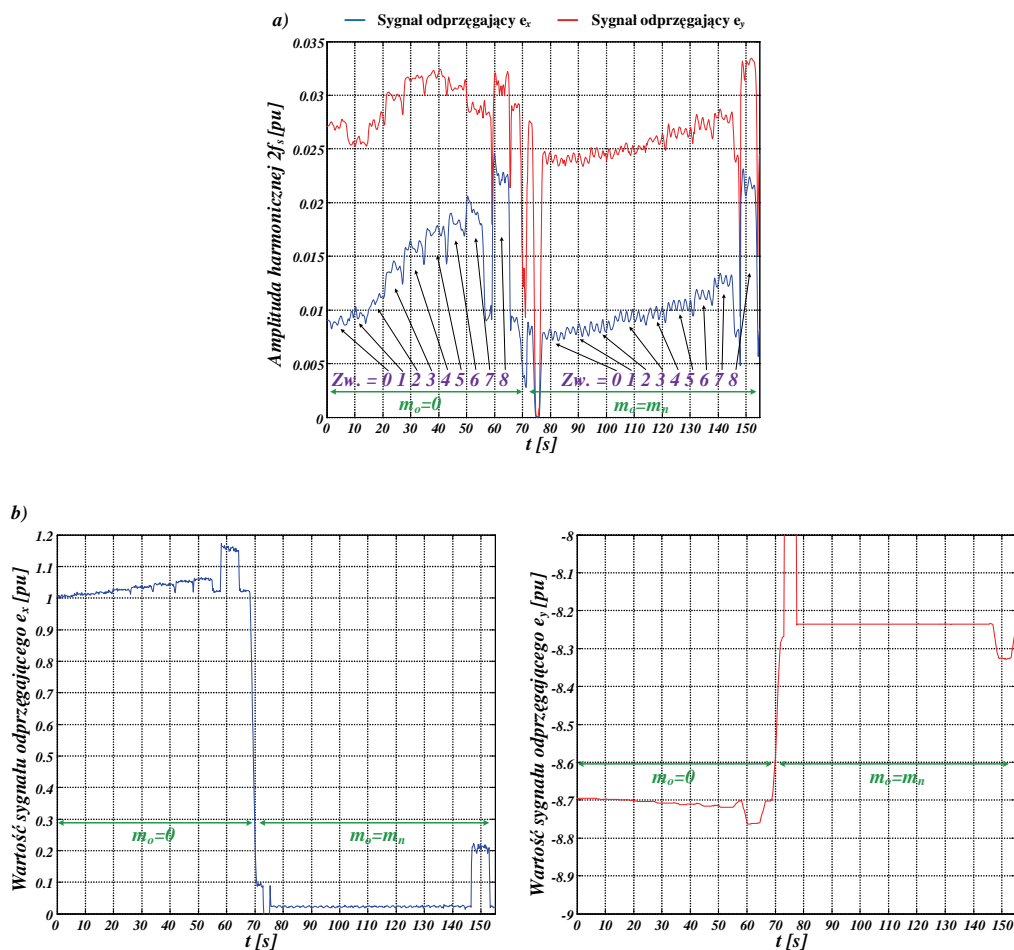


Rys. 6. Wyniki badań eksperymentalnych dla sygnałów sterujących f_x^{ref} i f_y^{ref} podczas pracy silnika dla braku obciążenia i z obciążeniem znamionowym przy zwarcu od 1 do 8 zwojów:

a) zmiana wartości amplitudy $2f_s$ b) zmiana wartości sygnału sterującego

W przypadku analizowania zmian wartości sygnałów sterujących, w tych samych warunkach pracy (rys. 6b), można stwierdzić, że tylko wartość sygnału f_x^{ref} reaguje na

asymetrię spowodowaną zwarciem kilku zwojów w obrębie jednej cewki. Jednak zmiana tej wartości jest na niskim poziomie i w przypadku monitorowania uzwojeń stojana może być traktowana jedynie jako informacja dodatkowa. Dodatkowo widoczna jest jej duża zależność od momentu obciążenia.



Rys. 7. Wyniki badań eksperymentalnych dla sygnałów odprzegających e_x i e_y podczas pracy silnika dla braku obciążenia i z obciążeniem znamionowym przy zwarciu od 1 do 8 zwojów:
a) zmiana wartości amplitudy $2f_s$ b) zmiana wartości sygnału odprzegającego

Na rysunku 7 przedstawiono wyniki badań eksperymentalnych dla pracy on-line silnika przy zwiększaniu stopnia uszkodzenia uzwojenia stojana i zmiany momentu obciążenia. Zwarcie kilku zwojów w jednej fazie silnika powoduje zwiększenie amplitudy składowej $2f_s$ dla obu sygnałów odprzegających (rys. 7a). Szczególnie wi-

doczna jest zmiana amplitudy sygnału e_x . W odróżnieniu od poprzednio analizowanych sygnałów intensywność zmian, wartości amplitudy $2f_s$ dla obu sygnałów odprzegających jest zależna od momentu obciążenia silnika. Zmniejsza się ona wraz ze wzrostem obciążenia silnika.

W przypadku analizowania zmian wartości sygnałów e_x i e_y (rys.7b) można zauważyć niewielki wzrost wraz ze zwiększaniem stopnia uszkodzenia uzwojenia dla silnika nieobciążonego, a w przypadku silnika obciążonego praktycznie niezauważalne.

5. PODSUMOWANIE

Na podstawie przeprowadzonych badań eksperymentalnych na silniku indukcyjnym z możliwością fizycznego modelowania zwarć zwojowych i pracującym w strukturze sterowania DFOC, można stwierdzić że możliwe jest monitorowanie tego typu uszkodzenia we wczesnej fazie jego wystąpienia. Pomimo kompensującego działania zamkniętej struktury sterowania na symptomy uszkodzenia, są one widoczne w składowej kolejności przeciwnej oraz w hodografie wektora przestrzennego prądu stojana już od zwarcia pojedynczych zwojów. W przypadku sygnałów wirtualnych w cyfrowej strukturze sterowania DFOC, realizowanej w procesorze sygnałowym, zwarcie pojedynczych zwojów powoduje istotne zwiększenie amplitudy składowej $2f_s$ dla obu sygnałów odprzegających e_x , e_y oraz sygnałów sterujących f_x^{ref} , f_y^{ref} . Analizując wartości sygnałów odprzegających i sterujących można zauważyć, że tylko wartość sygnału f_x^{ref} reaguje na asymetrię wywołaną zwarcie pojedynczych zwojów. Niestety, zmiany te są na niskim poziomie i mogą być traktowane tylko jako informacja dodatkowa. Realizacja praktyczna monitorowania stanu uzwojeń stojana silnika wiąże się z dodaniem dodatkowych procedur diagnostycznych do oprogramowania systemów sterujących przekształtnikowymi układami napędowymi.

Praca naukowa finansowana ze środków Narodowego Centrum Nauki w ramach projektu N N510 637340.

LITERATURA

- [1] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2003.
- [2] KOWALSKI C.T., *Diagnostyka układów napędowych z silnikiem indukcyjnym z zastosowaniem metod sztucznej inteligencji*, Oficyna wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2013.
- [3] KOWALSKI C., WIERZBICKI R., WOLKIEWICZ M., *Stator and Rotor Faults Monitoring of the Inverter-Fed Induction Motor Drive using State Estimators*, *Automatika – Intern. Journal for Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications*, Vol. 54, No. 3, 2013.
- [4] WOLKIEWICZ M., KOWALSKI C.T., *Neuronowy detektor zwarć zwojowych stojana silnika indukcyjnego wykorzystujący analizę PCA wektora prądu*, *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 88, nr 4b, 2012, 288–293.

- [5] WOLKIEWICZ M., KOWALSKI C.T., KAMIŃSKI M., *Wykrywanie zwarć zwojowych silnika indukcyjnego z wykorzystaniem składowych symetrycznych oraz sieci neuronowych*, Przegląd Elektrotechniczny, vol. 88, nr 4b, 2012, 276–281.

ZALĄCZNIK

W tabeli 1 przedstawiono dane znamionowe, w tabeli 2 parametry badanego silnika indukcyjnego Indukta 90L-4, natomiast w tabeli 3 wielkości bazowe, niezbędne do przejścia z jednostek fizycznych do jednostek względnych [p.u.].

Tabela 1. Dane znamionowe badanego silnika

Nazwa	Symbol	Jednostki fizyczne		Jednostki względne [p.u.]
Moc	P_N	1,5	[kW]	0,621
Moment	M_N	10,16	[Nm]	0,661
Prędkość obrotowa	N_N	1410	[obr/min]	0,94
Napięcie stojana (fazowe)	U_{sN}	230	[V]	0,707
Prąd stojana	I_{sN}	3,5	[A]	0,707
Częstotliwość	f_{sN}	50	[Hz]	1
Strumień stojana	Ψ_{sN}	0,854	[Wb]	0,825
Strumień wirnika	Ψ_{rN}	0,797	[Wb]	0,770
Liczba par biegunów	p_b	2	[–]	2

Tabela 2. Parametry badanego silnika

Nazwa	Symbol	Jednostki fizyczne [Ω]	Jednostki względne [p.u.]
Rezystancja stojana	R_s	5,32	0,081
Rezystancja wirnika	R_r	3,53	0,0538
Reaktancja główna	X_m	82,396	1,25
Reaktancja rozproszenia stojana	X_{σ}	4,8207	0,073
Reaktancja rozproszenia wirnika	$X_{r\sigma}$	4,8207	0,073

Tabela 3. Wielkości bazowe

Nazwa	Równanie	Wartość	Jednostka
Moc	$S_b = 3/2 U_b I_b$	2,415	[kW]
Moment	$M_b = p_b S_b / \Omega_b$	15,37	[Nm]
Prędkość obrotowa	$N_b = 60 f_{sN} / p_b$	1500	[obr/min]
Napięcie stojana	$U_{sb} = \sqrt{2} U_{sN}$	325,3	[V]
Prąd stojana	$I_{sb} = \sqrt{2} I_{sN}$	4,95	[A]
Częstotliwość	$f_{sb} = f_{sN}$	50	[Hz]
Pulsacja kątowna	$\Omega_b = 2\pi f_{sN}$	100π	[rad/s]
Strumień	$\Psi_b = U_b / \Omega_b$	1,035	[Wb]

STATOR WINDING CONDITION MONITORING
IN A FIELD-ORIENTED CONTROL OF INDUCTION MOTOR DRIVE

Issues of stator winding faults (short-circuit turns) of an induction motor working in the direct field-oriented control (DFOC) structure are discussed in this paper. The mathematical model and DFOC control structure with decoupling block are shortly described and tested in simulations. It is shown in experimental tests, that even single short-circuit turns of the stator winding cause significant changes in stator currents (in negative current sequence component and in vector hodograph) as well as in virtual signals, available in the DFOC structure $e_x, e_y, f_x^{ref}, f_y^{ref}$, which are accessible in the digital control structure in DSP.

*silnik synchroniczny, magnetoelektryczny,
magnes hybrydowe, rozruch, symulacje polowo-obwodowe,
technologia wykonania, metalurgia proszków*

Paweł ZALAS*, Ludwik ANTAL*

MAGNETOELEKTRYCZNY SILNIK MAŁEJ MOCY WZBUDZANY MAGNESAMI HYBRYDOWYMI

W pracy przedstawiono wybraną konstrukcję silnika magnetoelektrycznego z kompaktowym wirnikiem hybrydowym, przystosowanego do rozruchu bezpośredniego. Analizowany teoretycznie wirnik składa się z kompozytu magnetycznie miękkiego, magnesów spiekany Nd-Fe-B i magnesów spajanych – dielektromagnesów Nd-Fe-B oraz tulei aluminiowej lub miedzianej pełniącej funkcję klatki rozruchowej. Wykonano wstępne badania właściwości rozruchowych z uwzględnieniem wpływu wartości całkowitego momentu bezwładności układu napędowego oraz rodzaju charakterystyki i wartości momentu obciążenia na przebiegi podstawowych wielkości elektromechanicznych. Analizę numeryczną wykonano wykorzystując opracowany w tym celu dwuwymiarowy polowo-obwodowy model maszyny, korzystający z metody elementów skończonych.

1. WSTĘP

Opracowanie złożonych algorytmów sterowania, również bezczujnikowych [1], [3], [4] oraz szybki rozwój energoelektronicznych układów zasilania przy jednoczesnym znacznym obniżeniu ich ceny sprzyjają popularyzacji silników synchronicznych wzbudzanych magnesami trwałymi. Nowoczesne konstrukcje silników magnetoelektrycznych znajdują zastosowanie w układach napędowych różnego typu oraz różnej mocy. Zazwyczaj, ze względu na koszty, silniki tego typu są wykonywane w technologii stosowanej w produkcji typowych silników indukcyjnych [2], [10]. Zastosowanie magnesów trwałych wymusza oczywiście pewne konieczne zmiany technologiczne [7], [9]. Oprócz konstrukcji bazujących na typowym silniku indukcyjnym projektowane są również maszyny o budowie hybrydowej wykorzystujące technologię proszkową [5]. Technologia proszkowa zwiększa możliwości kształtowania geometrii obwodu

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: ludwik.antal@pwr.wroc.pl, pawel.zalas@pwr.wroc.pl

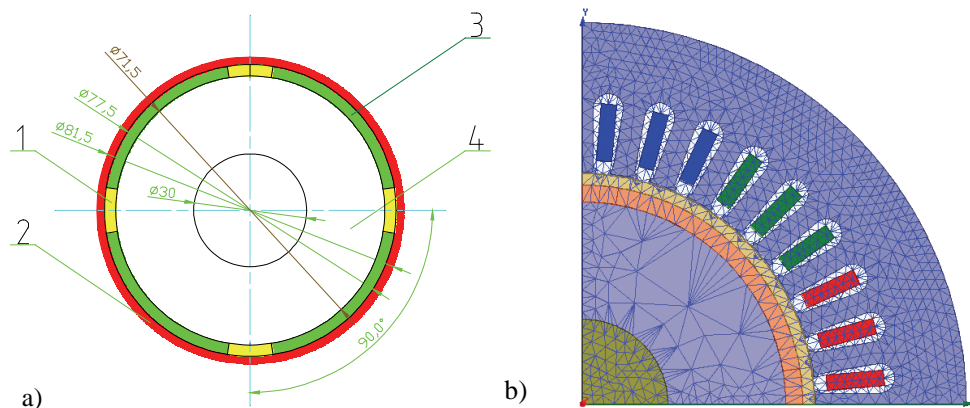
magnetycznego oraz zmniejsza liczbę procesów technologicznych związanych z wytworzeniem rdzenia magnetycznego wirnika oraz magnesów hybrydowych. Pozwala więc na obniżenie sumarycznego kosztu produkcji maszyny. Zastosowanie magnesów o konstrukcji hybrydowej różnicuje parametry magnetyczne różnych fragmentów magnesów. Takie rozwiązanie pozwala zwiększyć indukcję w szczelinie silnika, ukształtować sinusoidalną zmianę indukcji i zwiększyć odporność skrajnych obszarów magnesu na odmagnesowanie. Elementem wytwarzającym moment rozruchowy może być tuleja przewodząca osadzona na cylindrycznym rdzeniu wirnika z magnesami. Rozwiązanie to uzasadniają względy technologiczne. W analizowanej konstrukcji hybrydowego silnika magnetoelektrycznego zwiększenie momentu początkowego i zdolności synchronizacji oraz jednoczesne osiągnięcie dobrych właściwości eksploatacyjnych stanu ustalonego jest trudne. Wymaga to starannego dobrania odpowiednich grubości i materiału tulei rozruchowej oraz rodzaju, wielkości i rozmieszczenia magnesów trwałych o budowie hybrydowej.

Hybrydyzacja magnesów, niesie ze sobą kilka poważnych wyzwań technologicznych. Przykładowym problemem jest montaż magnesów hybrydowych na powierzchni wirnika silnika magnetoelektrycznego. W zadawalający sposób rozwiązuje go technologia opracowana w Instytucie Tele-i Radiotechnicznym z Warszawy [6], [8].

W artykule przedstawiono wyniki wstępnej analizy numerycznej wpływu materiału oraz grubości tulei rozruchowej na właściwości rozruchowe silnika synchronicznego małej mocy o kompaktowej budowie wirnika wzbudzanego magnesami hybrydowymi, przeznaczonego do rozruchu bezpośredniego. Obliczenia wykonano metodą elementów skończonych (FEM) wykorzystując opracowany połowo-obwodowy model obliczeniowy wybranej konstrukcji silnika.

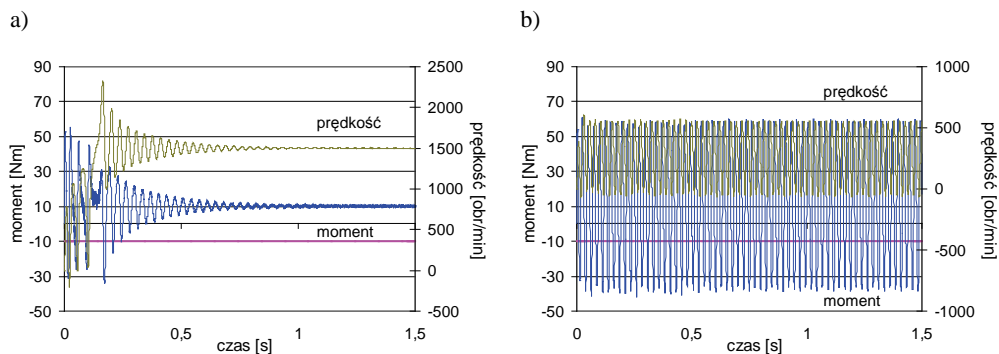
2. OBLICZENIA NUMERYCZNE

Opracowano połowo-obwodowy model obliczeniowy silnika magnetoelektrycznego z kompaktowym wirnikiem hybrydowym wykorzystując komercyjny program Maxwell 2D (Ansys Corp). W modelu przyjęto, że część magnetowodu magnetycznie miękka (rys. 1a-4) jest wykonana z proszku żelaza Somaloy 500, a magnesy hybrydowe złożone są z silniejszego magnesu neodymowego o parametrach $H_c = 909000$ A/m, $B_r = 1,05$ T typu N42SH (rys. 1a-3) oraz dielektromagnesu wykonanego z proszku MQP-A o parametrach $H_c = 404970$ A/m, $B_r = 0,6$ T (rys. 1a-1). Elementem obwodu wirnika wytwarzającym moment rozruchowy jest tuleja (rys. 1a-2) wykonana z miedzi lub aluminium, nasadzona na cylindryczny wirnik wykonany technologią hybrydową. W budowie rozpatrywanego silnika wykorzystano stojan i elementy konstrukcyjne silnika indukcyjnego typu Sh90L-4. Konstrukcję mechaniczną wirnika oraz fragment magnetowodu wraz z siatką dyskretyzacyjną pokazano na rysunku 1.

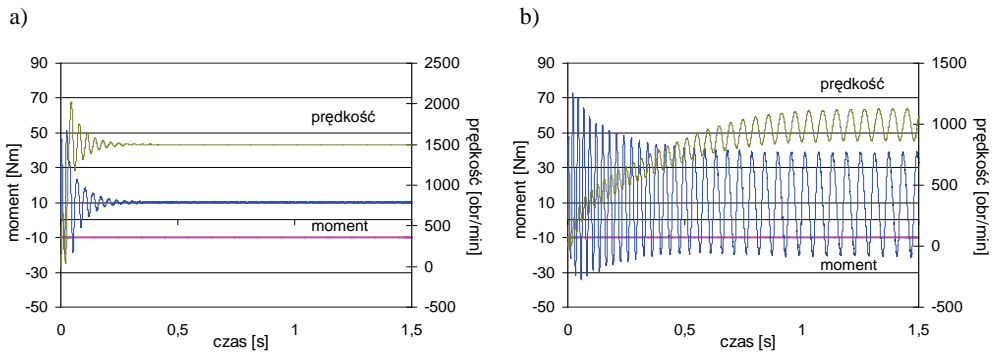


Rys. 1. Konstrukcja mechaniczna (a) oraz fragment magnetowodu z siatką dyskretyzacyjną (b) modelowanego silnika; 1 – magnes spajany, 2 – tuleja aluminiowa lub miedziana, 3 – magnes spiekany, 4 – Somaloy 500

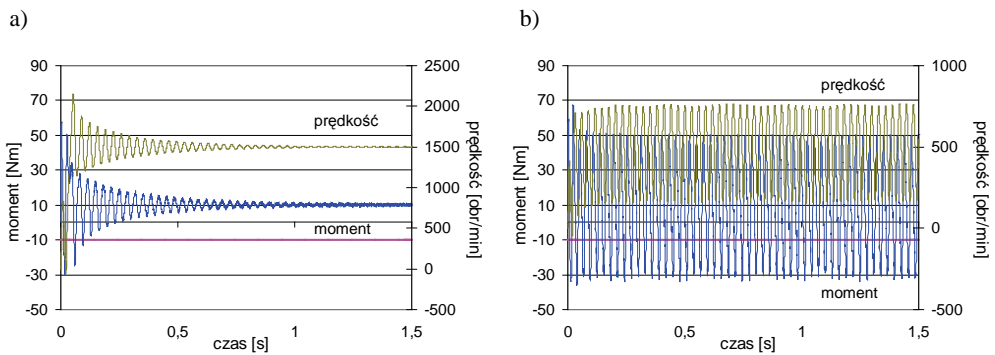
Przy pomocy opracowanego modelu wykonano obliczenia procesu rozruchu i synchronizacji badanego silnika. W obliczeniach przyjęto wentylatorowy moment obciążenia o wartości znamionowej 10,16 N·m oraz moment stały o takiej samej wartości. Obliczenia wykonano dla różnych krotności momentu bezwładności wirnika wynoszącego $J_w = 0,0029 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$. Uwzględniono również różną grubość oraz różny materiał tulei wytwarzającej moment rozruchowy. Wyniki obliczeń prędkości obrotowej, momentu elektromagnetycznego oraz momentu obciążenia pokazano na rysunkach 2–9.



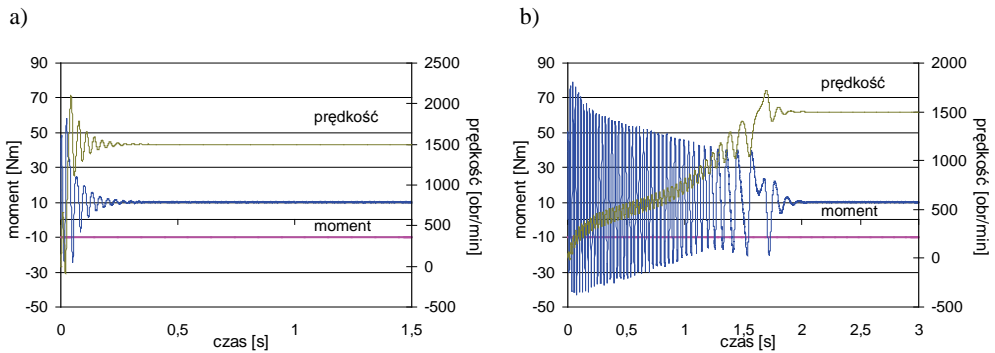
Rys. 2. Rozruch silnika z tuleją aluminiową o grubości 1 mm, obciążonego momentem o wartości stałej przy różnych momentach bezwładności J_w (a) oraz $2J_w$ (b)



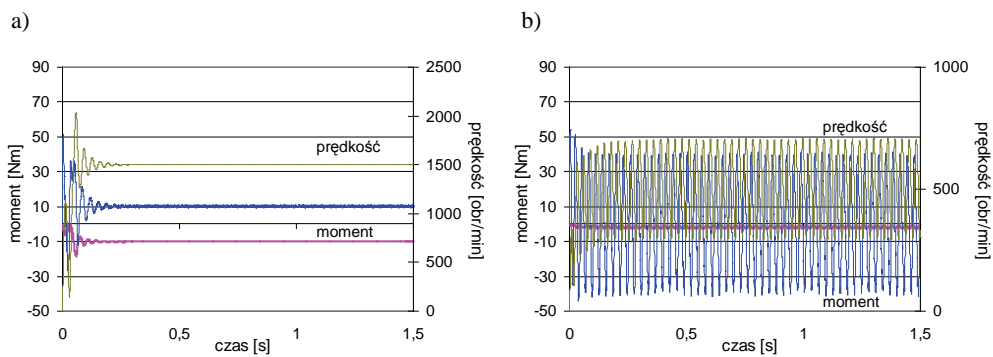
Rys. 3. Rozruch silnika z tuleją aluminiową o grubości 3 mm, obciążonego momentem o wartości stałej przy różnych momentach bezwładności J_w (a) oraz $7J_w$ (b)



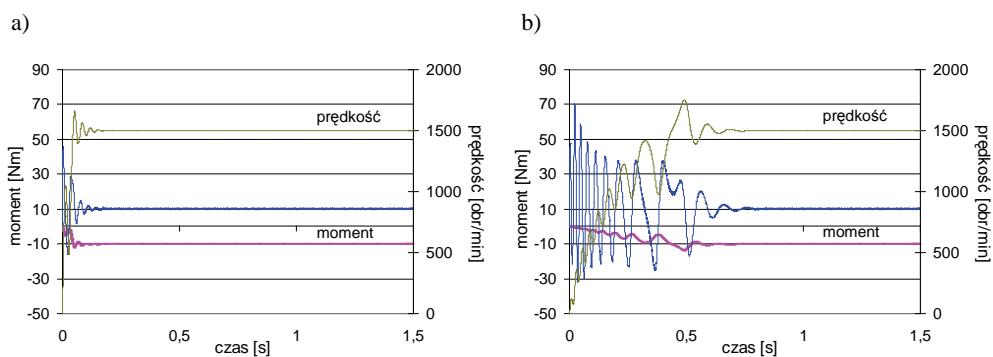
Rys. 4. Rozruch silnika z tuleją miedzianą o grubości 1 mm, obciążonego momentem o wartości stałej przy różnych momentach bezwładności J_w (a) oraz $2J_w$ (b)



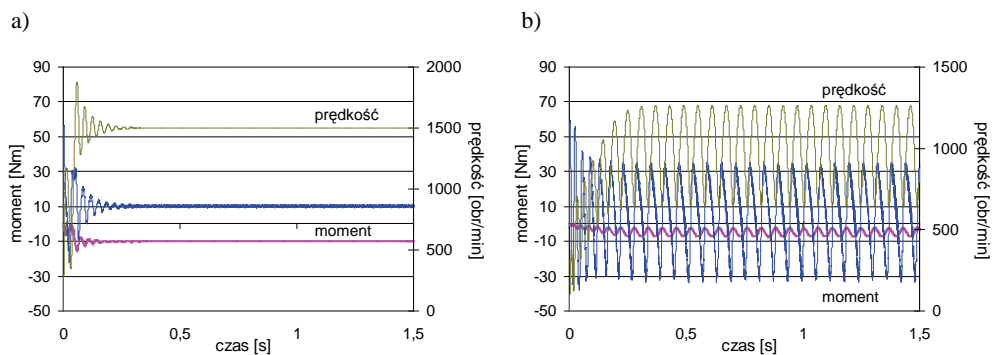
Rys. 5. Rozruch silnika z tuleją miedzianą o grubości 3 mm, obciążonego momentem o wartości stałej przy różnych momentach bezwładności J_w (a) oraz $10J_w$ (b)



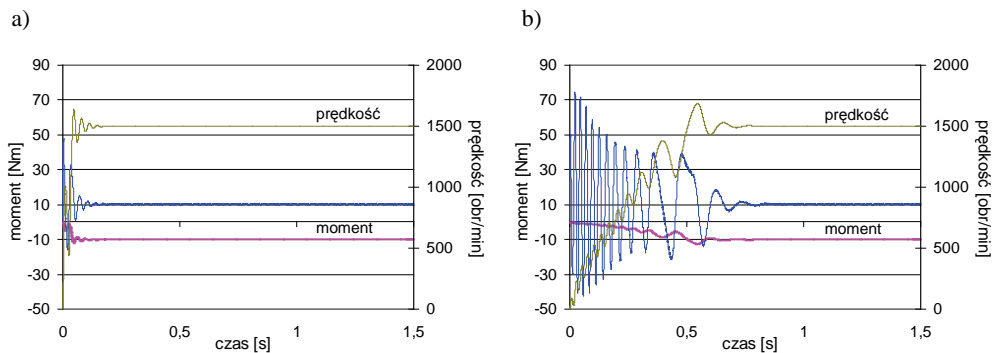
Rys. 6. Rozruch silnika z tuleją aluminiową o grubości 1 mm, obciążonego momentem wentylatorowym przy różnych momentach bezwładności J_w (a) oraz $3J_w$ (b)



Rys. 7. Rozruch silnika z tuleją aluminiową o grubości 3 mm, obciążonego momentem wentylatorowym przy różnych momentach bezwładności J_w (a) oraz $7J_w$ (b)



Rys. 8. Rozruch silnika z tuleją miedzianą o grubości 1 mm, obciążonego momentem wentylatorowym przy różnych momentach bezwładności J_w (a) oraz $3J_w$ (b)



Rys. 9. Rozruch silnika z tuleją miedzianą o grubości 3 mm, obciążonego momentem wentylatorowym przy różnych momentach bezwładności $J_w \cdot 1$ (a) oraz $J_w \cdot 10$ (b)

Dla tulei o grubości 1 mm, zarówno aluminiowej, jak i miedzianej, moment rozruchowy jest bardzo mały i nie umożliwia rozruchu i synchronizacji przy realnych wartościach momentu bezwładności układu napędowego (rys. 2, 4, 6, 8).

Zwiększenie grubości tulei do 3mm poprawia właściwości rozruchowe (rys. 3, 5, 7, 9). W przypadku zastosowania tulei miedzianej skuteczny rozruch i synchronizacja może być dokonana dla bezwładności układu napędowego 10-ciokrotnie większej niż bezwładność samego wirnika (rys. 9b). Zwiększenie grubości elementu przewodzącego zmniejsza wartość momentu zaczepowego ale obniża jednocześnie przeciążalność silnika. Analizowana konstrukcja silnika szczególnie nadaje się do zastosowań, w których bardzo istotne jest ograniczenie pulsacji momentu silnika, nawet kosztem pogorszenia właściwości eksploatacyjnych.

3. PODSUMOWANIE

Analizowana konstrukcja silnika magnetoelektrycznego o rozruchu własnym charakteryzuje się niską wartością maksymalnego momentu zaczepowego, co jest następstwem braku żłobkowania wirnika. Odpowiednie dobranie grubości tulei rozruchowej zapewnia poprawę właściwości rozruchowych oraz zmniejszenie pulsacji momentu podczas pracy synchronicznej silnika. Zwiększenie grubości elementu przewodzącego wiąże się jednak z pogorszeniem właściwości eksploatacyjnych silnika.

LITERATURA

- [1] ANCUTI R., BOLDEA I., ANDREESCU G.-D., *Sensorless V/f control of high-speed surface permanent magnet synchronous motor drives with two novel stabilising loops for fast dynamics and robustness*, Electric Power Applications, IET, Vol. 4, Issue: 3, 2010, 149–157.
- [2] ANTAL L., ZALAS P., *Soft and synchronous starting of low-power SMPMSM motor*, Przegląd Elektrotechniczny, nr 2b/2013, 173–176.
- [3] BUJACZ S., CICHOWSKI A., SZCZEPANKOWSKI P., NIEZNANSKI J., *Sensorless control of high speed permanent-magnet synchronous motor*, EPE '09, 13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009, 1–10.
- [4] CHEN NING, WANG ZHIHONG, YU SHOUYI, GUI WEIHUA, GUO YUQIAN, *A new starting method of sensorless PMSM motors based on STM32F103B*, Control Conference (CCC), 2010, 29th Chinese, 2010, 4964–4968
- [5] JĘDRYCZKA C., NOWAK M., RADZIUK K., STACHOWIAK D., *Magnesy hybrydowe w silnikach synchronicznych o rozruchu własnym*, Materiały X Jubileuszowego Seminarium Naukowego Wybrane Zagadnienia Elektrotechniki i Elektroniki, 27–29 września 2012, Ustroń.
- [6] KAPELSKI D., JANKOWSKI B., KARBOWIAK M., PRZYBYLSKI M., ŚLUSAREK B., *Research of magnetic properties of hybrid composite elements*, Przegląd Elektrotechniczny, nr 5a, 2012, 26–27.
- [7] KISIELEWSKI P., ANTAL M., GIERAK D., ZALAS P., *Zastosowanie magnesów trwałych w silnikach elektrycznych dużej mocy*, SME 2011, Szczecin, 19–22 czerwca 2011, Masz. Elektr. Zesz. Probl. BOBRME Komel, nr 92, 187–192.
- [8] ŚLUSAREK B., JANKOWSKI B., KAPELSKI D., KARBOWIAK M., PRZYBYLSKI M., ZAWILAK J., ANTAL L., ZALAS P., GOŹDZIEWICZ M., *Synchronous motor with hybrid permanent magnets on the rotor*, XVI International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering, ISEF 2013, Ohrid, Macedonia, 12–14 September 2013.
- [9] ZALAS P., KISIELEWSKI P., *Zastosowanie magnesów trwałych w silnikach elektrycznych małej mocy*, Problemy Eksploatacji Maszyn i Napędów Elektrycznych, PEMINE, Ryto, 25–27 maja 2011, Masz. Elektr. Zesz. Probl. BOBRME Komel nr 91, 109–112.
- [10] ZALAS P., *Magnesy trwałe w wirniku silnika synchronicznego małej mocy*, Prace Nauk. IMNiPE PWr. nr 65, Wrocław, 2011, 99–116.

MAGNETOELECTRIC LOW POWER SYNCHRONOUS MOTOR
WITH HYBRID MAGNETS – PRODUCTION TECHNOLOGY

The paper presents selected motor design with a compact permanent magnets hybrid rotor, adapted for line starting. Analyzed theoretically rotor consists of a soft magnetic composite, sintered Nd-Fe-B magnets, bonded Nd-Fe-B magnets and copper or aluminium sleeve as a squirrel cage. Performed initial study of the starting properties including the influence of the value of the total moment of inertia of the drive system and the characteristics and values of the load torque on waveforms of the basic electromechanical quantities. Numerical analysis were performed using a specially developed, two-dimensional field-circuit model of the motor, using the finite element method. It also presents a description of the mechanical design and the technology of producing motors of this type.

*jednofazowy silnik indukcyjny, jednofazowy silnik synchroniczny
magnesy trwałe, rolety, markizy*

Maciej GWOŹDZIEWICZ*
Jan ZAWILAK*

DWUKIERUNKOWY JEDNOFAZOWY SILNIK SYNCHRONICZNY Z MAGNESAMI TRWAŁYMI

W artykule przedstawiono konstrukcję dwukierunkowego jednofazowego silnika synchronicznego z magnesami trwałymi o rozruchu bezpośrednim. W programie Maxwell wersja 16.0 zbudowano model połowo-obwodowy. Poddano analizie różne konstrukcje wirnika i ich wpływ na parametry silnika.

1. WSTĘP

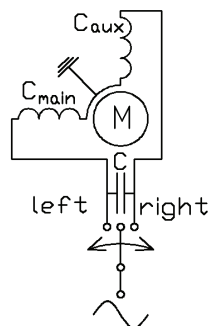
Dwukierunkowe jednofazowe silniki elektryczne są powszechnie stosowane w aplikacjach małej mocy (do 2 kW) wymagających ciągłej zmiany kierunku wirowania. Typowym zastosowaniem silników tego typu są rolety, bramy garażowe, markizy itp. Przykład takiego silnika indukcyjnego (w obudowanie przystosowanej do bezpośredniego montażu w wałku rolety wraz z przekładnią planetarną i kondensatorem pracy) pokazano na rysunku 1. Schemat elektryczny dwukierunkowego jednofazowego silnika prądu przemiennego pokazano na rysunku 2. Dwukierunkowy jednofazowy silnik prądu przemiennego charakteryzuje się tym, że liczba zwojów uzwojenia głównego i pomocniczego stojana jest taka sama. Zmianę kierunku wirowania uzyskuje się przez przełączenie kondensatora do jednego lub drugiego pasma fazowego (rys. 2).

Silnik taki zasilany jest przewodem 4-żyłowym (2 żyły fazowe, 1 neutralna, 1 ochronna).

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wroclaw, e-mail: maciej.gwozdziejwicz@pwr.wroc.pl, jan.zawilak@pwr.wroc.pl



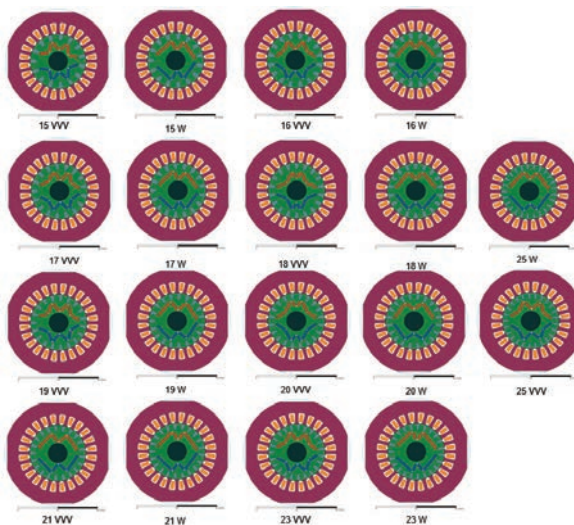
Rys. 1. Dwukierunkowy
jednofazowy silnik indukcyjny
przystosowany do montażu w rolcie



Rys. 2. Schemat elektryczny
jednofazowego dwukierunkowego
silnika prądu przemiennego

2. MODEL POŁOWO-OBWODOWY BADANEGO SILNIKA

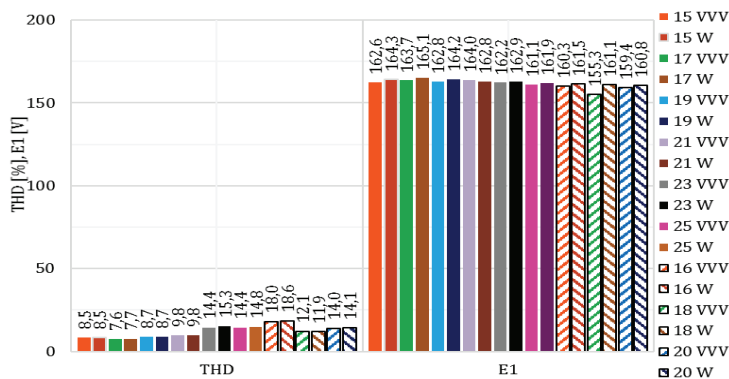
Wykorzystując program Maxwell wersja 16 opracowano dwuwymiarowe modele połowo-obwodowe dwukierunkowego jednofazowego silnika synchronicznego z magnesami trwałymi o rozruchu bezpośrednim. Do budowy modeli wykorzystano konstrukcję mechaniczną oraz magnetowód stojana jednofazowego silnika indukcyjnego masowej produkcji typu SEh 80-2B o następujących danych znamionowych: $P_n = 1,1 \text{ kW}$, $U_n = 230 \text{ V}$, $I_n = 7,0 \text{ A}$, $f_n = 50 \text{ Hz}$, $n_n = 2780 \text{ obr/min}$. Wersje opracowanych modeli silników, których numer modelu oznacza liczbę zębów w wirniku, pokazano na rysunku 3.



Rys. 3. Modele symulacyjne
dwukierunkowych jednofazowych
silników synchronicznych z magnesami
trwałymi o rozruchu bezpośrednim

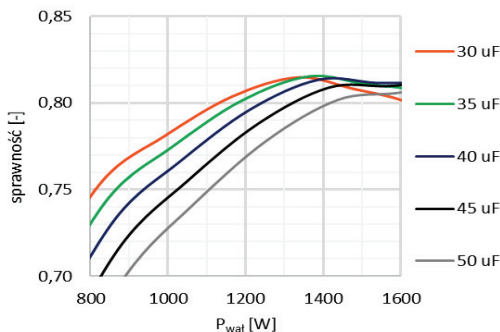
3. WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH MODELI SILNIKÓW Z MAGNESAMI TRWAŁYMI

Wykorzystując opracowane modele polowo-obwodowe dwukierunkowych silników synchronicznych wykonano obliczenia i zbadano wpływ liczby żłobków wirnika i kształt magnesów trwałych na wartość SEM (wersja modelu) oraz współczynnik THD SEM. Wyniki obliczeń symulacyjnych pokazano na rysunku 4.



Rys. 4. Wpływ liczby żłobków wirnika (wersja modelu) oraz kształtu magnesów trwałych na SEM i współczynnik THD SEM dwukierunkowego jednofazowego silnika synchronicznego z magnesami trwałymi

Z przeprowadzonych badań symulacyjnych wynika, że najlepszym jest model silnika nr 17W, w którym liczba żłobków wirnika $Q_r = 17$ a magnesy trwałe ułożone są w kształcie W. Na uwagę zasługuje fakt, iż wirnik 17W jest niesymetryczny a kąt elektryczny pomiędzy osiami biegunów $\alpha_{el} \neq 180^\circ$. Takie rozwiązanie korzystnie wpływa na współczynnik THD SEM indukowanej od magnesów trwałych.



Rys. 5. Wykres sprawności w funkcji obciążenia dwukierunkowego jednofazowego silnika synchronicznego z magnesami trwałymi dla różnych wartości pojemności kondensatora pracy

Następnie zbadano wpływ pojemności kondensatora pracy na właściwości silnika. Wyniki badań przedstawiono na rysunku 5.

Z uzyskanych wyników obliczeń symulacyjnych wynika, że największą sprawność $\eta_{\max} = 81,6\%$ dla $P_2 = (0,9-1,0) P_n$ ma silnik z kondensatorem o pojemności kondensatora pracy $C_{\text{run}} = 35 \mu\text{F}$.

W tabeli 1 zestawiono wyniki obliczeń parametrów eksploatacyjnych dwukierunkowego jednofazowego silnika synchronicznego z magnesami trwałymi PMSM, z wirnikiem wg modelu 17W, i porównano je z fabrycznym silnikiem indukcyjnym jednofazowym.

Tabela 1. Porównanie dwukierunkowych jednofazowych silników indukcyjnego i synchronicznego

typ silnika		IM	PMSM
P_n	kW	1,1	1,5
n_n	obr./min	2780	3000
η_n	%	72,0	81,1
$\cos\varphi$	–	0,97	0,95
I_n	A	7,0	8,2

Na podstawie wyników zestawionych w tabeli 1 wynika, że dwukierunkowy jednofazowy silnik synchroniczny z magnesami trwałymi ma znacznie lepsze właściwości eksploatacyjne od odpowiadającemu mu dwukierunkowego jednofazowego silnika indukcyjnego. Należy zwrócić uwagę, że przez zastosowanie magnesów trwałych można uzyskać o ok. 36% większą moc znamionową w tym samym gabarycie silnika.

4. WNIOSKI

Na podstawie wykonanych badań symulacyjnych można stwierdzić, że możliwe jest zbudowanie dwukierunkowego jednofazowego silnika synchronicznego z magnesami trwałymi. W porównaniu z obecnie produkowanymi silnikami indukcyjnymi ma znacznie większą sprawność. Przez zastosowanie magnesów trwałych można uzyskać większą moc znamionową w tej samej objętości maszyny. Natomiast bardziej interesującym jest zmniejszenie objętości maszyny przy zachowaniu mocy znamionowej. Ma szczególne znaczenie dla dwukierunkowych napędów, w których silniki umieszcza się wewnątrz wałków z materiałem markizy lub panczem rolety.

LITERATURA

- [1] ALIABAD A.D. MIRSALIM M., ERSHAD N.F., *Line-Start Permanent-Magnet Motors: Significant Improvements in Starting Torque, Synchronization, and Steady-State Performance*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 46, Iss. 12, 2010, 4066–4072.
- [2] FENG X., LIU L., KANG J., ZHANG Y., *Super premium efficient line start-up permanent magnet synchronous motor*, 2010 XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM), Rome, Italy, 6–8 September 2010, 1–6.
- [3] GUANG Y., JUN M., JIAN-XIN S., YU W., *Optimal design and experimental verification of a line-start permanent magnet synchronous motor*, 2008, ICEMS 2008. International Conference on Electrical Machines and Systems, 2008, 3232–3236.
- [4] GWOŹDZIEWICZ M., ZAWILAK J., *Single-phase line start permanent magnet synchronous motor rotor designing*, Przegląd Elektrotechniczny, 2013.
- [5] KURIHARA K., WAKUI G., KUBOTA T., *Steady-state performance analysis of permanent magnet synchr. motors including space harmonics*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 30, No. 3, 1994.
- [6] LIANG F., LEE B. H., JUNG-PYO H., HYUK N., *Estimation of Magnet Reduction in Single-Phase Line-Start Permanent Magnet Synchronous Motor*, Industry Applications Society Annual Meeting, 2009, IAS 2009, IEEE.
- [7] LIN D., ZHOU P., LAMBERT N., *Starting Winding Optimization in Single-Phase*, Electrical Machines (ICEM), XIX International Conference, 2010.
- [8] Popescu M., Miller T.J.E., mcgilp M.I., *Torque behavior of 1-phase permanent magnet AC motor*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 21, 2006.
- [9] YANG G., MA J., SHEN J.X., WANG Y., *Optimal design and experimental verification of a line-start permanent magnet synchronous motor*, ICEMS 2008, International Conference on Electrical Machines and Systems, 2008, 3232–3236.
- [10] ZHONG H., WANG X., WANG D., *Analysis and Design of a New Type High-efficiency Single-phase Induction Motor Based on Negative Sequence Magnetic Field Compensation*, Electrical Machines and Systems, ICEMS, 2008.

TWO-DIRECTIONAL SINGLE-PHASE SYNCHRONOUS MOTOR

The paper deals with constructions of two-directional two-pole single-phase line start permanent magnet synchronous motor. Circuit-field single-phase line start permanent magnet synchronous motor models were applied in Maxwell ver. 16 program. Various rotor constructions were taken into account. Influence of the rotor construction on the motor properties was examined.

*turbina parowa, turbogenerator,
regulator turbiny*

Adam GOZDOWIAK*, Piotr KISIELEWSKI*

MODEL TURBINY PAROWEJ Z REGULATOREM

W artykule przedstawiono model turbiny parowej wraz z jej regulatorem przeznaczony do symulacji stanów dynamicznych turbozespołu składającego się z turbiny parowej i turbogenerators. Opisano poszczególne człony regulacyjne. Zaprezentowany model regulacyjny jest przeznaczony do badania stabilności pracy turbogenerators.

1. WSTĘP

W systemie elektroenergetycznym głównym źródłem mocy czynnej i biernej są turbogenerators napędzane przez turbiny parowe oraz gazowe. Każda z turbin jest wyposażona w układ regulacyjny, zapewniający rozruch turbozespołu oraz dostosowanie generowanej mocy czynnej do mocy pobieranej przez odbiorców wraz ze stratami przesyłowymi w każdej chwili.

W artykule przedstawiono model turbiny parowej wraz z układem regulacji, przeznaczony do wykorzystania w symulacjach stanów przejściowych turbozespołu.

2. MODEL TURBINY PAROWEJ

W elektrowniach konwencjonalnych i jądrowych energia zawarta w paliwie jest wykorzystywana do produkcji wysokociśnieniowej i wysokotemperaturowej pary w kotle parowym. Energia zawarta w parze jest przemieniana w energię mechaniczną poprzez rozprężanie się na łopatkach turbiny parowej. Para rozprężając się do niskiego ciśnienia przekazuje turbinie energię kinetyczną. W ten sposób powstaje moment napędowy na wale turbiny sprzęgniętej mechanicznie z wirnikiem turbogenerators. Przy

* Politechnika Wrocławska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: adam.gozdowiak@pwr.wroc.pl, piotr.kisielewski@pwr.wroc.pl

stałej prędkości obrotowej wirnika, wartość generowanej mocy czynnej przez generator jest proporcjonalna do momentu napędowego powstającego w turbinie. Natomiast wytwarzana moc mechaniczna w turbinie zależy od właściwości pary przepływającej przez jej łopatki (temperatura, ciśnienie) oraz od przepływu pary przez zawory. Temperatura oraz ciśnienie pary wlotowej do turbiny są regulowane w taki sposób, aby utrzymywać właściwości pary na jednakowym, niezmiennym poziomie. Natomiast poziom otwarcia zaworów jest regulowany, ponieważ przy stałych parametrach pary, to on decyduje o wartości mocy mechanicznej turbiny, która jest proporcjonalna do przepływu pary.

$$P_T = D_T (i_o - i_k) \quad (1)$$

gdzie:

P_T – moc turbiny,

D_T – przepływ pary do turbiny,

i_o – poziom entalpii w sprężonej parze wpływającej do turbiny,

i_k – poziom entalpii w rozprężonej parze wylatującej z turbiny.

Turbina parowa dzieli się na trzy części: wysokoprężną (WP), średnioprężną (SP) oraz niskoprężną (NP). Części te występują jedna za drugą i są osadzone na wspólnym wale. Podział ten pozwala na przegrzanie pary między poszczególnymi częściami, co skutkuje wzrostem entalpii, a tym samym wzrostem sprawności turbiny parowej. Każda z powyższych części przyczynia się do powstania momentu napędowego.

Para przegrzana wychodząca z kotła parowego częściowo rozpręża się w części wysokoprężnej, a następnie jest kierowana do podgrzewacza międzystopniowego, gdzie uzyskuje większą entalpię. Po podgrzaniu para jest częściowo rozprężana w części średnioprężnej, a następnie jest kierowana przez zwrotnicę rurową do ostatniej części niskoprężnej. W ostatniej fazie procesu przemiany energii chemicznej zawartej w paliwie w energię mechaniczną, para mokra, czyli z niewielką ilością wykroplonej wody przechodzi do skraplacza, gdzie następuje proces zamiany pary w ciecz poprzez skraplanie.

Model rozpatrywanej turbiny został przedstawiony na rysunku 1. Pominięto w nim zawory bezpieczeństwa, które służą głównie do rozruchu turbozespołu, natomiast po synchronizowaniu generatora z siecią, nie biorą one udziału w procesie regulacji.

Turbinę parową można w uproszczeniu przedstawić w postaci członu inercyjnego, w którym stała czasowa jest równa opóźnieniu wynikającemu z rozprężania pary przez łopatki. Jest to czas po jakim para wysokoprężna wprowadzana do turbiny ulegnie rozprężeniu i wydostanie się na zewnątrz turbiny. W celu wyprowadzenia transmitancji na model turbiny, wprowadzono element zastępczy jakim jest zbiornik pary, do którego wlatuje para sprężona D_{we} oraz wylatuje para rozprężona D_{wy} , rys. 2.

P_N – znamionowa wartość ciśnienia,

D_N – znamionowy przepływ pary na wyjściu zbiornika.

Uwzględniając stałą temperaturę w zbiorniku można zapisać zależność zmiany masy właściwej pary w czasie (4).

$$\frac{dp}{dt} = \frac{dP}{dt} \frac{dp}{dP}. \quad (4)$$

Z zależności 1, 2 oraz 3 otrzymuje się równanie na różnicę przepływów pary wlotowej i wylotowej (5).

$$D_{we} - D_{wy} = V \frac{dp}{dP} \frac{P_N}{Q_N} \frac{dD_{wy}}{dt}. \quad (5)$$

Stała czasowa T_T odpowiadająca bezwładności masy pary jest wyrażona w równaniu (6).

$$T_T = V \frac{dp}{dP} \frac{P_N}{Q_N}. \quad (6)$$

Wykorzystując zapis Laplace'a, równanie na różnicę przepływów pary wlotowej i wylotowej przedstawiono w równaniu (7).

$$D_{we} - D_{wy} = T_T \frac{dD_{wy}}{dt}. \quad (7)$$

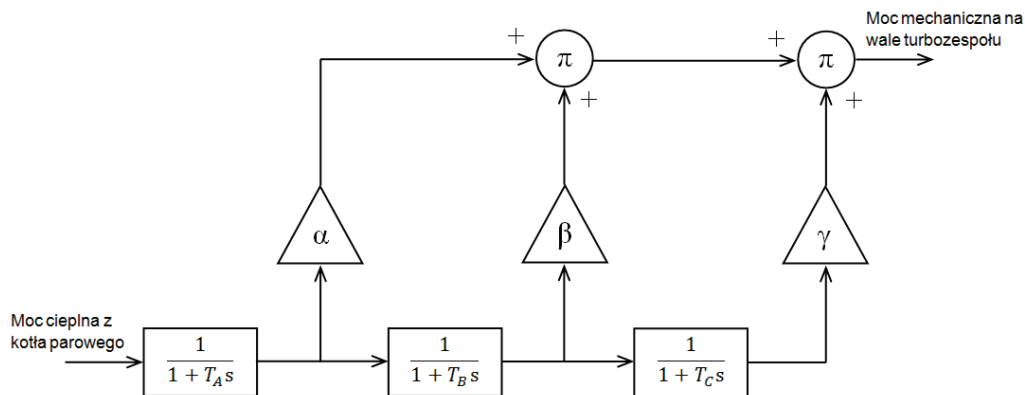
Odpowiednie przekształcenie równania (7) umożliwia wyznaczenie transmitancji turbiny (8).

$$\frac{D_{wy}}{D_{we}} = \frac{1}{1 + T_T s}. \quad (8)$$

Równanie (8) można odnieść tylko do turbiny parowej bez przegrzewacza pary, czyli do jednostek wytwórczych generujących moc do 100 MW. Obecnie istniejące i budowane elektrownie konwencjonalne posiadają moce znamionowe bloku znacznie przekraczającą tę moc, dlatego w rozważaniach ujęto turbinę parową wraz z pojedynczym przegrzewaczem pary. Schemat blokowy takiej turbiny jest widoczny na rys. 3.

Między głównym zaworem regulacyjnym ZG, a wysokopięzną częścią turbiny znajduje się skrzynia zaworowa, która wprowadza opóźnienia czasowe wynikające ze zmiany położenia zaworu oraz z czasu przepływu pary przez wysokopięzną część turbiny. Na schemacie blokowym opóźnienie to przedstawiono za pomocą stałej czasowej T_A . Stała czasowa T_B reprezentuje opóźnienie związane z przegrzaniem pary, natomiast T_C wynika z przepływu pary przez zwrotnicę zaworową pomiędzy średnio-pięzną a niskopięzną częścią turbiny parowej. Uwzględniając fakt, że moc mecha-

niczna uzyskiwana z turbiny jest proporcjonalna do strumienia pary, można przyjąć, że każda część turbiny może być zamodelowana przez stałą reprezentującą stosunek mocy powstającej w tej części do całkowitej mocy turbiny. Dlatego też przyjęto, że α , β , γ odpowiadają odpowiednio części wysoko-, średnio- i niskoprężnej w stosunku 0,3 (WP) : 0,4 (SP) : 0,3 (NP) [3].



Rys. 3. Schemat blokowy jednowałowej turbiny parowej wraz z pojedynczym przegrzewaczem pary

Schemat blokowy z rys. 3 może być zastąpiony przez transmitancję zastępczą wyrażoną w postaci (9).

$$T_{\text{Turbiny}}(s) = \frac{\alpha T_B T_C s^2 + [\alpha(T_B + T_C) + \beta T_C]s + 1}{T_A T_B T_C s^3 + (T_A T_B + T_A T_C + T_B T_C)s^2 + (T_A + T_B + T_C)s + 1}. \quad (9)$$

3. UKŁAD REGULACYJNY TURBINY PAROWEJ

Pierwszym elementem w układzie regulacyjnym turbiny parowej jest urządzenie mierzące prędkość obrotową wału sprzęgającego turbinę z wirnikiem turbogeneratora. Dawniej takim urządzeniem był regulator odśrodkowy, który pod wpływem zmian prędkości obrotowej przesuwał liniowo położenie ramion mechanizmu na skutek powstania sił odśrodkowych. Zmiana położenia ramion była proporcjonalna do zmian prędkości obrotowej wału turbozespołu. Obecnie prędkość obrotowa jest odczytywana za pomocą urządzeń elektronicznych, które charakteryzują się wysoką dokładnością oraz znikomym opóźnieniem reakcji [4].

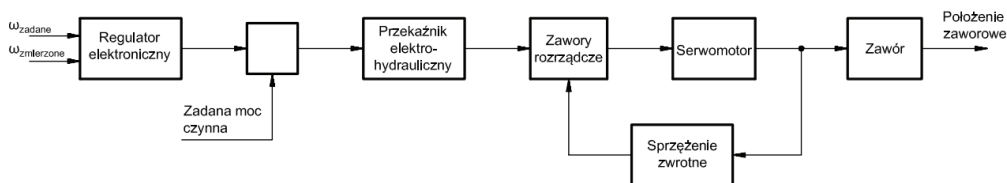
W nowszych rozwiązaniach mechaniczny regulator prędkości obrotowej jest używany tylko do regulacji prędkości w trakcie rozruchu turbiny. Natomiast po zsynchronizowaniu generatora z systemem elektroenergetycznym jest odstawiany. Regulację

od tego momentu przejmuje regulator elektrohydrauliczny, który wykorzystuje elementy wykonawcze regulatora mechaniczno-hydraulicznego, w którego skład wchodzi zawory rozrządzące oraz hydrauliczny serwowmotor. Zawory rozrządzące są regulowane dwoma przetwornikami. Pierwszy służy do szybkiego przesuwania tłoka zaworu w niewielkim zakresie, natomiast drugi przesuwa powoli tłok w szerokim zakresie. Dodatkowo regulator ten zbiera sygnały pomiarów prędkości obrotowej wirnika i za pomocą nich jest w stanie ograniczyć kołysania wirnika przy zmianie obciążenia, bądź przy zmianie momentu napędowego.

Uchyb powstały na skutek różnicy zmierzonej prędkości obrotowej oraz zadanej wartości, jest używany do regulacji poziomu otwarcia zaworów regulacyjnych przepływu sprężonej pary do turbiny. Niestety wartość uchybu jest niewystarczająca do podniesienia zaworu, dlatego stosuje się dodatkowo hydrauliczny serwowmotor w celu zwiększenia poziomu energii niezbędnej do przesunięcia zaworów turbiny. W takich rozwiązaniach stosuje się wysoko ciśnieniowy płyn, odporny na bardzo wysokie temperatury, który dodatkowo zwiększa energię potrzebną do przesunięcia tłoka.

Kolejnym członem w układzie regulacyjnym jest przepływowy zawór pary. Charakterystyka zaworu korkowego jest nieliniowa, co utrudnia regulację, ponieważ sygnał regulacyjny sterujący otwarciem zaworu nie jest w stanie wymusićżądanego przepływu pary przy określonym poziomie otwarcia. Natomiast w przypadku charakterystyki liniowej sygnał regulacyjny wymusza zmianę poziomu otwarcia zaworu, który jest proporcjonalny do zmian przepływu pary. Dlatego też stosuje się kompensację w celu zlinearyzowania odpowiedzi jaką jest przepływ pary na wymuszenie poziomu otwarcia zaworu. Jedną z metod kompensacji jest użycie generatora funkcyjnego umiejscowionego w pętli sprzężenia zwrotnego. Generator ten wymusza sygnał opisany funkcją zaworu.

Uproszczony schemat przedstawiający najważniejsze elementy układu regulacyjnego turbiny parowej został przedstawiony na rys. 4.

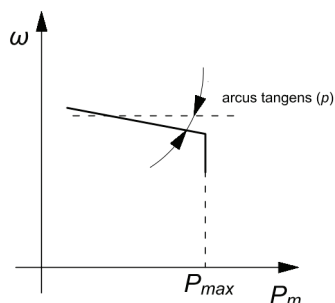


Rys. 4. Schemat blokowy układu regulacji turbiny parowej

Układ regulacji turbiny powinien zapewnić możliwie małą zmianę prędkości obrotowej przy zmianie obciążenia. Uzyskuje się to poprzez odpowiednie ustawienie w regulatorze wartości statyzmu [2]. Statyzm ρ to względne zwiększenie prędkości niezbędne do wymuszenia pełnej zmiany położenia zaworów Δc od stanu otwarcia do stanu zamknięcia i jest wyrażone w postaci (10).

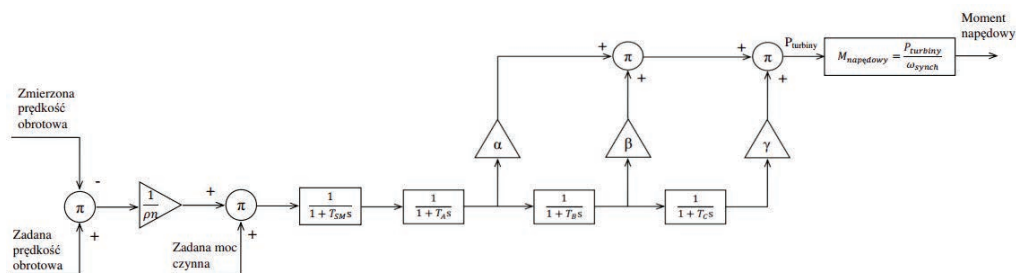
$$\frac{\Delta\omega}{\omega_{\text{synch}}} = -\rho\Delta c = -\rho \frac{\Delta P}{P_n} \quad (10)$$

Odpowiedni dobór statyzmu przyczynia się do stabilności pracy turbogenerатора podczas zakłóceń powodujących zmiany prędkości obrotowej. W przypadku kiedy statyzm jest dodatni, chwilowe zakłócenia powodujące obniżenie się prędkości obrotowej skutkują znacznym zwiększeniem mocy napędowej turbiny.



Rys. 5. Przykładowa charakterystyka statyczna turbiny z regulatorem

Na rysunku 6 został przedstawiony model wykorzystywany do regulacji mocy czynnej turbogeneratora. W pierwszym etapie następuje pomiar prędkości obrotowej turbozespołu oraz sumowanie jej razem z prędkością zadaną (synchroniczną). Następnie uchyb, czyli różnica prędkości zmierzonej i zadanej $\Delta\omega$ jest przyrównany do prędkości znamionowej ω_n , a następnie jest wzmacniany o odwrotność statyzmu.



Rys. 6. Model regulacji mocy czynnej turbogeneratora

W kolejnym etapie następuje sumowanie mocy zadeklarowanej z mocą wynikającą z różnicy prędkości obrotowej różnej od synchronicznej. W ten sposób powstaje drugi uchyb wykorzystywany do uruchamiania urządzeń regulacyjnych: przekąźnika prędkości, serwowatoru oraz poziomem otwarcia przepływowego zaworu pary. Końcowym etapem modelu jest wzmocnienie odpowiadające za utworzenie sygnału równego mo-

mentowi obciążenia, dlatego zastosowano iloraz mocy czynnej oraz synchronicznej prędkości kątowej.

4. WNIOSKI

Zaprezentowany model turbiny parowej z pojedynczym przegrzewaczem pary wraz ze układem regulacji może posłużyć do prowadzenia symulacji pracy turbozespołu i określenia stabilności pracy turbogeneratorsa w systemie elektroenergetycznym. Stworzony model w dokładny sposób odzwierciedla urządzenia regulacyjne występujące w elektrowniach konwencjonalnych. Dodatkowo uwzględniono dodatni statyzm, który przyczynia się do poprawy stabilności pracy turbogeneratorsa.

LITERATURA

- [1] MACHOWSKI J., BIALEK J.W., BUMBY J.R., *Power system Dynamics, Stability and control*, John Wiley & Sons, Wiltshire 2008.
- [2] KUNDUR P., *Power system stability and control*, McGraw-Hill, New York 1994.
- [3] IEEE COMMITTEE REPORT, *Dynamic models for steam and hydroturbines In Power system studies*, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-87 (6), 1973b, 1460–1464.
- [4] MACHOWSKI J., *Regulacja i stabilność systemu elektroenergetycznego*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2007.

MODEL OF STEAM TURBINE WITH REGULATOR

Presented article describes a tandem compound single-reheat turbine with control system. Governing system was described in detail. Additionally, there are included time constants reflected the real control equipments existing in the power plant. Presented model of active power control system can be used in the simulation of turbogenerator stability work.

*turbogenerator, modelowanie polowo-obwodowe,
układ regulacji, turbina parowa*

Adam GOZDOWIAK*, Piotr KISIELEWSKI*

MODELOWANIE UKŁADU REGULACJI MOCY CZYNNEJ TURBOGENERATORA

W artykule przedstawiono nowy sposób modelowania układu regulacji mocy czynnej turbogenera-
toratora. Wykorzystując dwa oddzielne środowiska programowe: FLUX oraz SIMULINK, zbadano
wpływ zmiany momentu napędowego pochodzącego od turbiny parowej na stabilność pracy turbo-
generatora. Zaprezentowane wyniki przedstawiają przebiegi czasowe wybranych wielkości elektro-
mechanicznych reprezentujących pracę turbogenera-
toratora w stanach dynamicznych.

1. WSTĘP

W systemie elektroenergetycznym głównym źródłem mocy jest generator syn-
chroniczny napędzany przez turbinę parową bądź gazową. Ciągła zmiana pobierania
energii elektrycznej przez odbiory lub odbiorców, wymusza ciągłą regulację w celu
dostosowania parametrów pracy do aktualnego zapotrzebowania.

Obecnie znane i opisywane metody obliczeniowe służące do badania stabilności
systemu elektroenergetycznego opierają się głównie na modelowaniu obwodowym
maszyny, poprzez opisanie właściwości generatora synchronicznego w osiach d i q
[6], [7]. W wielu tych metodach pomija się nieliniowość charakterystyki magnesowa-
nia bądź próbuje się ją z pewną dokładnością przybliżyć. W wielu metodach obwo-
dowych nie uwzględnia się prądów wirowych i pomniejsza lub zwiększa wpływ klatki
tłumiącej na tłumienie kołysań wirnika. Dlatego można sądzić, że nie odzwierciedlają
one w dość dokładny sposób zjawisk występujących w generatorze synchronicznym.

Metoda polowo-obwodowa jest odpowiednim narzędziem do badania stabilności
pracy w systemie elektroenergetycznym, gdyż z bardzo dobrą dokładnością potrafi
odzworować zjawiska występujące w turbogeneratorze na skutek różnych zakłóceń.

* Politechnika Wrocławska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchow-
skiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: adam.gozdowiak@pwr.wroc.pl, piotr.kisielewski@pwr.wroc.pl

W tej metodzie w każdym kroku symulacyjnym są rozwiązywane równania strumieniowo-napięciowe oraz równania ruchu wirnika. W obliczeniach uwzględnione są rzeczywiste parametry konstrukcyjne i charakterystyki magnesowania. Uwzględnienie litych klinów żłobków wirnika przyczynia się do odwzorowania rzeczywistych parametrów klatki tłumiącej i zaobserwowania jej realnego wpływu na tłumienie kołysań.

2. OPIS WYKORZYSTYWANYCH MODELI W PROCESIE SYMULACJI

Model turbogenerators użytego w procesie symulacji opisano szczegółowo w [3]. Został on zbudowany w programie FLUX 9.2.2 przeznaczonym do symulacji zjawisk elektromagnetycznych oraz termodynamicznych. Program ten jest powszechnie wykorzystywany do projektowania, analizowania oraz optymalizacji maszyn elektrycznych [1].

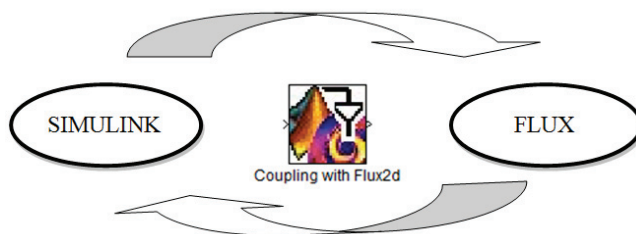
Rozpatrywany model maszyny został zweryfikowany poprzez porównanie zmierzonych charakterystyk statycznych (biegu jałowego, zwarcia, krzywych V) z charakterystykami wyznaczonymi przy użyciu metody połowo-obwodowej. Wykonano obliczenia zwarcia maszyny i na ich podstawie wyznaczono reaktancje i stałe czasowe. Wartości te zostały porównane z danymi pomiarowymi. Na podstawie tej weryfikacji stwierdzono, że opracowany model turbogenerators pozwala poprawnie odwzorować zjawiska zachodzące w maszynie w stanach ustalonych i przejściowych [4]. Dane znamionowe badanej maszyny zostały przedstawione w tabeli 1.

Tabela 1. Dane znamionowe turbogenerators

Nazwa parametru	Jednostka	Wartość
Moc pozorna	MVA	500
Napięcie stojana	kV	21
Prąd stojana	kA	13,7
Prąd wzbudzenia	kA	4,5
Prędkość obrotowa	obr/min	3000
Moment obrotowy	MNm	1,27
Współczynnik mocy	–	0,80

Model turbogenerators jest modelem dwuwymiarowym zbudowanym z dwóch części: połowej oraz obwodowej. W części połowej uwzględniono rzeczywiste właściwości materiałowe (nieliniową charakterystykę magnesowania blach elektrotechnicznych), rozkład uzwojeń. W modelu uwzględniono lite elementy klatki tłumiącej w postaci klinów żłobków uzwojenia wzbudzenia. Natomiast część obwodowa zawiera elementy skupione odpowiadające uzwojeniom i obwodom istniejącym w części połowej. Reaktancje i rezystancje połączeń czołowych zostały uwzględnione w części obwodowej. Sposób ich obliczeń został zaprezentowany w [3].

W niniejszej pracy wykorzystano możliwość sprzężenia pakietu oprogramowania FLUX ze środowiskiem programowym MATLAB-SIMULINK pozwalającym na budowanie modeli symulacyjnych przy użyciu praktycznego interfejsu graficznego oraz umożliwiającym symulację w czasie ciągłym lub dyskretnym. Obszerna baza bibliotek zapewnia symulację zróżnicowanych modeli oraz umożliwia zamodelowanie układów regulacji. Sprzężenie pomiędzy pakietami oprogramowania jest możliwe dzięki bibliotece „Coupling with Flux2d” przedstawionej na rys. 1.



Rys. 1. Biblioteka „Coupling with Flux2d”

O możliwościach wykorzystania powyższych programów w celach regulacyjnych wspomniano już wcześniej w [5]. Wielkości fizyczne jakie mogą być wprowadzane i odczytywane w każdym kroku czasowym symulacji podano w tab. 2. Dodatkowo symulacyjny krok czasowy może zostać użyty jako zmienna wejściowa i być zmieniany w dowolnej chwili w procesie symulacyjnym.

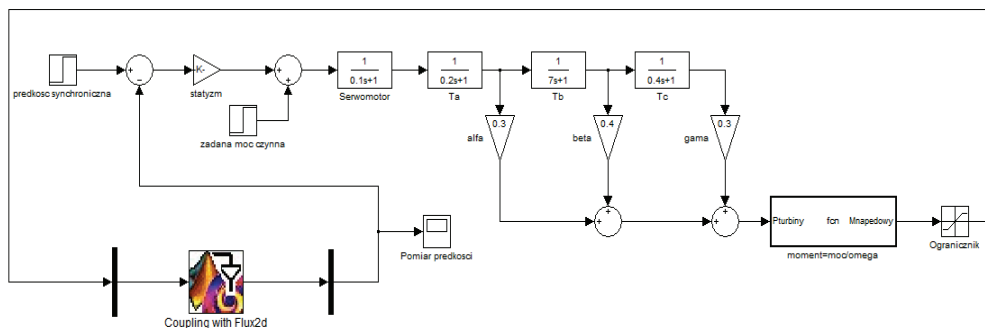
Tabela 2. Wielkości elektryczne i mechaniczne mogące zostać użyte w procesie symulacji maszyn elektrycznych

Wielkość elektryczna	Wielkość mechaniczna
Prąd	Prędkość obrotowa
Napięcie	Moment obrotowy
Rezystancja	Moment bezwładności
Indukcyjność	Położenie wirnika

Model regulacji mocy czynnej turbogeneratorsa został zbudowany w środowisku SIMULINK. W badanym przypadku generowana moc czynna jest dostarczana przez turbinę parową z pojedynczym przegrzewaczem pary, która jest regulowana za pomocą urządzeń elektrohydraulicznych. W rozważaniach pominięto stałe czasowe urządzeń elektronicznych, gdyż ich czas reakcji jest bardzo krótki i nie wprowadzają one znaczących opóźnień. Wykorzystywane w budowie tego modelu stałe czasowe odzwierciedlające rzeczywiste elementy regulacyjne [2], przedstawiono w tab. 3. Natomiast stworzony na potrzeby symulacji model regulacji mocy czynnej turbogeneratorsa jest widoczny na rys. 2.

Tabela 3. Wartości stałych czasowych wykorzystanych w procesie symulacji

Opis	Zmienna	Wartość
Statyzm	ρ	0,05 s
Stała czasowa hydraulicznego serwowomotoru	T_{SM}	0,1 s
Stała czasowa reprezentująca zwłokę czasową wynikającą ze zmiany położenia zaworu oraz przejścia pary przez część wysokoprężną turbiny	T_A	0,2 s
Stała czasowa wynikająca z przegraniem pary i przejściem jej przez część średnioprężną turbiny	T_B	7,0 s
Stała czasowa będąca rezultatem przejścia pary przez zwrotnicę rurową i rozprężenia się w części niskoprężnej	T_C	0,4 s
Stosunek mocy mechanicznej powstałej w części wysokoprężnej do całkowitej mocy turbiny	α	0,3
Stosunek mocy mechanicznej powstałej w części średnioprężnej do całkowitej mocy turbiny	β	0,4
Stosunek mocy mechanicznej powstałej w części niskoprężnej do całkowitej mocy turbiny	γ	0,3

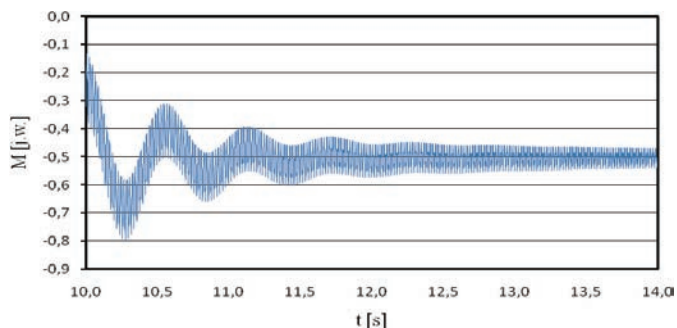


Rys. 2. Model regulacji mocy czynnej turbogeneratora

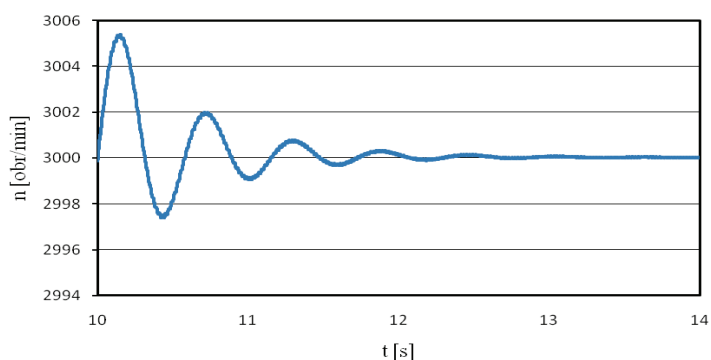
3. WYNIKI

Turbogenerator jest sprzęgnięty z turbiną parową oraz jest podłączony do systemu elektroenergetycznego. W obliczeniach uwzględniono rzeczywisty moment bezwładności turbosespołu. Stosunek momentu bezwładności turbiny do momentu bezwładności turbogeneratora wyniósł 5:1. Założono, że system elektroenergetyczny posiada stałe parametry takie jak częstotliwość i napięcie. Turbogenerator w pierwszej fazie symulacji pracował z obciążeniem wynoszącym $0,25 M_n$. W 10 sekundzie pracy wprowadzono sygnał regulacyjny zwiększający moment napędowy do $0,50 M_n$.

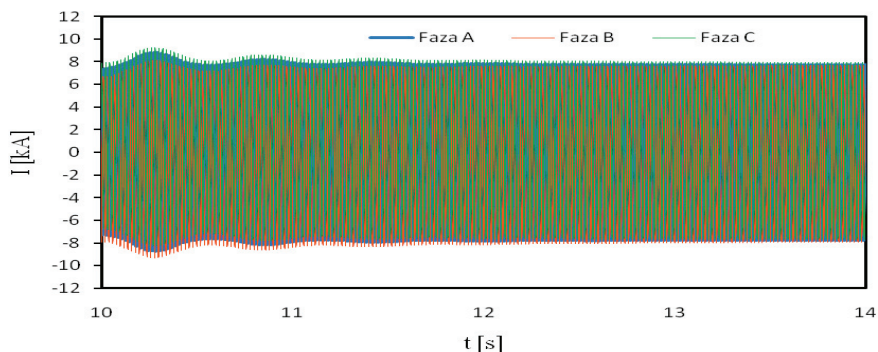
W celach porównawczych przedstawiono wyniki z dwóch symulacji przy skokowym wymuszeniu momentu napędowego (rys. 3–5) oraz przy uwzględnieniu układu regulacyjnego (rys. 6–8).



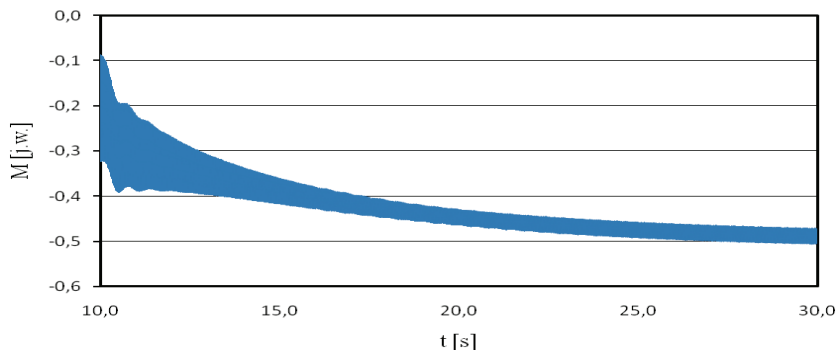
Rys. 3. Przebieg momentu elektromagnetycznego po skokowym wymuszeniu momentu napędowego



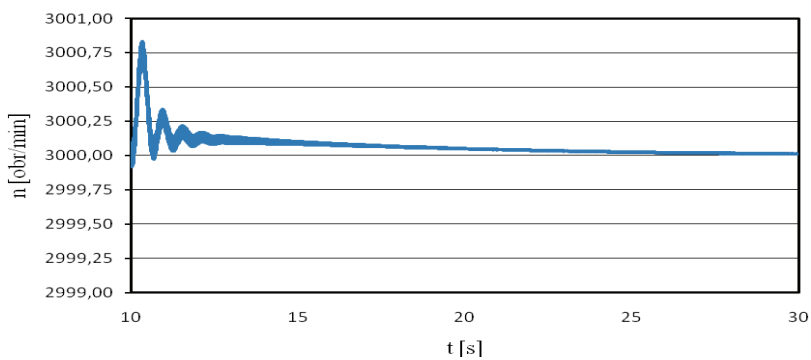
Rys. 4. Przebieg prędkości obrotowej po skokowym wymuszeniu momentu napędowego



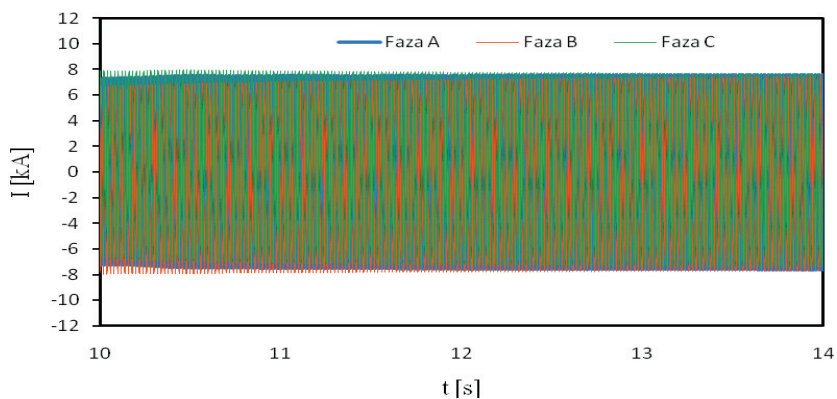
Rys. 5. Przebieg prądów stojana po skokowym wymuszeniu momentu napędowego



Rys. 6. Przebieg momentu elektromagnetycznego podczas zmiany momentu napędowego przy załączonym układzie regulacyjnym



Rys. 7. Przebieg prędkości obrotowej podczas zmiany momentu napędowego przy załączonym układzie regulacyjnym



Rys. 8. Przebieg prądów stojana podczas zmiany momentu napędowego przy załączonym układzie regulacyjnym

3. PODSUMOWANIE

Uzyskane wyniki były możliwe do osiągnięcia poprzez zastosowanie dwóch środowisk programowych. Wykorzystanie połowo-obwodowego modelu turbogeneratora wraz z układem regulacji pozwoliło na wyznaczenie charakterystyk elektrycznych i mechanicznych.

Duża bezwładność turbozespołu uniemożliwiła przy zmieniającym się momencie napędowym pochodzącym od turbiny, na gwałtowne zmiany prędkości obrotowej oraz wartości prądów stojana.

Przedstawiona metoda prowadzenia symulacji pracy turbozespołu jest punktem wyjścia do dalszych badań w których model obliczeniowy zostanie rozbudowany o dodatkowe elementy. Aby móc kontrolować generowaną mocą czynną, bierną oraz napięcie na zaciskach turbogeneratora, niezbędne jest zbudowanie dodatkowego układu regulacyjnego – regulatora prądu wzbudzenia.

LITERATURA

- [1] CEDRAT, *FLUX® 9.20, User's guide*, November 2005.
- [2] IEEE COMMITTEE REPORT, *Dynamic models for steam and hydroturbines in power system studies*, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, PAS-87 (6), 1973b, 1460–1464.
- [3] KISIELEWSKI P., ANTAL L., *Polowo-obwodowy model turbogeneratora*, Maszyny Elektryczne, Zeszyty Problemowe, 2006, nr 59, 53–60.
- [4] KISIELEWSKI P., ANTAL L., *Weryfikacja pomiarowa obliczonych charakterystyk statycznych turbogeneratora*, Problemy eksploatacji maszyn i napędów elektrycznych. PEMINE Rytro, BOBRME Komel 2007, 167–170.
- [5] KISIELEWSKI P., GOZDOWIAK A., *Modeling of the turbogenerator regulation systems*, Maszyny Elektryczne. Zeszyty Problemowe, 2013, nr 98, 69–72.
- [6] KUNDUR P., *Power system stability and control*, McGraw-Hill, New York 1994.
- [7] MACHOWSKI J., BIALEK J. W., BUMBY J. R., *Power system Dynamics, Stability and control*, John Wiley & Sons, Wiltshire 2008.

MODELING OF THE TURBOGENERATOR ACTIVE POWER CONTROL SYSTEM

Presented article shows the results of transient states forced by shaft torque changes. A new method of turbogenerator governing system utilizing the field-circuit model coupled with regulation system was shown. In this case it is possible to simulate the real phenomenon existing in the large synchronous generator during input data changes.

*single phase motor, permanent magnet synchronous motor
permanent magnets, roller blinds*

Maciej GWOŹDZIEWICZ*

STARTING PROPERTIES OF SINGLE-PHASE LINE-START PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

The papers deals with investigation into starting properties of single-phase PMSM. In Maxwell software ver. 16.0 circuit-field model of two-pole single-phase PMSM, based on the single-phase IM type SEh 80-2B stator, was built. During analyses resultant torque, braking torque and asynchronous torque were examined.

1. INTRODUCTION

Permanent magnet synchronous motors have very favorable running properties and average starting properties [2], [8], [10]–[12], [16]. The reason of weakening starting properties of this type of motors are permanent magnet-excitation which is impossible to switch-off. In case of single-phase PMSM this situation is even more unfavorable due to elliptical revolving magnetic field. The negative component of the magnetic field causes negative torque which diminishes the resultant motor torque. Phenomena during single-phase PMSM starting must be well-known to ensure successful starting and synchronization.

2. SINGLE-PHASE PMSM MODEL

In Maxwell software ver. 16.0 single-phase line-start two pole permanent magnet synchronous motor model was built. The field part of the model is presented in Fig. 1.

* Wrocław University of Technology, Institute of Electrical Machines, Drives and Measurements, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: maciej.gwozdziejcz@pwr.edu.pl

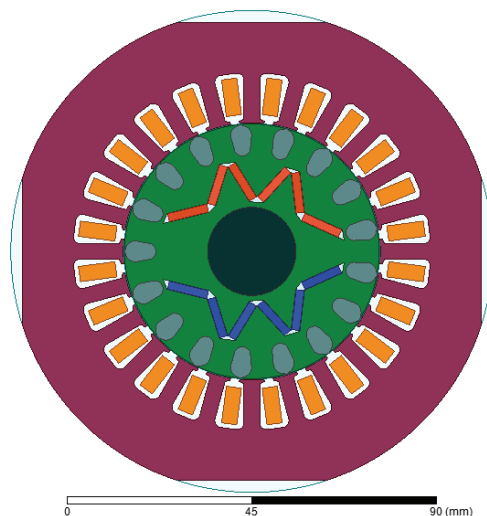


Fig. 1. Field part of the single-phase PMSM model

The motor contains permanent magnets in W shape. The permanent magnets shape was matched to obtain the maximum value of the back EMF and minimum value of the EMF THD. Rated parameters of the motor are: $U_n = 230$ V, $P_n = 1.4$ kW, $n_n = 3000$ rpm, $T_n = 4.52$ Nm. Squirrel-cage is made of aluminum. Permanent magnets type is N42SH. Number of main winding turns $z_{main} = 43$.

2. STARTING PROPERTIES INVESTIGATION

During investigation into the influence of the capacitor capacitance, number of auxiliary winding turns, moment of inertia were examined.

Figure 2 shows influence of the capacitor capacitance on the resultant torque curve. According to the Fig. 2 only capacitor capacitance $C = 190 \mu F$ ensures successful starting. Increase of the capacitor capacitance causes increase of the resultant motor torque.

Figure 3 shows influence of the capacitor capacitance on the braking torque curve. Increase of the capacitor capacitance causes increase of the braking torque. Braking torque for low speed is proportional to the motor speed, and capacitor capacitance has almost no influence on the braking torque, and reaches its minimum for $n \approx 600$ rpm, then during speed increase braking torque slowly diminishes.

Figure 4 shows influence of the auxiliary winding turns on the resultant motor torque curve. According to the Fig. 4 increase of the winding turns causes increase of the motor resultant torque but up to achievement of the maximum. After that increase

of the winding turns causes decrease of the resultant torque for high speed and increase of the resultant torque for low speed. It improves starting properties of the motor and simultaneously deteriorates synchronization properties of the motor.

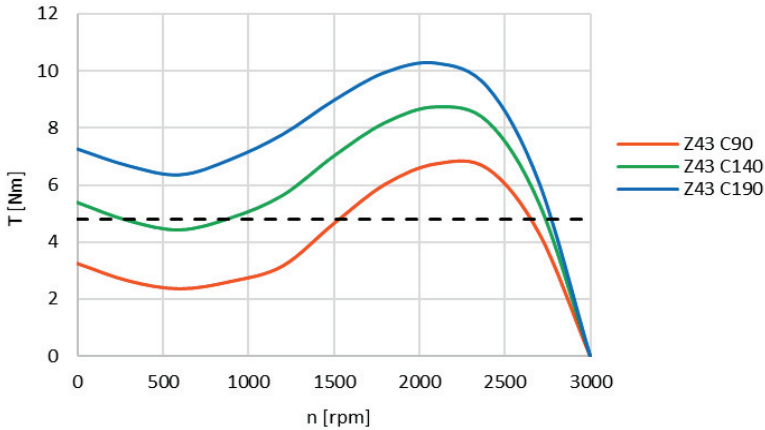


Fig. 2. Influence of the capacitor capacitance C on the resultant torque curve. The number of the auxiliary winding turns $Z = 43$ turns

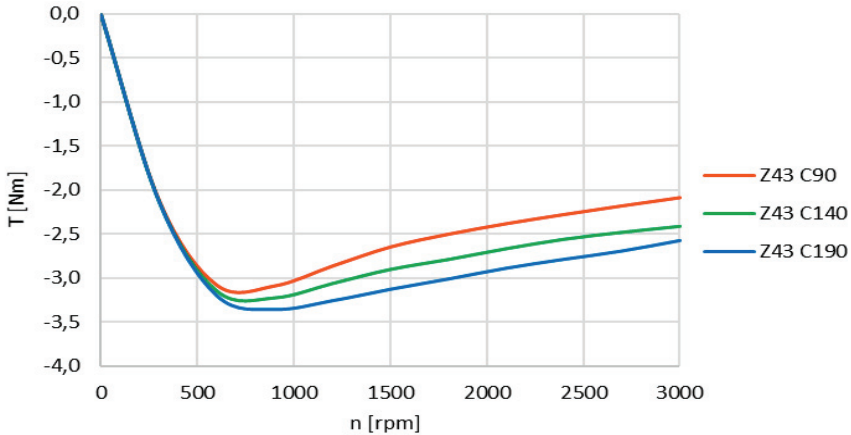


Fig. 3. Influence of the capacitor capacitance C on the braking torque curve. The number of the auxiliary winding turns $Z = 43$ turns

Figure 5 shows resultant motor torque, braking torque, asynchronous torque, sum of braking and asynchronous torque curves for $C = 190 \mu F$ and $z_{main} = z_{aux} = 43$ turns. The sum of braking torque and asynchronous torque is not equal to the resultant motor torque because of saturation phenomenon. The sum is a little bit lower than the resultant torque.

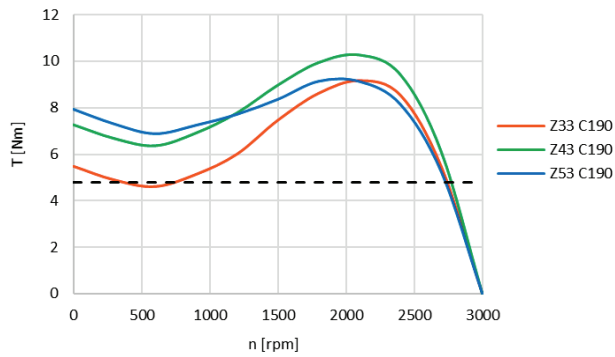


Fig. 4. Influence of the auxiliary winding turns Z on the resultant motor torque curve. The capacitance of the sum of running and starting capacitors $C = 190 \mu F$

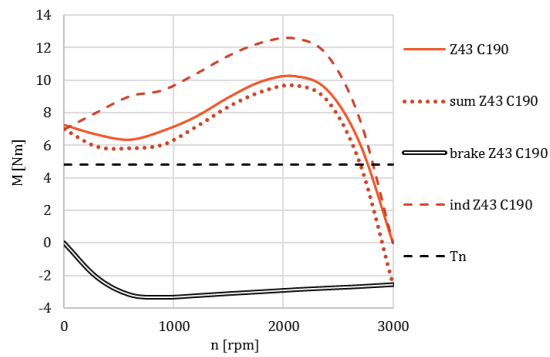


Fig. 5. Resultant motor torque, braking torque, asynchronous torque, sum of braking and asynchronous torque curves

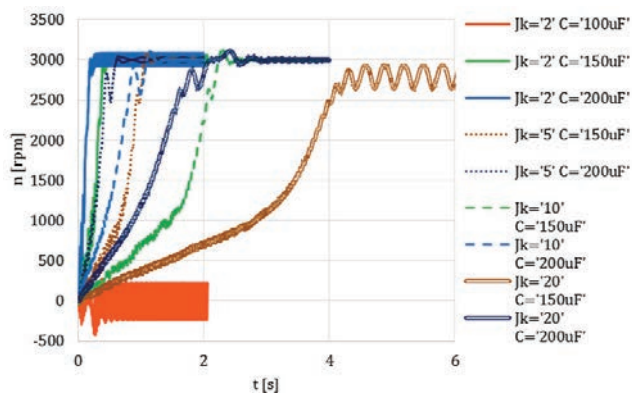


Fig. 6. speed curves during starting of single-phase PMSM for various values of the capacitor C and moment of inertia factor Jk for $T_{load} = T_n$

Figure 6 shows speed curves during starting of single-phase PMSM for various values of the capacitor C and moment of inertia factor Jk . Factor Jk is a ratio of the whole drive system moment of inertia to the motor rotor moment of inertia. According to the obtained results, increase of the capacitor capacitance improves starting and synchronization properties of the motor. For extreme value of the moment of inertia (20 times higher than J_{rotor}) the motor is unable to synchronize so moment of inertia of the drive system constrains application of this type of motors.

4. CONCLUSIONS

Permanent magnets in single-phase line-start permanent magnet synchronous motor cause braking torque which diminishes the resultant motor torque. Moment of inertia of the drive system is a strong limitation of single-phase PMSM synchronization abilities. Starting and synchronization properties of the motor can be enhanced by increasing of the capacitor capacitance.



HUMAN CAPITAL
NATIONAL COHESION STRATEGY

EUROPEAN UNION
EUROPEAN
SOCIAL FUND



The paper is co-financed by the European Union as part of the European Social Fund.

LITERATURE

- [1] Aliabad A.D., Mirsalim, M., Ershad, N.F., *Line-Start Permanent-Magnet Motors: Significant Improvements in Starting Torque, Synchronization, and Steady-State Performance*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 46, Iss. 12, 2010, 4066–4072.
- [2] SOO-WHANG BAEK, BYUNG-IL KWON, *Optimum Design of a Single-Phase Line-Start PM Motor Considering Efficiency, Maximum Torque, and Starting Torque*, IEEE Transactions on Magnetics.
- [3] GWOŹDZIEWICZ M., ZAWILAK J., *Influence of the permanent magnets arrangement on the single-phase line start permanent magnet synchronous motor performances*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 66, Seria: Studia i Materiały, Nr 32, Wrocław 2012.
- [4] GWOŹDZIEWICZ M., ZAWILAK J., *Influence of the rotor construction on the single-phase line start permanent magnet synchronous motor performances*, Przegląd Elektrotechniczny, 2011, nr 10.
- [5] GWOŹDZIEWICZ M., ZAWILAK J., *Jednofazowy silnik synchroniczny z magnesami trwałymi o rozruchu bezpośrednim. Konstrukcje magnetowodu*, Maszyny Elektryczne, Zeszyty Problemowe, nr 95, 2012.
- [6] GYE-HONG KANG, BYOUNG-KUK LEE, HYUK NAM, JIN HUR, JUNG-PYO HONG, *Analysis of Single-Phase Line-Start Permanent-Magnet Motor Considering Iron Loss and Parameter Variation With Load Angle*, IEEE Transactions on Industry.

- [7] KURIHARA K., KUBOTA T., NITAWAKI D., *Rotor Design for High Starting Performance of a Self-Starting Single-Phase Permanent-Magnet Motor*, Przegląd Elektrotechniczny, 7b/2012.
- [8] KURIHARA K., KUBOTA T., NITAWAKI D., NII F., *Single-Phase Line-Start Permanent-Magnet Motors with Start-Up and Synchronization Capabilities under Full-Load Torque*, IEEE Transactions on Industry.
- [9] KURIHARA K., WAKUI G., KUBOTA T., *Steady-state performance analysis of permanent magnet synchronous motors including space harmonics*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 30, No. 3, 1994.
- [10] LIN D., ZHOU P., LAMBERT N., *Starting Winding Optimization in Single-Phase*, Electrical Machines (ICEM), XIX International Conference, 2010.
- [11] MILLER T.J.E., POPESCU M., COSSAR C., MCGILP M., STRAPPAZZON G., TRIVILLIN N., SANTAROSSA R., *Line-Start Permanent Magnet Motor Single-Phase Steady-State Performance Analysis*, IEEE Transactions on Industry.
- [12] PETKOVSKA L., CVETKOVSKI G., *Hybrid Analytical- FEM Analysis of Single-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor*, Przegląd Elektrotechniczny.
- [13] POPESCU M., MILLER T.J.E., MCGILP M.I., STRAPPAZZON G., TRIVILLIN N., SANTAROSSA R., *Line-Start Permanent Magnet Motor: Single-Phase Starting Performance Analysis*, IEEE Transactions on Industry Applications.
- [14] POPESCU M., MILLER T.J.E., MCGILP M.I., *Torque behavior of 1-phase permanent magnet AC motor*, Energy Conversion, IEEE Transactions on Energy Conversion.
- [15] QING ZHAO, XIULIAN WANG, SHENBO YU, DONG ZHANG, ZHONGLIANG AN, RENYUAN TANG, *Study and design for large line-start permanent magnet synchronous motors*, Sixth International Conference on Electrical Machines and Systems, 2003, ICEMS, 2003, Vol. 1, 2003, 132–133.
- [16] RAHMAN M.A., OSHEIBA A.M., KURIHARA K., JABBAR M.A., HEW WOUI PING, KAI WANG, ZUBAYER H.M., *Advances on Single-Phase Line-Start High Efficiency Interior Permanent Magnet Motors*, IEEE Transactions on Industrial Electronics.
- [17] TSUNEO TAKEGAMI, MASAHIRO HASEGAWA, KAZUO TSUBOI, ISAO HIROTSUKA, MASANORI NAKAMURA, *Basic Characteristic of a Single-Phase Line-Start Permanent Magnet Synchronous Motor*, IEEE Transactions on Industrial Applications.
- [18] YANG G., MA J., SHEN J.X., WANG Y., *Optimal design and experimental verification of a line-start permanent magnet synchronous motor*, 2008. ICEMS 2008. International Conference on Electrical Machines and Systems, 2008, 3232–3236.

*maszyny elektryczne, silniki indukcyjne pierścieniowe,
synchronizacja, obliczenia połowo-obwodowe*

Stanisław AZAREWICZ, Adam ZALAS, Paweł ZALAS*

AWARYJNE STANY PRACY SILNIKÓW INDUKCYJNYCH PIERŚCIENIOWYCH

Przedstawiono analizę zjawisk dynamicznych, które mogą wystąpić podczas pracy synchronicznej silnika indukcyjnego pierścieniowego. Zjawiska te spowodowane są typowymi stanami zakłóceniami jakie mogą wystąpić w układzie zasilania silnika. Do nich należy zaliczyć: obniżenie napięcia spowodowane procesami technologicznymi lub rozruchem silników dużej mocy, niesymetryczne obniżenie napięć fazowych spowodowane stanami awaryjnymi sieci, chwilowy zanik napięcia zasilania itp. Zjawiska te mogą wystąpić podczas pracy silnika, dlatego istotne jest poznanie ich wpływu na przebieg i wartość momentów dynamicznych, prądów i prędkości silnika pierścieniowego pracującego w stanie synchronicznym. W artykule przedstawiono wyniki badań symulacyjnych wybranych zakłóceń oraz sformułowano wnioski i zalecenia eksploatacyjne dla tego typu napędów.

1. WSTĘP

W napędach przemysłowych charakteryzujących się rozruchem ciężkim wykorzystywane są silniki indukcyjne pierścieniowe jak również silniki asynchroniczne zsynchronizowane typu SAS, głównie tam, gdzie w stanie pracy normalnej moment obciążenia jest niewielki i możliwe jest wykorzystanie tych silników jako kompensatorów mocy biernej.

Istotną wadą silników SAS jest ich konstrukcja wirnika wymagająca wprowadzenia jednej z faz o zwiększonym przekroju. W rezultacie silniki są droższe, trudniejsze w konstrukcji a przez to produkowane są jednostkowo do określonego zastosowania. Silniki pierścieniowe typowej konstrukcji są dość powszechnie stosowane a produkcja ich należy do dobrze opanowanych. W wielu przypadkach silniki te po dokonaniu rozruchu urządzenia pracują w niedociążeniu [3, 4, 5, 8] i mogłyby być wprowadzone w synchronizm poprzez zasilenie ich uzwojeń wirnika prądem stałym. Rozwiązanie to ma jednak istotne wady. Moment synchroniczny tych silników jest stosunkowo mały [1, 2]. Także moment

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: stanislaw.azarewicz@pwr.wroc.pl, adam.zalas@pwr.wroc.pl, pawel.zalas@pwr.wroc.pl

synchronizujący jest niewielki, co utrudnia wprowadzenie tych silników w synchronizm typowymi metodami.

Problem ten został rozwiązany poprzez zastosowanie odpowiedniego sterowania przebiegiem rozruchu i synchronizacji silników indukcyjnych pierścieniowych [1, 2, 6, 7, 9, 10]. Zaletą pracy synchronicznej tych silników jest istotna poprawa parametrów energetycznych, sprawności i współczynnika mocy, co w warunkach konieczności optymalizacji energetycznej napędów ma istotne znaczenie [4]. Stosunkowo mały moment synchroniczny silników powoduje, że są one mniej odporne na pojawiające się zakłócenia zasilania od typowych silników synchronicznych. Dlatego też istotne jest poznanie zjawisk jakie mogą wystąpić podczas typowych zakłóceń napięcia zasilającego. W tym celu przeprowadzono komputerowe badania symulacyjne napędu z wybranym silnikiem pierścieniowym pracującym w stanie synchronicznym. Badaniom poddano zachowanie silnika podczas chwilowego zaniku napięcia, spadku napięcia oraz zmniejszenia napięcia w jednej fazie zasilającej. Wyniki badań przedstawiono na wykresach a także porównano uzyskane wyniki ze skutkami, jakie by wystąpiły, gdyby silnik pracował w stanie pracy asynchronicznej. Na podstawie uzyskanych wyników badań przedstawiono wnioski i zalecenia dotyczące eksploatacji silników asynchronicznych pierścieniowych wprowadzonych do pracy synchronicznej.

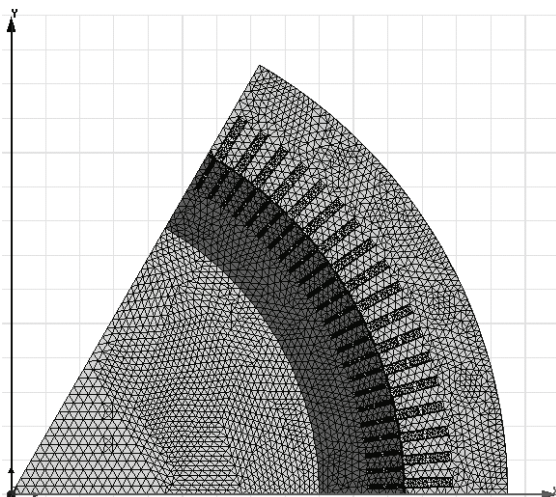
2. BADANIA PORÓWNAWCZE ZJAWISK DYNAMICZNYCH W STANACH ZAKŁÓCENIOWYCH ZASILANIA SILNIKA

2.1. MODEL OBLICZENIOWY BADANEGO SILNIKA

Badaniom symulacyjnym poddano silnik indukcyjny pierścieniowy o parametrach zestawionych w tabeli 1. Obliczenia przeprowadzono metodą FEM wykorzystując komercyjne oprogramowanie Maxwell firmy Ansys. Opracowano dwuwymiarowy, połowobwodowy model obliczeniowy silnika. W części obwodowej modelu wykorzystując symetrię zamodelowano tylko część magnetowodu silnika. Fragment magnetowodu badanego silnika wraz z siatką elementów skończonych pokazano na rysunku 1.

Tabela 1. Dane znamionowe badanego silnika pierścieniowego

Moc znamionowa	kW	1000
Napięcie stojana	V	6000
Prąd stojana	A	124
Prędkość obrotowa	obr/min	493
Współczynnik mocy	–	0,82 _{ind.}
Sprawność	–	94,6%
Prąd wirnika	A	410



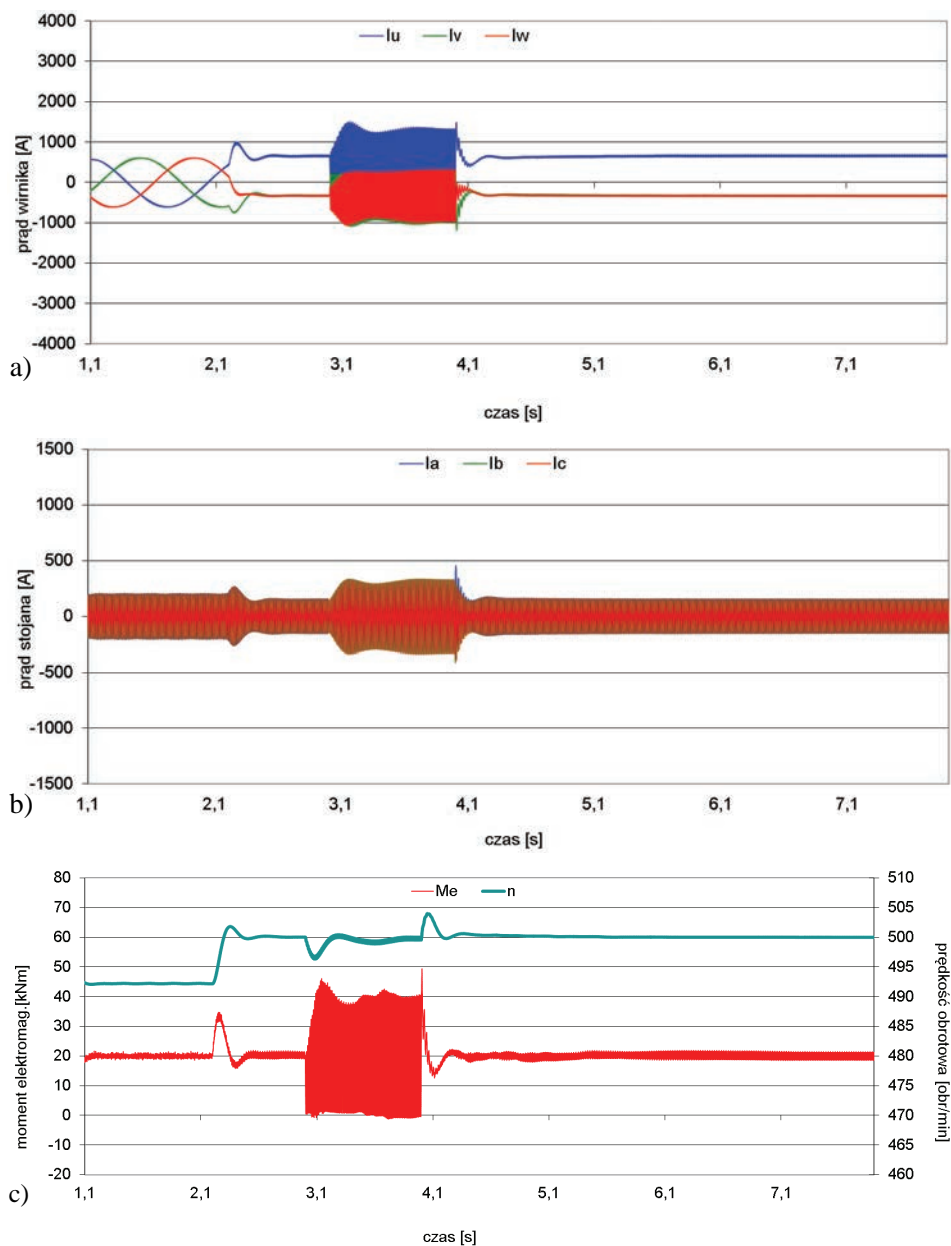
Rys. 1. Fragment magnetowodu oraz siatki dyskretyzacyjnej modelowanego silnika

Podczas obliczeń pracy silnika rozruch dokonywany był w sposób tradycyjny z wykorzystaniem rozrusznika rezystancyjnego. Po ustaleniu się prędkości podsynchronicznej w obliczeniach pracy synchronicznej silnika do uzwojeń wirnika dołączano napięcie stałe. Schematy ideowe układów połączeń oraz zasilania uzwojeń wirnika badanego silnika pierścieniowego podczas rozruchu oraz synchronizacji, wykorzystywane w części obwodowej opracowanego modelu obliczeniowego, przedstawiono w pracach [1, 2]. W części obwodowej modelu uwzględniono również rzeczywiste układy połączeń oraz zasilania uzwojeń stojana.

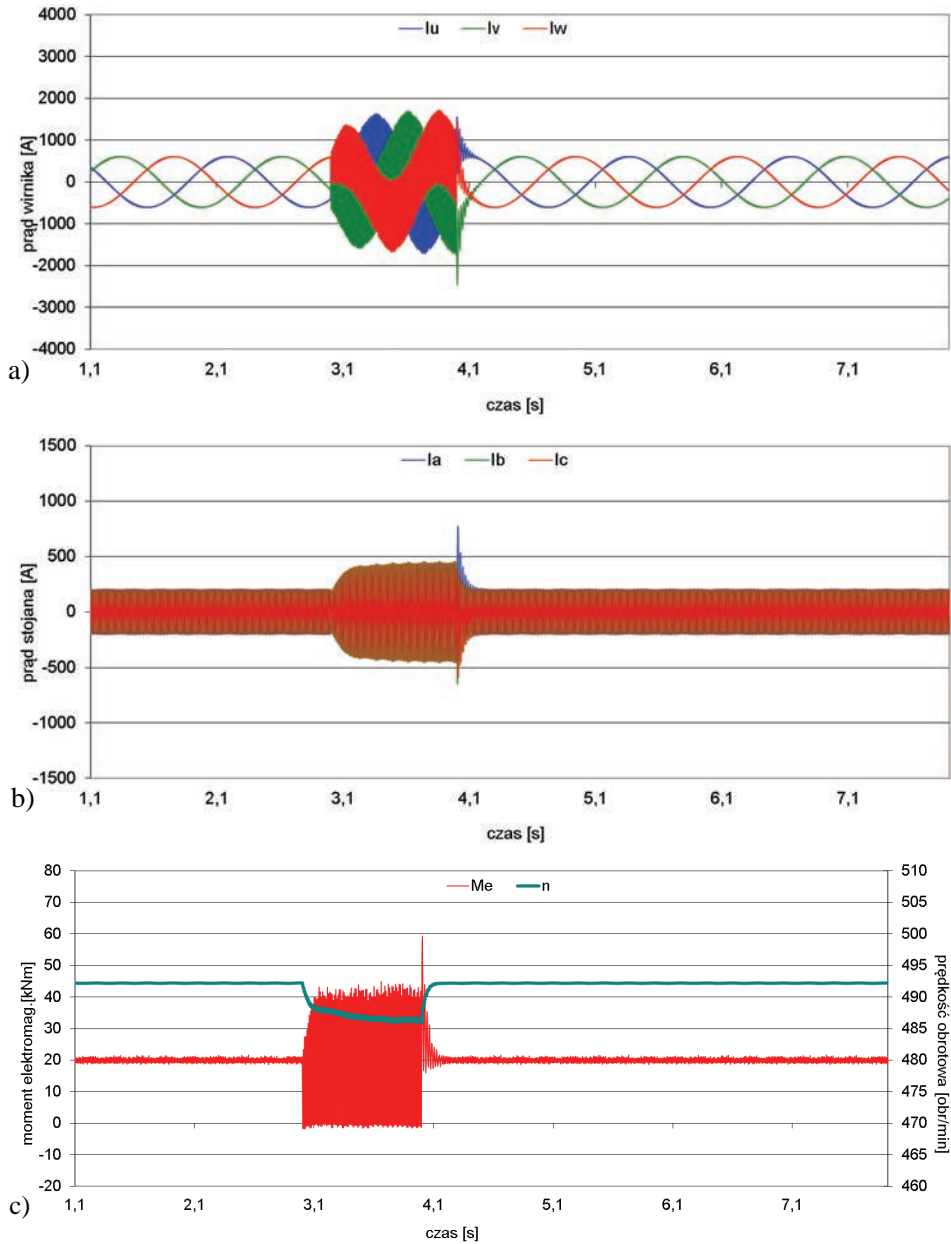
2.2. WYNIKI BADAŃ OBLICZENIOWYCH

Wykorzystując opracowany model silnika pierścieniowego dużej mocy wykonano obliczenia pracy układu napędowego w stanie synchronicznej oraz asynchronicznej pracy silnika. Wyniki obliczeń zachowania się silnika odpowiednio: dla chwilowego zaniku napięcia w jednej fazie zasilającej (rys. 2, 3), chwilowego zaniku napięć zasilających (rys. 4, 5) oraz spadku wartości napięć (rys. 6, 7) przedstawiono w postaci przebiegów czasowych prądów wirnika (a), prądów stojana (b) oraz momentu elektromagnetycznego i prędkości obrotowej (c). Przyjęto, że czas wystąpienia każdego z rodzajów zakłóceń w zasilaniu badanego silnika wynosił $t_z = 1$ s, a zamodelowane skokowe zmniejszenie wartości napięć zasilających stojan wynosiło 20% napięcia znamionowego. Obliczenia wykonano dla znamionowej wartości momentu obciążenia silnika oraz momentu bezwładności $J_z = 1200$ kg·m² (dwukrotnie większej od momentu inercji samego wirnika). Wartość napięcia stałego załączanego do uzwojenia wirnika podczas procesów synchroni-

zacji ustalono na poziomie zapewniającym w stanie pracy synchronicznej ustalonej prąd wirnika o wartości maksymalnej $1,41I_{2n}$.



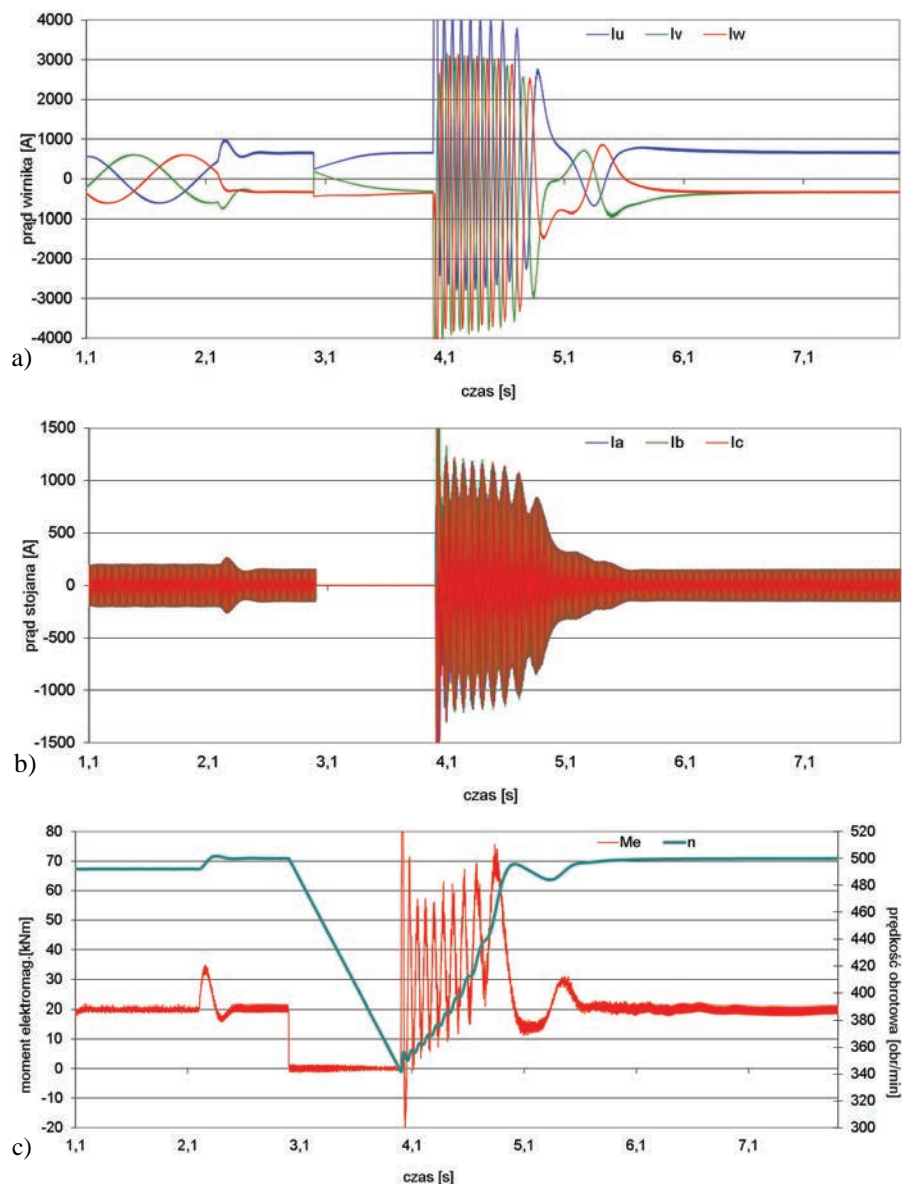
Rys. 2. Przebiegi czasowe badanych wielkości podczas pracy synchronicznej silnika pierścieniowego przy chwilowej utracie napięcia w jednej z faz zasilających



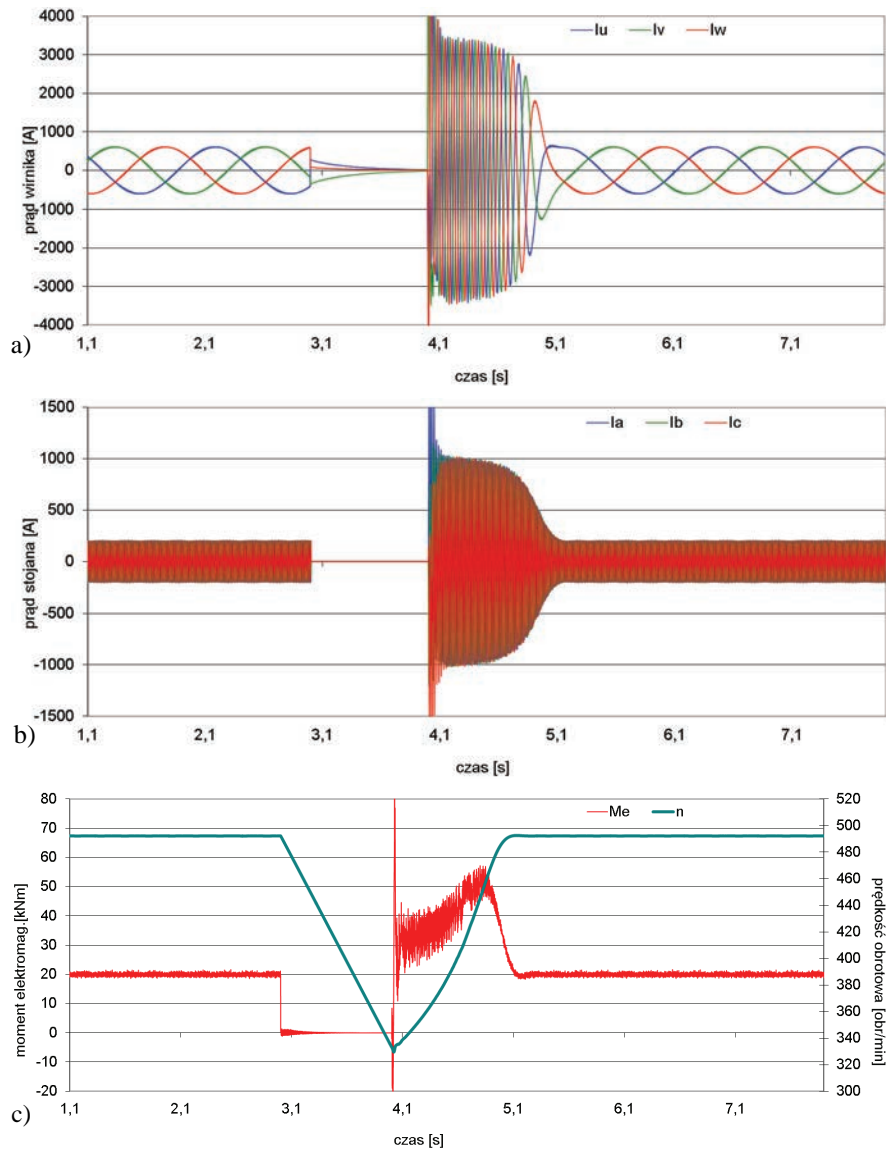
Rys. 3. Przebiegi czasowe badanych wielkości podczas pracy asynchronicznej silnika pierścieniowego przy chwilowej utracie napięcia w jednej z faz zasilających

Porównując uzyskane przebiegi można zauważyć, że dla pracy synchronicznej silnika (rys. 2) wzrost wartości prądu stojana oraz wypadnięcie z synchronizmu nie sta-

nowi istotnego zagrożenia dla pracy napędu, zaś powrót napięcia zasilania powoduje ponowną synchronizację napędu. Chwilowe przebiegi dynamiczne prądu i momentu w stanie zakłócenia pracy silnika nie są większe niż to ma miejsce w przypadku pracy asynchronicznej (rys. 3) i nie stanowią zagrożenia.



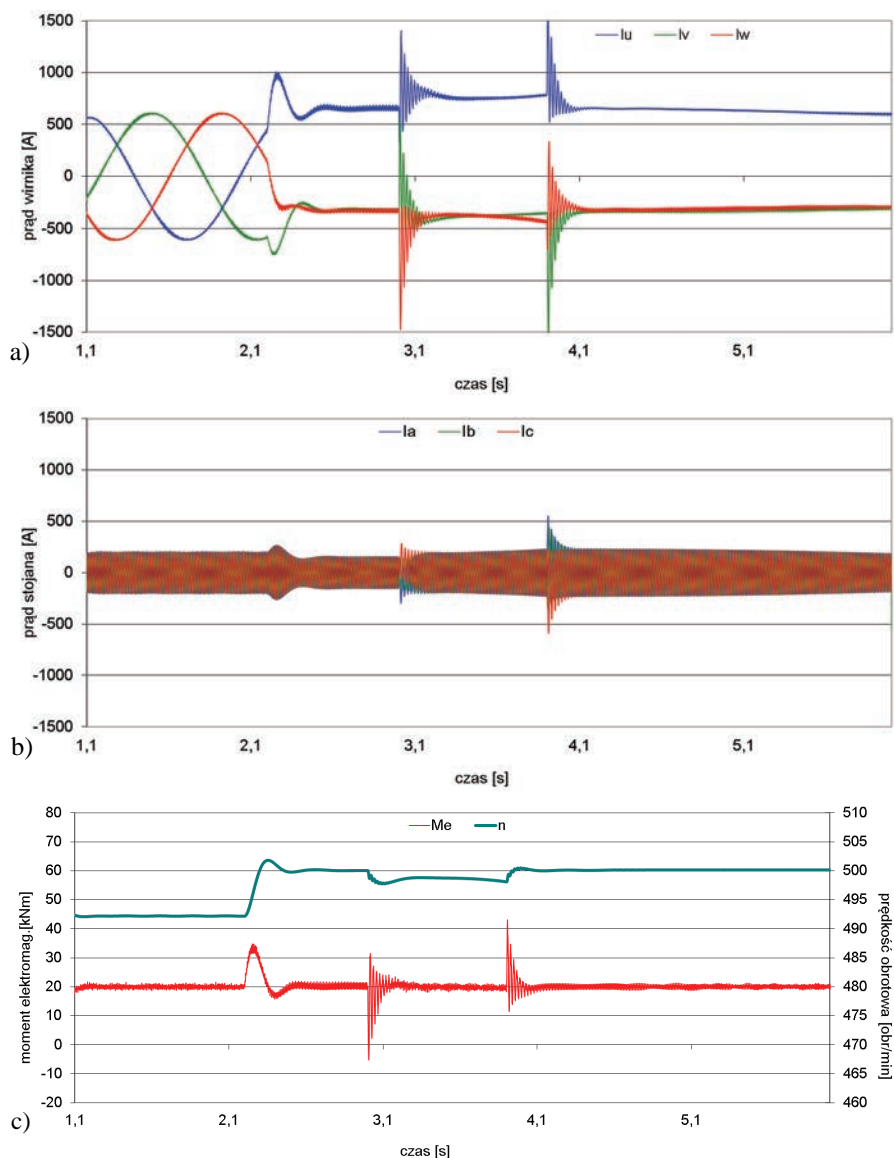
Rys. 4. Przebiegi czasowe badanych wielkości podczas pracy synchronicznej silnika pierścieniowego i chwilowej utracie napięć zasilających



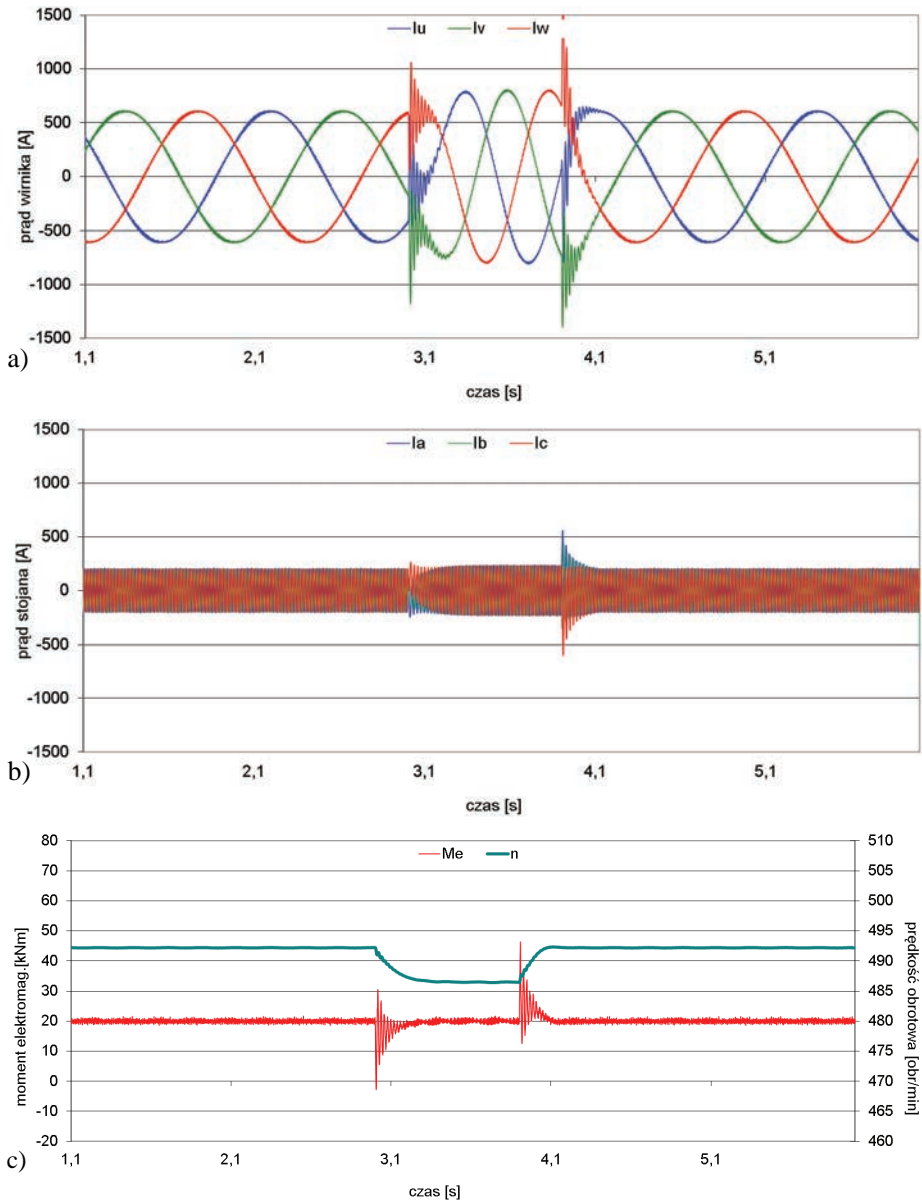
Rys. 5. Przebiegi czasowe badanych wielkości podczas pracy asynchronicznej silnika pierścieniowego i chwilowej utracie napięć zasilających

Chwilowa utrata napięć zasilających powinna skutkować ponownym rozruchem silnika i przebiegiem jego synchronizacji. Pominięcie procesu ponownego rozruchu, jak wynika z przedstawionych badań, skutkuje istotnym narażeniem dynamicznym i prądowym silnika pracującego zarówno w stanie pracy asynchronicznej (rys. 5), jak i synchronicznej (rys. 4). Ze względu na wymagania procesów technologicznych co do czasu trwania stanu

awaryjnego należy dokonać analizy umożliwiającej takie sterowanie rezystancją rozruchową jak i prądem wzbudzenia silnika aby ten czas skrócić do minimum przy jednoczesnym zminimalizowaniu stanów dynamicznych. Istotny jest także czas trwania utraty zasilania, zarówno dla pracy asynchronicznej, jak i synchronicznej ze względu na procesy nieustalone w silniku.



Rys. 6. Przebiegi czasowe badanych wielkości podczas pracy synchronicznej silnika pierścieniowego i chwilowego zmniejszenia wartości napięć zasilających



Rys. 7. Przebiegi czasowe badanych wielkości podczas pracy asynchronicznej silnika pierścieniowego i chwilowego zmniejszenia wartości napięć zasilających

Chwilowe obniżenie napięcia przy pracy synchronicznej zależnie od wartości tego obniżenia i szybkości reakcji układów wzbudzenia skutkować może wypadnięciem silnika z synchronizmu. Ten przypadek stanu awaryjnego napędu nie stanowi zagrożenia dla

silnika przy pracy asynchronicznej (rys. 7), zwiększając jego poślizg i straty, natomiast przy pracy synchronicznej może wystąpić utrata synchronizmu i związane z tym niekorzystne zjawiska przejściowe (rys. 6). Wzrost napięcia spowoduje ponowną, automatyczną synchronizację.

3. WNIOSKI

Analizując uzyskane wyniki badań porównawczych zachowania silnika w stanie pracy asynchronicznej i synchronicznej podczas typowych zakłóceń napięcia zasilającego można stwierdzić:

- Chwilowy zanik napięcia zasilającego jednej z faz skutkuje zmniejszeniem momentu synchronicznego i w rezultacie wypadnięciem silnika z synchronizmu co związane jest z wystąpieniem zwiększonego prądu zasilającego pozostałych faz oraz niekorzystnym wzrostem momentu dynamicznego. Analogiczne zjawiska wystąpią podczas pracy asynchronicznej silnika, a przebieg momentu dynamicznego i prądu stojana są większe niż przy pracy synchronicznej. Należy zatem stwierdzić, że to zakłócenie nie stanowi zagrożenia dla pracy synchronicznej silnika indukcyjnego pod warunkiem, że jest krótkotrwałe.
- Chwilowy zanik napięcia zasilania powodujący istotne zmniejszenie prędkości obrotowej wymaga bezwzględnie przeprowadzenia ponownego procesu rozruchu i synchronizacji silnika. Załączenie napięcia z pominięciem procesu rozruchu może skutkować istotnymi narażeniami prądowymi i dynamicznymi. Przy krótkotrwałych zanikach napięcia zasilania, gdy spadek prędkości jest nieznaczny, należy rozważyć indywidualnie sposób sterowania ponowną synchronizacją silnika.
- Chwilowe obniżenie napięcia może powodować wypadnięcie z synchronizmu silnika, jeżeli reakcja układów wzbudzenia będzie zbyt wolna. Przy prawidłowo działającym układzie sterowania prądem wzbudzenia silnika i krótkim czasie trwania obniżenia nie wystąpi zjawisko wypadnięcia z synchronizmu silnika.

Podsumowując wyniki badań można stwierdzić, że badane zakłócenia nie stanowią zagrożenia dla pracy synchronicznej silnika indukcyjnego pierścieniowego. Możliwe jest zatem wprowadzenie do eksploatacji tego typu rozwiązania wszędzie tam, gdzie nie występują nagle przeciążenia w układzie napędowym.

LITERATURA

- [1] AZAREWICZ S., ZALAS A., ZALAS P., *Stany dynamiczne w pracy synchronicznej silników indukcyjnych pierścieniowych*, Maszyny Elektryczne. Zeszyty Problemowe, nr 98, 2013, 143–148.

- [2] AZAREWICZ S., ZALAS A., ZALAS P., *Badania symulacyjne procesu synchronizacji silników indukcyjnych pierścieniowych*, Zagadnienia maszyn, napędów i pomiarów elektrycznych, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 65, Seria: Studia i Materiały, Nr 31, 2011, 41–54.
- [3] PODDAR G., RANGANATHAN V.T., *Direct torque and frequency control of double-inverter-fed slip-ring induction motor drive*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, Iss. 6, 2004, 1329–1337.
- [4] SCHACHTER N., RUESCH U., *Synchronous and slip-ring induction motors drive cement mills*, Industry Applications Magazine, IEEE, Vol. 6, Iss. 4, 2000, 22–35.
- [5] SINGH B.K., NAIK K.B., *Design of microprocessor based closed-loop slip power recovery control of slip ring induction motor drive*, 4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems 2001. Proceedings, 2001, Vol. 1, 49–52.
- [6] STAATS G.W., XIAN-SHU L., *A new criterion for synchronization of salient-pole synchronous motors*, Conference record of the 1983 Minig Industry Technical Conf. IEEE, 1983, 138–150.
- [7] STAATS G.W., *Maximum permissible slip for synchronizing salient-pole synchronous motors*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. EC-2, No. 3, 1987.
- [8] VERMA V., MAITI S., CHAKRABORTY C., *Sensorless control of grid-connected doubly-fed slip-ring induction motor drive*, Industrial Electronics, 2009, IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE, 2009, 1276–281.
- [9] ZALAS P., *Analiza procesu synchronizacji silników synchronicznych z rozruchem asynchronicznym*, rozprawa doktorska, Politechnika Wrocławska, Wrocław 2007.
- [10] ZALAS P., ZAWILAK J., *Wpływ układu sterowania prądem wzbudzenia na proces synchronizacji silnika synchronicznego*, Problemy eksploatacji maszyn i napędów elektrycznych, PEMINE, Ustroń, 17–19.05.2006, BOBRME „Komel”, Katowice 2006, 83–88.

EMERGENCY OPERATION OF SLIP-RING INDUCTION MOTORS

The paper presents the analysis of dynamic phenomena that may occur during synchronous operation of slip-ring induction motors. These phenomena are caused by the typical conditions that may occur in the motor. To them include: voltage reduction caused by technological processes or start high power motors, unbalanced phase voltages decrease caused by emergency power system conditions, momentary lack of supply voltages, etc. These phenomena may occur under normal operating conditions is therefore important to assess their influence on the course and value of dynamic torques, currents and rotational speed of slip-ring induction motor operating in the synchronous state. The article presents the results of simulations of selected interference and formulated conclusions and recommendations for this type of drive.

*maszyny elektryczne, magnesy trwałe,
silniki bezszczotkowe prądu stałego*

Marek CIURYS*, Ignacy DUDZIKOWSKI*

SILNIK BEZSZCZOTKOWY O WIRNIKU KUBKOWYM

Opracowano silnik bezszczotkowy prądu stałego (BLDC) o wirniku kubkowym wzbudzany magnesami neodymowymi, do wnętrza którego może być wbudowana maszyna robocza. Przeprowadzono analizę wpływu wymiarów obwodu magnetycznego wirnika na wartość strumienia oraz na wartość momentu zaczepowego. Opracowano połowo-obwodowy model obliczeniowy silnika wraz z przekształtnikiem zasilającym. Wyznaczono przebiegi czasowe wielkości elektrycznych i mechanicznych w układzie: źródło zasilania–przekształtnik–silnik, w stanach dynamicznych i ustalonych.

1. WPROWADZENIE

Rozwój energoelektroniki, materiałów magnetycznie twardych (w szczególności magnesów neodymowych [1]) oraz tendencja do stosowania energooszczędnych układów napędowych powoduje coraz szersze zastosowanie silników bezszczotkowych z magnesami trwałymi (BLDC). Maszyny te nazywane również silnikami z komutacją elektroniczną wykazują wiele zalet w porównaniu z innymi silnikami elektrycznymi. Charakteryzuje je przede wszystkim [2, 3] duża sprawność oraz duża wartość momentu i mocy przypadająca na jednostkę masy oraz duża przeciążalność momentem, co wpływa na dobre właściwości dynamiczne tych silników. Przeciążalność tych maszyn zależy głównie od dopuszczalnego prądu tranzystorów przekształtnika zasilającego silnik oraz od odporności magnesów na odmagnesowanie. Zaletą silników o wirniku wewnętrznym jest również mały moment bezwładności.

Strumień magnetyczny w wirniku silnika BLDC zamyka się głównie w przestrzeni przy jego powierzchni, w wyniku tego przestrzeń wewnętrzna nie jest wykorzystana magnetycznie. Wykonanie wirnika w formie kubkowej umożliwi wykorzystanie tej przestrzeni poprzez wbudowanie do jego wnętrza maszyny roboczej. Dotychczas wirniki kubkowe stosowane są przede wszystkim w silnikach przeznaczonych do zastosowań

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: marek.ciurys@pwr.wroc.pl, ignacy.dudzikowski@pwr.wroc.pl

w automatyce, gdzie istotna jest mała wartość momentu bezwładności. W przypadku maszyn o magnesach trwałych takie rozwiązanie konstrukcyjne wirnika jest rzadko stosowane i występuje w maszynach z podwójnym stojanem przeznaczonych do pracy jako starter-generator [4] lub w elektrowniach wiatrowych [5].

Celem pracy było opracowanie silnika bezszczotkowego (BLDC) prądu stałego o wirniku kubkowym przeznaczonego do napędu urządzenia, które jest zamontowane w jego wnętrzu oraz wyznaczenie przebiegów czasowych wielkości elektrycznych i mechanicznych w stanach dynamicznych i ustalonych. Zakres pracy obejmuje:

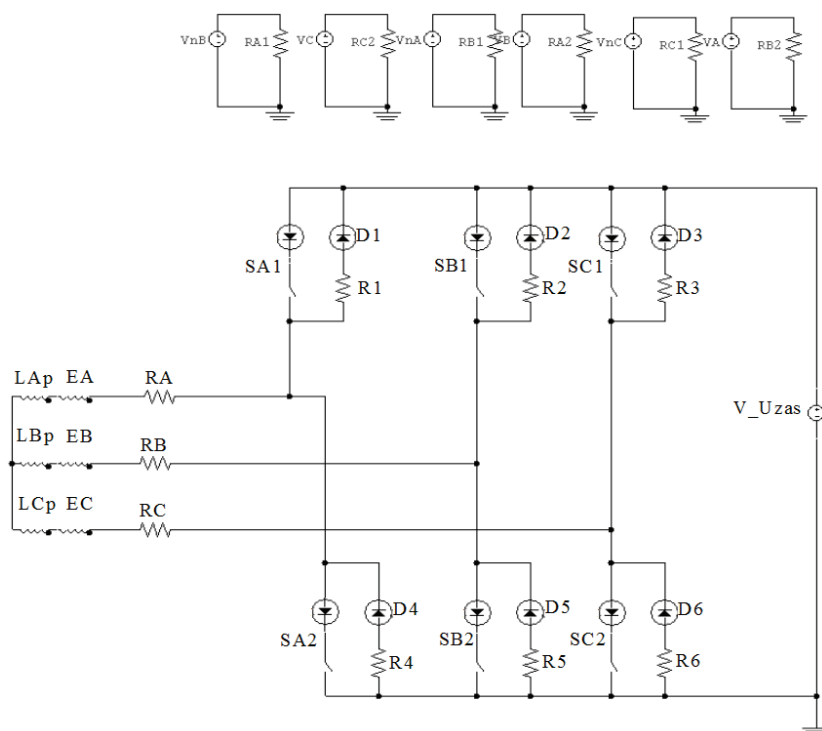
- opracowanie modelu połowo-obwodowego silnika wraz z przekształtnikiem zasilającym,
- analizę wpływu kąta i wysokości magnesów oraz grubości jarzma wirnika na wartość strumienia magnetycznego oraz na wartość momentu zaczepowego,
- wyznaczenie przebiegów czasowych wielkości elektrycznych i mechanicznych silnika.

2. MODEL POŁOWO-OBWODOWY UKŁADU PRZEKSZTAŁTNIK ZASILAJĄCY–SILNIK

Analizę przeprowadzono na przykładzie zaprojektowanego silnika o danych: napięcie znamionowe $U_N = 220$ V, moc znamionowa $P_N = 2$ kW, prąd znamionowy $I_N = 10$ A, prędkość znamionowa $n_N = 2650$ obr./min., liczba par biegunów $p = 2$, moment bezwładności $J = 0,0016$ kg·m². Średnica zewnętrzna wirnika wynosiła 74 mm, a średnica zewnętrzna stojana 125 mm. Parametry te dotyczą finalnie dobranych wymiarów obwodu magnetycznego silnika przedstawionych w rozdziale 4.

Zastosowano magnesy neodymowe o koercji $B_{H_c} = 844$ kA/m i remanencji $B_r = 1,17$ T. Stojan silnika wykonano z blachy o wykroju od typowego silnika indukcyjnego. W programie Maxwell opracowano model połowy oraz połowo-obwodowy silnika wraz z przekształtnikiem zasilającym. Przekrój poprzeczny silnika wraz z rozplywem strumienia magnetycznego przedstawiono na rysunku 2. W części obwodowej (rys. 1) modelu połowo-obwodowego uwzględniono źródło zasilania, przekształtnik oraz silnik BLDC. Schemat elektryczny części obwodowej silnika wraz z przekształtnikiem zasilającym przedstawiono na rysunku 1, na którym poszczególne symbole oznaczają: RA, RB, RC – rezystancję pasm uzwojenia silnika, EA, EB, EC – wartości chwilowe sumarycznych sił elektromotorycznych indukowanych w pasmach uzwojenia silnika będące wynikiem rotacji, samoindukcji i indukcyjności wzajemnych, LAp, LBp, LCp – indukcyjność połączeń czołowych pasm uzwojenia silnika; $SA1, SB1, SC1, SA2, SB2, SC2$ – klucze tranzystorowe przekształtnika, $D1...D6$ – diody zwrotne (model idealnego złącza p-n) przekształtnika, $R1...R6$ – rezystancje wewnętrzne diod zwrotnych przekształtnika, V_Uzas – napięcie zasilania. Obwody z elementami VA, VB, VC ,

VnA , VnB , VnC , $RA1$, $RA2$, $RB1$, $RB2$, $RC1$, $RC2$ służą do sterowania pracą kluczy tranzystorowych przekształtnika w funkcji kąta obrotu wirnika.



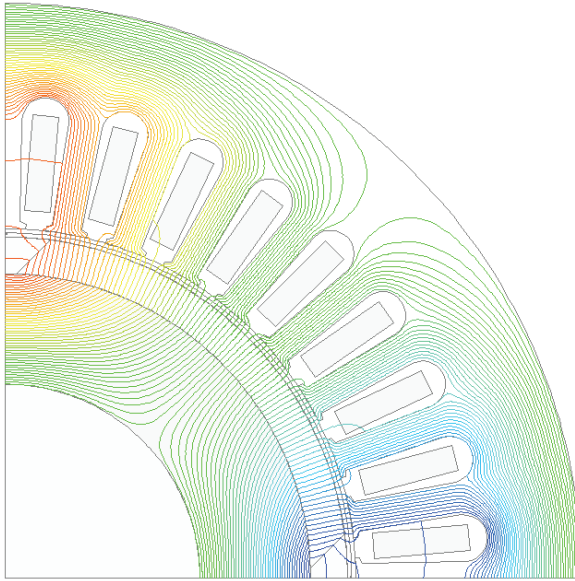
Rys. 1. Część obwodowa modelu polowo-obwodowego silnika wraz z przekształtnikiem

3. ANALIZA WPŁYWU WYMIARÓW OBWODU MAGNETYCZNEGO NA STRUMIEŃ MAGNETYCZNY ORAZ NA MOMENT ZACZEPOWY

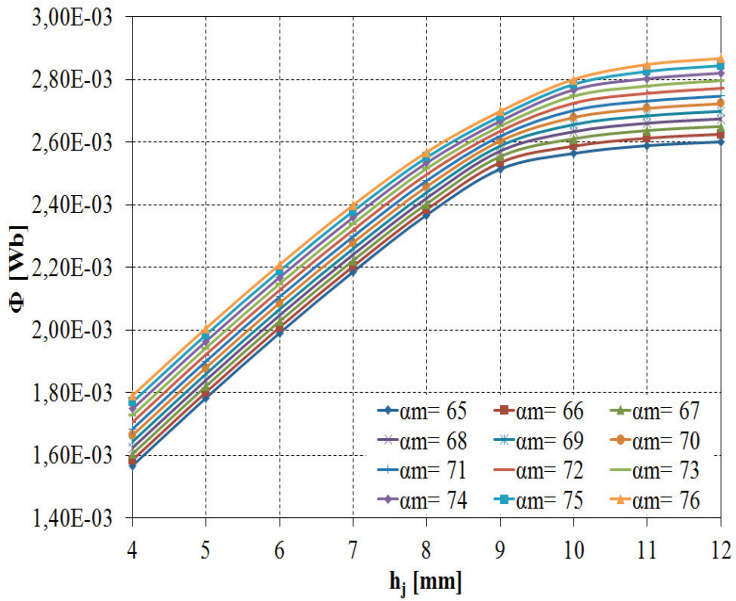
W celu doboru wymiarów obwodu magnetycznego zapewniających jak największą wartość strumienia magnetycznego i możliwie małe pulsacje momentu zaczepowego wykonano polowe obliczenia wariantowe w zakresie:

- kąta magnesów $\alpha_m = 65\text{--}76^\circ$,
- wysokości magnesów $h_m = 3\text{--}4,5$ mm,
- grubości jarzma wirnika $h_j = 4\text{--}12$ mm.

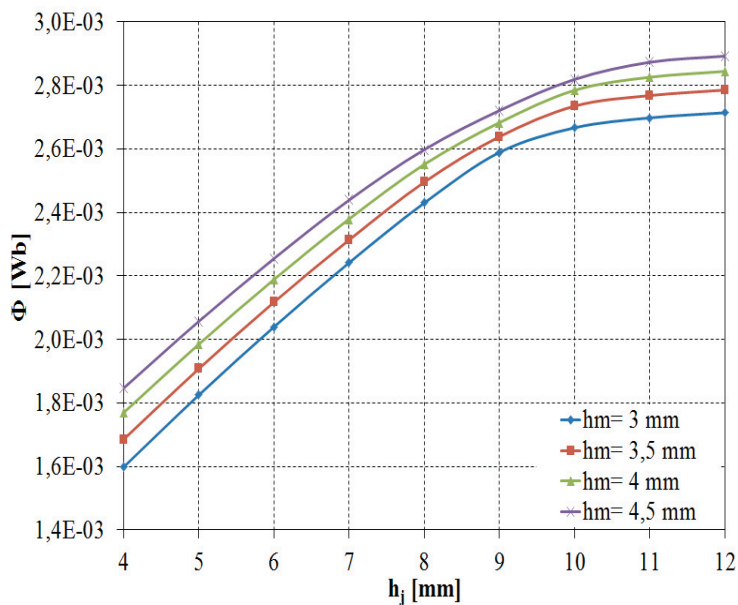
Ważniejsze wyniki analizy obliczeniowej dla temperatury $t = 20$ °C przedstawiono na rysunkach 2–5. Wartość strumienia magnetycznego (rys. 3, 4) wyznaczono za pomocą wirtualnej cewki pomiarowej o rozpiętości jednej podziałki biegunowej umieszczonej w szczelinie powietrznej maszyny.



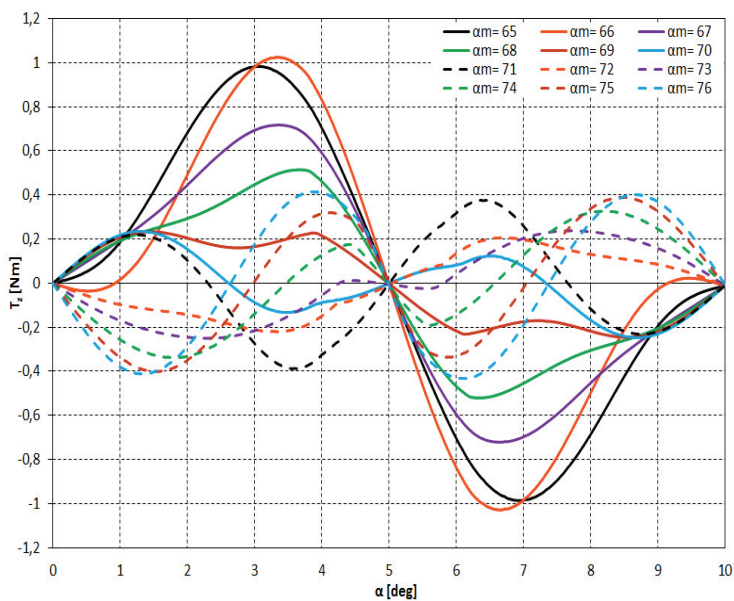
Rys. 2. Rozpływ strumienia magnetycznego w silniku;
 $\alpha_m = 75^\circ$, $h_m = 4$ mm, $h_j = 12$ mm



Rys. 3. Zależność wartości strumienia magnetycznego od grubości jarzma wirnika przy różnej wartości kąta magnesów; $h_m = 4$ mm



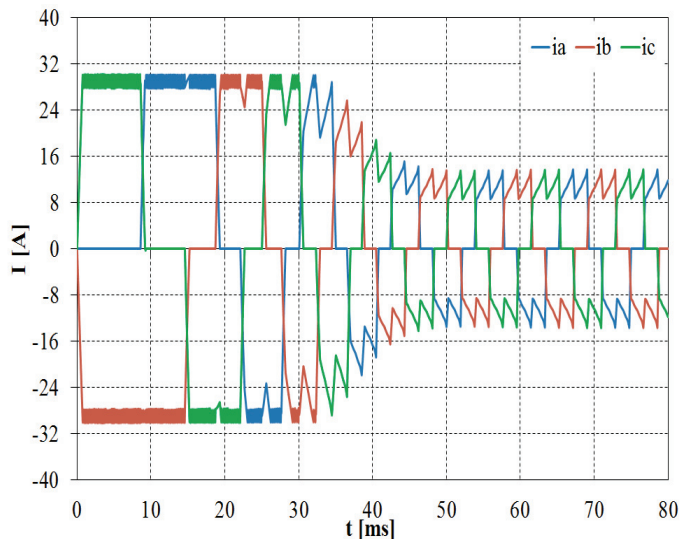
Rys. 4. Zależność wartości strumienia magnetycznego od grubości jarzma wirnika przy różnej wysokości magnesów; $\alpha_m = 75^\circ$



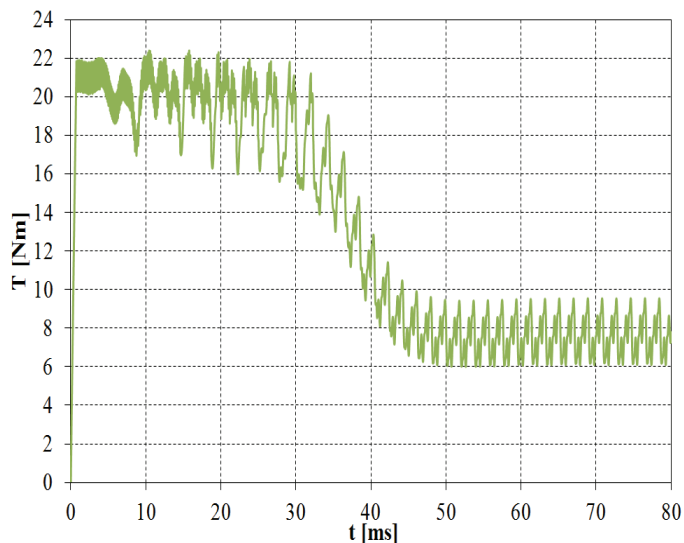
Rys. 5. Zależność momentu zaczepowego od kąta obrotu wirnika przy różnej wartości kąta magnesów; $h_m = 4$ mm; $h_j = 12$ mm

4. PRZEBIEGI CZASOWE WIELKOŚCI ELEKTRYCZNYCH I MECHANICZNYCH SILNIKA

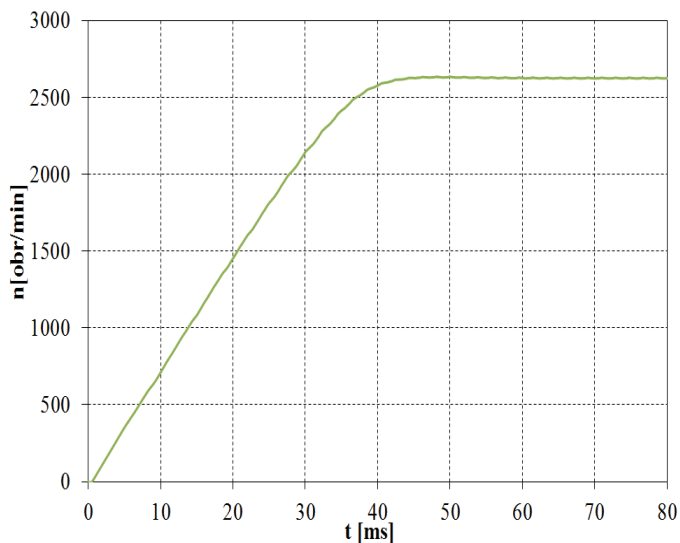
Korzystając z wyników wariantowych obliczeń polowych dobrano takie wymiary obwodu magnetycznego wirnika ($h_j = 12$ mm, $\alpha_m = 75^\circ$, $h_m = 4$ mm) aby zapewnić



Rys. 6. Przebiegi czasowe prądów pasmowych w silniku podczas rozruchu



Rys. 7. Przebieg czasowy momentu elektromagnetycznego silnika podczas rozruchu



Rys. 8. Prędkość obrotowa silnika podczas rozruchu

możliwie dużą wartość strumienia magnetycznego i odporność magnesów na odmagnesowanie. Dla tak wybranego finalnego rozwiązania konstrukcyjnego obliczono przebiegi czasowe wielkości elektrycznych i mechanicznych silnika obciążonego różną wartością momentu. Obliczenia wykonano w układzie z ograniczeniem ustawionym na 3-krotną wartość prądu znamionowego. Przykładowe wyniki obliczeń przy obciążeniu silnika momentem znamionowym przedstawiono na rysunkach 6–8.

5. PODSUMOWANIE

Przeprowadzono analizę obliczeniową wpływu wymiarów obwodu magnetycznego na wartość strumienia magnetycznego oraz momentu zaczepowego silnika bezszczotkowego o wirniku kubkowym. Przeprowadzona analiza wykazała, że przy doborze grubości jarzma wirnika należy kierować się przede wszystkim wartością strumienia magnetycznego (rys. 3, 4). Wartość strumienia magnetycznego jest praktycznie proporcjonalna do kąta magnesów niezależnie od grubości jarzma. Wysokość magnesów musi zapewnić odporność na odmagnesowanie w stanach przeciążeń prądowych. Ma również wpływ na wartość strumienia magnetycznego (rys. 4). Wpływ ten zależy od grubości jarzma wirnika, czyli stopnia jego nasycenia. Wysokość magnesów $h_m = 4$ mm dobrano ze względu na zapewnienie możliwie dużej odporności magnesów na odmagnesowanie. Wartość maksymalna momentu zaczepowego przy zastosowanej grubości jarzma wirnika ($h_j = 12$ mm) oraz wysokości magnesów ($h_m = 4$ mm) ma najmniejszą wartość przy kącie magnesów $\alpha_m = 72^\circ$ (rys. 5). Wykonane

obliczenia połowo-obwodowe wykazały, że pulsacje momentu elektromagnetycznego przy kącie $\alpha_m = 72^\circ$ i $\alpha_m = 75^\circ$ są praktycznie takie same (wynoszą $0,45T_N$ przy obciążeniu momentem znamionowym). W celu uzyskania możliwie dużej wartości strumienia magnetycznego, zastosowano kąt magnesów $\alpha_m = 75^\circ$.

Wykonana analiza połowo-obwodowa finalnej konstrukcji silnika wykazała, że wartość maksymalna prądu pobieranego przez silnik w trakcie rozruchu jest prawie 15 razy większa od wartości maksymalnej w stanie ustalonym a moment maksymalny jest 11,5 razy większy od momentu znamionowego. Tak duże wartości prądu rozruchowego nie są wskazane ze względu na pracę elementów półprzewodnikowych przekształtnika. Dlatego w układach napędowych z silnikami BLDC stosowane jest ograniczenie prądowe. Przy obliczaniu czasu rozruchu uwzględniono moment obciążenia silnika, moment tarcia oraz moment bezwładności. W przypadku zastosowania ograniczenia prądowego ustawionego na 3-krotną wartość prądu znamionowego proces rozruchu silnika obciążonego momentem znamionowym jest czterokrotnie dłuższy, a moment maksymalny zostaje ograniczony do wartości $2,8T_N$. Czas rozruchu wynoszący 40 ms oraz przeciążalność momentem $K_m = 2,8$ spełniają wymagania praktyki przemysłowej.

LITERATURA

- [1] LEONOWICZ M., WYSŁOCKI J., *Współczesne magnesy – technologie, mechanizmy koercji, zastosowania*, WNT, Warszawa 2005.
- [2] DUDZIKOWSKI I., CIURYS M., *Komutatorowe i bezszczotkowe maszyny elektryczne wzbudzone magnesami trwałymi*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2011.
- [3] GIERAS J.F., *Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications*, CRC Press, 2010.
- [4] SHUANGXIA NIU, K.T. CHAU, J.Z. JIANG, *Analysis of eddy-current loss in a double-stator cup-rotor PM machine*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 44, No. 11, November 2008, 4401–4404.
- [5] SHUANGXIA NIU, K.T. CHAU, J.Z. JIANG, CHUNHUA LIU, *Design and Control of a New Double-Stator Cup-Rotor Permanent-Magnet Machine for Wind Power Generation*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 43, No. 6, June 2007, 2501–2503.

BRUSHLESS DC MOTOR WITH A CUP-ROTOR

A brushless DC motor with a cup-rotor, in which a driven machine can be built, was designed. An analysis of the impact of the rotor magnetic circuit dimensions on the magnetic flux and cogging torque values was carried out. A field-circuit model of the motor was developed. Transients of the electrical and mechanical quantities of the motor were computed.

*magnetowody, materiały magnetycznie
miękkie, materiały kompozytowe magnetycznie miękkie,
dielektromagnetyki, izotropia, wirujące pole kołowe*

Tomasz JANTA*

POMIAROWE POTWIERDZENIE IZOTROPII MAGNETYCZNEJ DIELEKTROMAGNETYKU

Do wykonania magnetowodów elektroprzetworników małej mocy mogą być zastosowane materiały wykonane w technologii metalurgii proszków. Takimi materiałami są, między innymi, dielektromagnetyki. Są to elementy wykonane z komponentów proszków magnetycznie miękkich i dodatków, prasowane wysokimi ciśnieniami, rzędu 800 MPa, następnie utwardzane w trakcie obróbki cieplnej. W niektórych rozwiązaniach technicznych na korzyść dielektromagnetyków przemawiać będzie zakładana izotropowość magnetyczna wykonanego z nich magnetowodu. W innych istotna może być sztucznie wytworzona anizotropia.

Praca dotyczy pomiarowego potwierdzenia naturalnej izotropii dielektromagnetyku za pomocą pomiaru rozkładu indukcji magnetycznej dielektromagnetyku przemagnesowywanego kołowym wirującym polem magnetycznym.

1. WSTĘP

W niektórych elektroprzetwornikach do wykonania magnetycznie miękkiego magnetowodu korzystne może być wykorzystanie technologii metalurgii proszków. Wykonanie w całości lub też w jego części magnetowodu z magnetycznie miękkich kompozytów proszkowych znajduje swoje uzasadnienie głównie tam, gdzie ze względu na przebieg strumienia magnetycznego optymalne wykonanie magnetowodu pakietowanego z blach elektrotechnicznych może być bardzo trudne lub wręcz niemożliwe. Typowym przykładem jest magnetowód tubowego silnika liniowego [1]. Również w przypadku magnetowodów mikromaszyn czy maszyn małej mocy wykonanie magnetowodu blachowego może być technologicznie trudne [2] i ekonomicznie nieuzasadnione. Olbrzymią zaletą materiałów kompozytowych, obok

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: tomasz.janta@pwr.edu.pl

innych, są bowiem niskie koszty ich wytwarzania wynikające m.in. z bezodpadowości produkcji.

W zależności od zastosowanej technologii można otrzymać różne, z punktu widzenia właściwości magnetycznych i mechanicznych, rodzaje kompozytów proszkowych. Kompozyty proszkowe na magnetycznie miękkie magnetowody można podzielić na dwie podstawowe grupy:

- spieki – kompozyty proszkowe obrabiane w wysokich temperaturach, rzędu 1200 °C, zwykle w atmosferach ochronnych, oraz
- dielektromagnetyki – kompozyty spajane izolatorem i utwardzane w temperaturach 180 °C do 500 °C.

Dielektromagnetyki, w porównaniu do spieków, są kompozytami proszkowymi charakteryzującymi się korzystniejszą, mniejszą, stratnością, zwłaszcza z prądów wirowych oraz o wiele prostszą technologią. Istotny jest także brak skurczy technologicznych dielektromagnetyków, mających miejsce w technologii spieków. Pozwala to na uniknięcie przeprowadzania dodatkowej, końcowej, obróbki mechanicznej, praktycznie niezbędnej w przypadku wykonywania magnetowodów spiekanych. Te cechy powodują, że dielektromagnetyki cieszą się szczególnym zainteresowaniem badaczy upatrujących w tych materiałach dużego potencjału aplikacyjnego.

Mniejsza stratność dielektromagnetyków związana z prądami wirowymi jest wynikiem izolowania poszczególnych cząstek żelaza przez pokrycie zastosowanym w ich technologii dielektrykiem, który pełni tu jednocześnie funkcję izolatora i spoiwa. Efektem tego jest zwiększenie rezystywności, a więc ograniczenie wartości prądów wirowych i strat z tym związanych [3].

Dielektromagnetyki są coraz powszechniej wykorzystywane, o czym świadczy fakt, że światowi producenci proszków żelaza mają w swojej ofercie różne, specjalnie domieszkowane, komponenty proszkowe do bezpośredniego wykonywania dielektromagnetyków magnetycznie miękkich. Zawierają one odpowiednio dobrane frakcje proszku żelaza, środki poślizgowe ułatwiające proces prasowania oraz bardzo ważny składnik odpowiadający za izolowanie i sklejanie komponentów w procesie ich utwardzania – lepiszcze. Najczęściej jest to żywica epoksydowa. Od zastosowanego izolatora zależy bezpośrednio wysokość możliwej do zastosowania temperatury utwardzania dielektromagnetyku.

Warunkiem optymalnego wykonania magnetowodów jest znajomość i możliwość modyfikacji właściwości otrzymanych materiałów magnetycznie miękkich, w tym również dielektromagnetyków, najlepiej w początkowym etapie ich wytwarzania.

Właściwości mechaniczne obecnie wykonywanych dielektromagnetyków są praktycznie wystarczające do wykonywania małych magnetowodów lub części magnetowodów większych. Ograniczenia w szerszym zastosowaniu dielektromagnetyków związane są z ich właściwościami magnetycznymi, szczególnie w zmiennym (przemienным) polu magnetycznym. Obecnie są one istotnie gorsze od właściwości blach elektrotechnicznych [4]. W niektórych rozwiązaniach technicznych na korzyść dielektromagnety-

ków przemawiać będzie zakładana izotropowość magnetyczna wykonanego z nich magnetowodu. W innych, kluczowa w zastosowaniu może się okazać sztucznie wytworzona, odpowiednio ukierunkowana, anizotropia magnetowodu kompozytowego.

Izotropowość magnetyczna dielektromagnetyku nie została do tej pory potwierdzona pomiarowo, a wynikała z zakładanej, jednorodnej objętościowo, struktury materiału.

W wynikach pomiarów przeprowadzanych w przemiennym polu magnetycznym na próbkach toroidalnych [4], [5] nie stwierdzono żadnych istotnych różnic we właściwościach materiału mogących podważać to założenie.

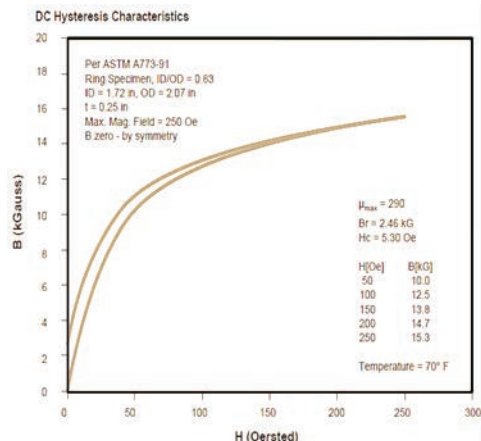
Posiadana aktualnie aparatura badawcza pozwala na przeprowadzenie pomiaru indukcji magnetycznej w dielektromagnetyku w procesie przemagnesowywania wirującym polem magnetycznym. Jeżeli pole to będzie kołowe, to możemy pomiarowo zweryfikować izotropię materiału. Można również w ten sposób wyznaczyć sztucznie wytworzoną anizotropię dielektromagnetyku, np. wprowadzając, w procesie zasypywania proszku do formy, komponenty o różnych właściwościach magnetycznych.

Praca dotyczy sprawdzenia izotropowości magnetycznej dielektromagnetyku przemagnesowywanego kołowym wirującym polem magnetycznym.

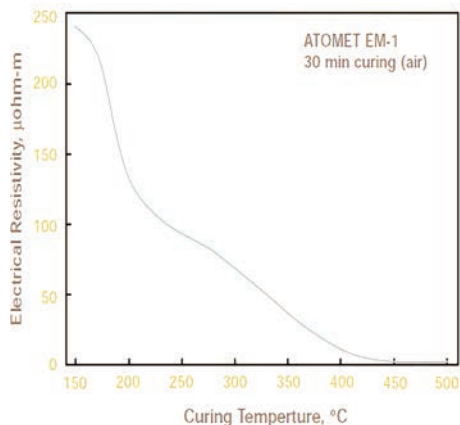
2. PRÓBKA DIELEKTROMAGNETYKU

Próbkę dielektromagnetyku wykonano z ferromagnetycznego kompozytowego proszku ATOMET EM-1 produkowanego specjalnie do wykonywania magnetycznie miękkich magnetowodów (dielektromagnetyków) przez Kanadyjską firmę Quebec Metal Powders Limited.

Na rysunku 1 przedstawiono charakterystykę pierwotnego magnesowania oraz przebieg pętli histerezy w I ćwiartce, a na rysunku 2 zależność rezystywności dielektromagnetyku od temperatury obróbki, podane przez producenta proszku [6]. Podana na rysunku 2 zależność rezystywności dowodzi zastosowania żywicy epoksydowej jako izolatora i lepiszcza. Wyraźnie widać, dlaczego temperatura utwardzania dielektromagnetyku jest tak istotna i dlaczego nie może być, w przypadku konkretnego izolatora, zbyt wysoka. Oczywiście, im wyższa temperatura obróbki, tym wytrzymałość mechaniczna dielektromagnetyku większa. Przy zastosowaniu żywicy epoksydowej (jak to ma miejsce w tym przypadku) za optymalną temperaturę utwardzania przyjmuje się 180 °C. Wytrzymałość mechaniczna dielektromagnetyku jest już wystarczająca, a jego rezystywność, wpływająca bezpośrednio na ograniczenie wartości prądów wirowych, jest jeszcze stosunkowo duża. Wzrost temperatury utwardzania tylko o około 20 °C prowadzi do blisko dwukrotnego zmniejszenia rezystywności. Wynika to z faktu degradacji żywicy ze wzrostem temperatury utwardzania i pogorszeniem jej właściwości izolujących, a więc zmniejszania się rezystywności materiału. Zwiększenie wytrzymałości mechanicznej odbywa się więc kosztem istotnego zwiększenia stratności związanej z prądami wirowymi.

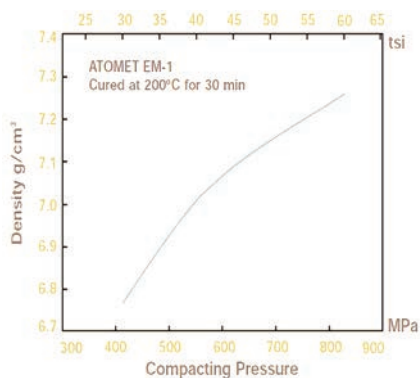


Rys. 1. Charakterystyka pierwotnego magnesowania pogarszania oraz przebieg pętli histerezy w I ćwiartce [6]

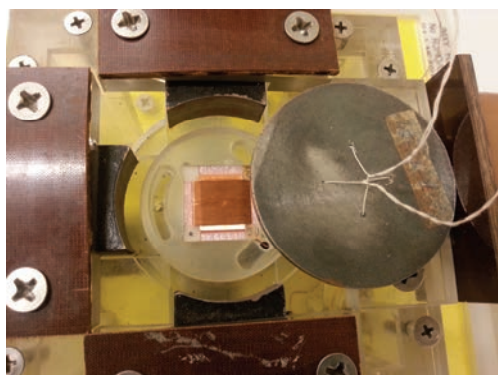


Rys. 2. Zależność rezystywności dielektrycznej od temperatury obróbki [6]

Próbka do pomiaru anizotropii wykonana została w kształcie okrągłego plastra o średnicy 60 mm. Ze względu na małą wytrzymałość mechaniczną wypraski przed jej utwardzeniem, grubość próbki jest stosunkowo duża i wynosi około 4 mm. Ciśnienie prasowania wynosiło 800 MPa. Jest to najwyższe ciśnienie praktycznie stosowane w produkcji dielektromagnetyków (rys. 3). Wartość ta wynika z wytrzymałości mechanicznej form, które w procesie prasowania wyższymi ciśnieniami ulegają zbytniemu zużyciu. Utwardzanie żywicy przeprowadzono w temperaturze 180 °C przez 0,5 godziny. Temperatura ta pozwoliła na uzyskanie oczekiwanej rezystywności wykonanego dielektromagnetyku.



Rys. 3. Zależność gęstości dielektromagnetyku od ciśnienia prasowania [6]

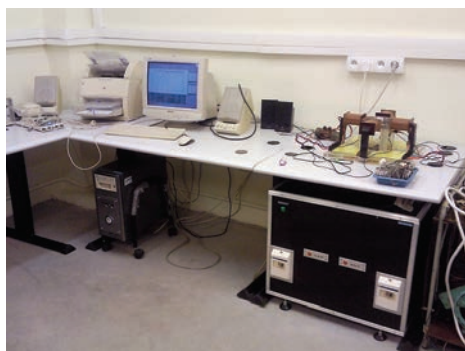


Rys. 4. Jarzmo magnetyczne, próbka i cewka do pomiaru natężenia pola magnetycznego

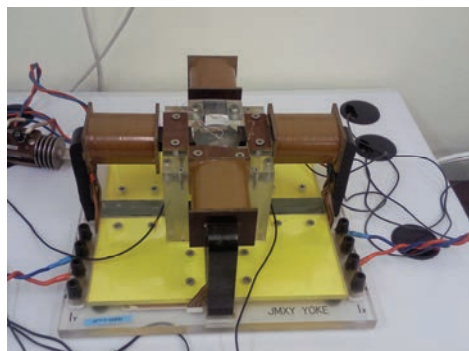
Pomiar indukcji magnetycznej przeprowadzono w środkowym obszarze badanej próbki, gdzie jej magnesowanie jest najbardziej jednorodne. W tym celu, w odległości 10 mm od środka próbki, wykonano cztery, równomiernie rozmieszczone otwory o średnicy 0,7 mm. Przez te otwory nawinięto dwie jednozwojowe cewki pomiarowe w przyjętych, ortogonalnych względem siebie, osiach B_x i B_y (rys. 4).

3. STANOWISKO BADAWCZE I WYNIKI POMIARÓW

Do pomiaru właściwości magnetycznych wykorzystano komputerowy system pomiarowy do badania dynamicznych właściwości magnetycznych kompozytów proszkowych w polach przemiennych i wirujących MAG-TD200 [7] (rys. 5).



Rys. 5. Widok stanowiska pomiarowego



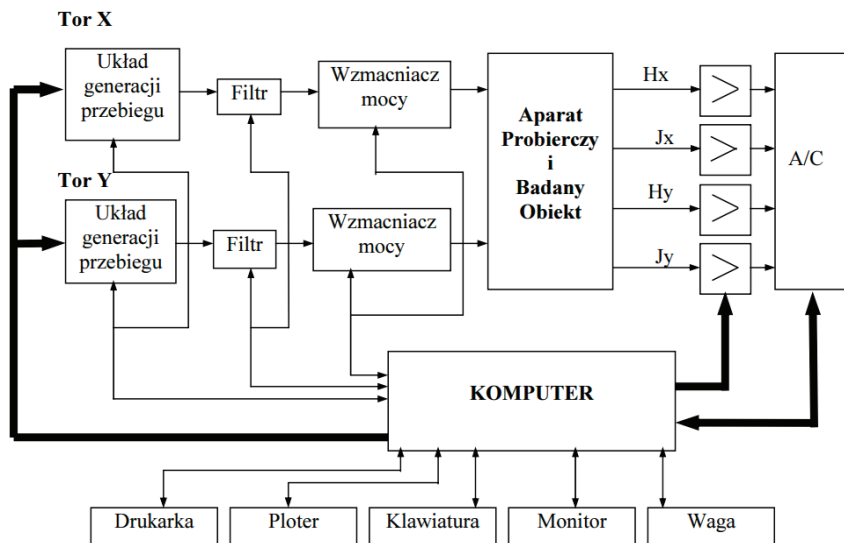
Rys. 6. Jarzmo magnetyczne z badaną próbką

Badana próbka magnesowana jest przez odpowiednio zorganizowane jarzma w kształcie litery U (rys. 6) wyposażone w regulator permeancji obu torów magnesujących. Pomiar przyłożonego natężenia pola magnetycznego H realizowany jest metodą pomiaru bezpośredniego za pomocą płaskiej cewki umieszczonej pod powierzchnią badanej próbki (rys. 4).

System umożliwia przeprowadzanie pomiarów w polach przemiennych, w zakresie częstotliwości od 3 do 1000 Hz oraz w polach wirujących, w zakresie od 20 do 400 Hz. Przed właściwymi pomiarami możliwe jest programowane rozmagnesowanie próbki.

Wykorzystane w pomiarach wirujące kołowe pole magnetyczne wytworzone zostało z wykorzystaniem liniowych wzmacniaczy zasilających odpowiednie magnety wody pola magnetycznego. Cały proces pomiarowy wraz z procedurą kalibracji jest w pełni zautomatyzowany.

Schemat strukturalny systemu pomiarowego przedstawiono na rysunku 7.



Rys. 7. Schemat strukturalny systemu pomiarowego [7]

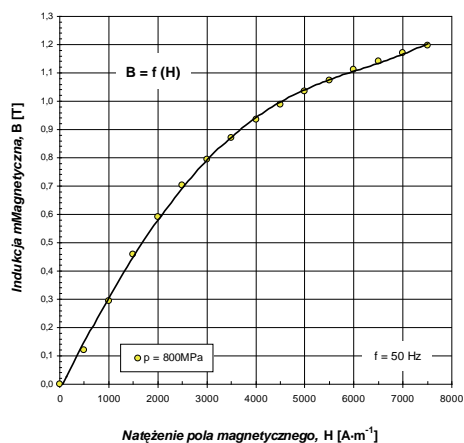
Namagnesowanie badanej próbki realizowane jest za pomocą bloku generacji i wzmacniacza mocy. W procesie pomiarowym odpowiednie sygnały z obiektu badanego podawane są na wzmacniacze wejściowe, dopasowujące je do poziomów wymaganych przez układy cyfrowe. Następnie sygnały te są próbkowane w przetwornikach próbkująco-pamiętających (S/H) i kwantowane w przetworniku A/C przełączanym na kolejne kanały pomiarowe przez multiplekser. W komputerze przebiegi poddawane są odpowiednim procedurom obliczeniowym i w tej postaci są wyświetlane i zapisywane.

Możliwości pomiarowe systemu oraz dokładność pomiaru zapewniają pełną wiarygodność otrzymanych wyników badań.

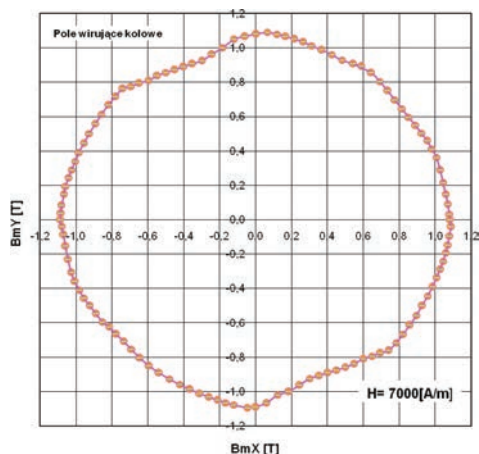
W celu określenia anizotropii dielektromagnetyku, wykonaną próbkę umieszczono w wirującym kołowym polu magnetycznym. Przeprowadzono pomiary indukcji w osiach prostopadłych B_x i B_y z wykorzystaniem przygotowanych jednozwojnych cewek.

Wszystkie parametry w polach przemiennych wyznaczone zostały dla obu kierunków jednocześnie.

Pomiary indukcji magnetycznej przeprowadzono przy standardowej częstotliwości 50 [Hz] oraz przy stałej wartości natężenia wirującego pola magnetycznego $H = 7,0$ kA/m. Wartość natężenia pola dobrano tak, aby mierzone wartości indukcji znajdowały się jeszcze na prostoliniowej części rzeczywistej krzywej magnesowania badanego dielektromagnetyku (rys. 8). Wartości indukcji wytworzonej przez kołowe wirujące pole magnetyczne przedstawiono na rysunku 9.



Rys. 8. Rzeczywista krzywa magnesowania dielektromagnetyku ATOMET EM-1 w polu przemiennym



Rys. 9. Rozkład indukcji magnetycznej B dla wirującego kołowo pola magnetycznego

Na podstawie wykonanych pomiarów stwierdzono, że różnica wartości indukcji w ustanowionych ortogonalnych osiach nie przekracza 3% (rys. 9). Maksymalna różnica wynosi natomiast około 8% i występuje symetrycznie między wartościami przesuniętymi w stosunku do obranych osi o około 30° .

Zaburzenia przestrzennej jednorodności materiału znajdują swoje odzwierciedlenie we właściwościach mierzonych w kołowym, wirującym polu magnetycznym. Przedstawiona metoda pomiarowa pozwala więc nie tylko na potwierdzenie izotropii materiału ale również na kontrolowanie procesu technologicznego z punktu widzenia równomierności struktury. Pozwala też na stwierdzenie i pomiar celowo wytworzonej, sztucznej anizotropii magnetycznej.

4. PODSUMOWANIE

Wyniki przeprowadzonych pomiarów potwierdzają zakładaną do tej pory teoretycznie izotropię dielektromagnetyku.

W wirującym kołowym polu magnetycznym anizotropia magnetyczna, liczona jako wyrażony w procentach iloraz różnicy maksymalnej i minimalnej wartości indukcji do ich sumy, jest mniejsza od 5%.

Podczas wykonywania dielektromagnetyków nie popełniono istotnych błędów technologicznych. Izotropia trzech zbadanych próbek o tym samym składzie i sposobie wytworzenia, lecz wykonywanych w różnym czasie, była taka sama.

LITERATURA

- [1] JANTA T., HOŁOWNIA J., *Kompozyty proszkowe w cylindrycznych indukcyjnych silnikach liniowych*, VI Sympozjum Podstawowe Problemy Energoelektroniki i Elektromechaniki, Gliwice–Ustroń, 1995, 177–182.
- [2] JANTA T., WEGLINSKI B., *DC Micromotor with Dielectromagnetic Rotor*, International Conference on Electrical Machines ICEM '98, Istanbul, Turkey, 1998, 1267–1270.
- [3] JANTA T., *Możliwości zastąpienia blachowego wirnika mikrosilnika prądu stałego wirnikiem kompozytowym*, Międzynarodowe XI Sympozjum Mikromaszyny i Serwonapędy – International XI Symposium on Micromachines and Servodrives, MiS'98, Malbork, Polska, 1998, 186–191.
- [4] JANTA T., KORDECKI A., WĘGLIŃSKI B., *PM Soft Magnetic Composites versus Electrical Sheets*, EURO PM2000, Workshop on 'Production and Applications of Soft Magnetic Materials for Electric Motors', Munich, Germany, 2000, Proceedings, 15–29.
- [5] JANTA T., WEGLINSKI B., *Comparative Tests of Dielectromagnetics*, XV Symposium Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits, XV EPNC'98, Liege, Belgium, 1998, 130–133.
- [6] Quebec Metal Powders Limited, *Karta informacyjna proszku ATOMET EM-1*, Montreal, Quebec H3A 1G1, Canada.
- [7] Zakład Aparatury Elektronicznej i Systemów Komputerowych „R&J MEASUREMENT”, *Komputerowy system pomiarowy do badania dynamicznych właściwości magnetycznych kompozytów proszkowych w polach przemiennych i wirujących MAG-TD200*; instrukcja obsługi.

MEASUREMENT CONFIRMATION OF MAGNETIC ISOTROPY
OF DIELECTROMAGNETICS

To make magnetic core of low power electroconverter can be used materials made in the technology of powder metallurgy. Such materials are dielectromagnetics. These elements are made of soft magnetic powders and additives, pressed under high pressures in the range of 800 [MPa], and then hardened by heat treatment. Some technical solutions expect dielectromagnetics due to isotropy of the magnetic core.

The paper deals with confirmation of natural dielectromagnetics isotropy by magnetic flux density distribution of the circular rotating magnetic field.

pomiar prądu, przetwornik wielkości i wartości

Daniel DUSZA, Zdzisław NAWROCKI*

PRZEKŁADNIK PRĄDOWY BROOKSA I HOLTZA I Z MODYFIKACJĄ BAYAJIANA I SKAETSA

W pracy przeprowadzono analizę metrologiczną przekładnika dwurdzeniowego Brooksa i Holtza i z modyfikacją Bayajiana i Skaetsa stosowanych w precyzyjnych układach pomiarowych. Pierwszy z nich jest przetwornikiem wielkości, natomiast po wprowadzeniu modyfikacji może być zarówno przetwornikiem wartości jak i wielkości. Otrzymane zależności wskazują, że jeżeli wielkością wyjściową, która podlega dalszemu przetwarzaniu jest prąd to największą dokładność transformacji uzyskuje się stosując przekładnik Brooksa i Holtza z modyfikacją Bayajiana i Skaetsa. Natomiast gdy w łańcuchu pomiarowym jest przetwarzane napięcie, to analizowane przekładniki mają podobne właściwości.

1. WSTĘP

Poprawę właściwości metrologicznych przekładników prądowych uzyskuje się, stosując odpowiednie środki technologiczne, tj. magnetowody o bardzo dużej przenikalności początkowej wykonane z permalaju, taśmy amorficznej, materiałów nanokrystalicznych, względnie, korzystając z rozwiązań układowych, zawierających dwa magnetowody – dwa przekładniki, zaproponowanych przez Brooksa [2], Brooksa i Holtza [3] oraz Iliovičego [6]. Z artykułów autorów cytowanych rozwiązań układowych wynika, że skrajnie małymi błędami wyróżnia się przekładnik Brooksa i Holtza, w którym w porównaniu z przekładnikiem Brooksa nie występuje efekt interakcji. Brooks i Holtz wyeliminowali efekt interakcji obciążając przekładniki dwoma rezystorami o tej samej wartości, tak usytuowanymi, że obwody wtórne przekładników są połączone w jednym punkcie. Rozwiązanie to zapewniło, że między obwodami wtórnymi przekładników nie ma przepływu energii. W przekładniku Brooksa i Holtza wielkością wyjściową jest napięcie występujące na tych rezystorach. Zatem przekładnik ten jest przetwornikiem wielkości. W niektórych zastosowaniach może to być jego wadą.

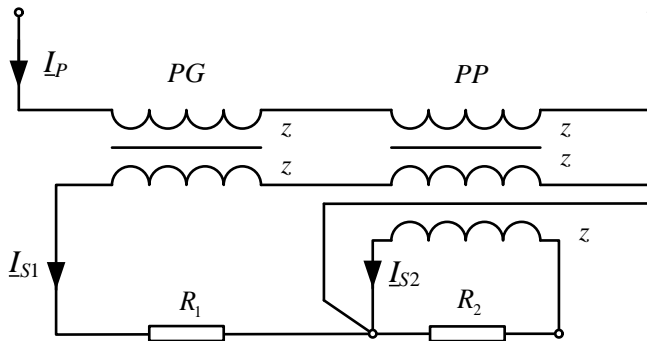
* Politechnika Wrocławska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: daniel.dusza@pwr.wroc.pl, zdzislaw.nawrocki@pwr.wroc.pl

Bayajian i Skaets zaproponowali modyfikację rozwiązania układowego Brooksa i Holtza tak, że przekładnik ten przy spełnieniu określonych warunków może pracować jako przetwornik wartości lub wielkości [1]. W układzie przekładnika występują dwa precyzyjne rezystory. Przeprowadzona w artykułach analiza metrologiczna potwierdziła, że rezystory te powinny mieć tę samą wartość. Suma prądów wyjściowych przekładników płynie przez jeden z rezystorów. Natomiast przez drugi rezystor płynie prąd ze wspomagającego przekładnika i przekładnika pomocniczego, tak że spadki napięć na tych rezystorach są prawie równe, ale przeciwnie skierowane. W artykule wykazano, że gdy rezystory mają tę samą wartość, to w zmodyfikowanym przekładniku nie ma efektu interakcji.

Nasuwa się więc pytanie, który z tych przekładników ma lepsze parametry metrologiczne. Ponieważ obecnie w literaturze nie ma odpowiedzi na to pytanie, autorzy artykułu podjęli próbę wyznaczenia właściwości metrologicznych tych przekładników i porównania ich. Problem ten jest nadal aktualny, ponieważ przekładniki te mają bardzo dobre właściwości metrologiczne i mimo upływu 90 lat od ich opracowania nadal należą do najlepszych przekładników w klasie rozwiązań układowych.

2. ANALIZA METROLOGICZNA PRZEKŁADNIKA BROOKSA I HOLTZA

Układ elektryczny przekładnika Brooksa i Holtza przedstawiono na rysunku 2.1 [4], [5].



Rys. 1. Układ elektryczny przekładnika Brooksa i Holtza

W celu ułatwienia rozważań przyjęto, że analizowany przekładnik ma przekładnię równą jedności co implikuje, że wszystkie uzwojenia mają taką samą liczbę zwojów z .

Przekładnik główny PG wymusza prąd wtórny I_{S1} , który przepływa przez rezystor R_1 i pierwsze uzwojenie wtórne przekładnika pomocniczego PP . Błąd przekładnika głównego PG określa relacja

$$\delta \underline{I}_G = \frac{\underline{I}_{S1} - \underline{I}_P}{\underline{I}_P}. \quad (2.1)$$

Przekładnik pomocniczy ma drugie uzwojenie wtórne, o takiej samej liczbie zwojów co pierwsze wtórne i przez to uzwojenie płynie prąd \underline{I}_{S2} . Prąd ten jest wywołany różnicą prądów \underline{I}_P i \underline{I}_{S1} . Zatem prąd \underline{I}_{S2} ma zbliżoną wartość do prądu charakteryzującego właściwości magnetowodu przekładnika głównego PG (płynącego przez gałąź poprzeczną schematu zastępczego przekładnika głównego).

Błąd przekładnika pomocniczego PP przedstawia wzór

$$\delta \underline{I}_P = \frac{\underline{I}_{S2} - (\underline{I}_P - \underline{I}_{S1})}{\underline{I}_P - \underline{I}_{S1}}. \quad (2.2)$$

Natomiast błąd przekładnika Brooksa i Holtza, w którym wielkością wyjściową jest suma napięć występujących na rezystorach R_1 i R_2 podaje zależność

$$\delta \underline{I}(U)_{BH} = \frac{R_1 \underline{I}_{S1} + R_2 \underline{I}_{S2} - R \underline{I}_P}{R \underline{I}_P}, \quad (2.3)$$

gdzie R – rezystor o wartości nominalnej równej wartości nominalnej rezystorów R_1 i R_2 .

Rezystory R_1 , R_2 i R mają taką samą wartość nominalną. Rezystor R nie występuje w układzie przekładnika podanego na rysunku 1, ale jest potrzebny do porównania napięcia wyjściowego występującego na rezystorach R_1 i R_2 z prądem wejściowym, pierwotnym \underline{I}_P wywołującym spadek napięcia $\underline{I}_P R$. W ten sposób jest porównywana pośrednio wielkość wyjściowa z wejściową, ponieważ analizowany przekładnik jest przetwornikiem wielkości.

Należy również podkreślić, że analizę przetwornika Brooksa i Holtza prowadzono w oparciu o wzory (2.1) i (2.2), ponieważ w tym przekładniku nie występuje efekt interakcji.

Ze wzoru (2.1) wyznaczamy prąd \underline{I}_{S1}

$$\underline{I}_{S1} = \underline{I}_P (1 + \delta \underline{I}_G). \quad (2.4)$$

Z zależności (2.2) mamy wyrażenie określające prąd \underline{I}_{S2}

$$\underline{I}_{S2} = (\underline{I}_P - \underline{I}_{S1})(1 + \delta \underline{I}_P). \quad (2.5)$$

Po podstawieniu do zależności (2.5) wzoru (2.4) uzyskano

$$\underline{I}_{S2} = -\underline{I}_P \delta \underline{I}_G (1 + \delta \underline{I}_P). \quad (2.6)$$

Wprowadzając do relacji (2.3) wyrażenia określające prądy \underline{I}_{S1} i \underline{I}_{S2} (wzory (2.4) i (2.6)) otrzymujemy

$$\delta \underline{I}(U)_{BH} = \frac{R_1}{R} (1 + \delta \underline{I}_G) - \delta \underline{I}_G \frac{R_2}{R} (1 + \delta \underline{I}_P) - 1. \quad (2.7)$$

Ponieważ przekładnik ma przekładnię równą jedności to wartości nominalne rezystorów R_1 , R_2 i R są sobie równe. Jeżeli przyjmiemy, że rezystor R jest rezystorem odniesienia, to rezystory R_1 i R_2 opisują wzory

$$\begin{aligned} R_1 &= R(1 + \delta R_1), \\ R_2 &= R(1 + \delta R_2), \end{aligned} \quad (2.8)$$

gdzie R – wartość nominalna.

Po wprowadzeniu tych wyrażeń do zależności (2.7) otrzymano relację określającą błąd przekładnika Brooksa i Holtza – przetwornika wielkości

$$\delta \underline{I}(U)_{BH} = -\delta \underline{I}_G \delta \underline{I}_P (1 + \delta R_2) - \delta \underline{I}_G (\delta R_2 - \delta R_1) + \delta R_1. \quad (2.9)$$

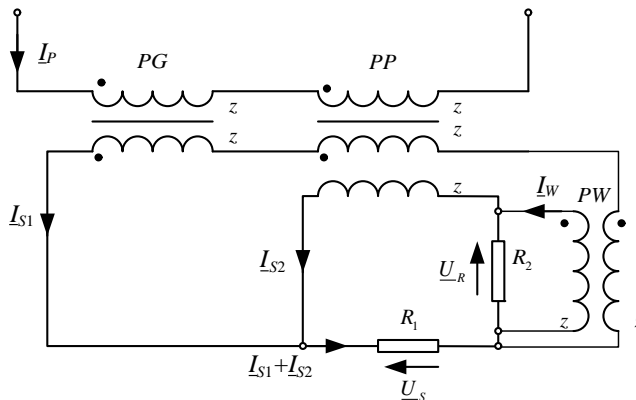
Analiza powyższego wzoru wykazuje, że:

- znaczący wpływ na błąd przekładnika ma dokładność rezystora R_1 ,
- mniejszy wpływ na błąd przekładnika ma dokładność rezystora R_2 , ponieważ błąd tego rezystora jest mnożony przez błąd $\delta \underline{I}_G$ i iloczyn błędów $\delta \underline{I}_G$ i $\delta \underline{I}_P$.

Reasumując, jeżeli zastosowane przekładniki PG i PP będą miały odpowiednio małe wartości błędów, to o błędzie przekładnika Brooksa i Holtza będzie decydował błąd rezystora R_1 , przy założeniu, że rezystor R_2 ma takie same parametry jak rezystor R_1 .

3. PRZEKŁADNIK BROOKSA I HOLTZA Z MODYFIKACJĄ BAYAJIANA I SKAETSA

Bayajian i Skaets zaproponowali rozwiązanie układowe, w którym napięcie wyjściowe przetwornika wielkości \underline{U}_S wywołane prądami wtórnymi \underline{I}_{S1} i \underline{I}_{S2} , występuje na rezystorze R_1 , jak to zilustrowano na rysunku 2.



Rys. 2. Przekładnik Brooksa i Holtza z modyfikacją Bayajiana i Skaetsa

W przetworniku tym zastosowano dodatkowo przekładnik wspomagający PW , którego uzwojenie pierwotne włączone jest do obwodów wtórnych przekładników PG i PP , a rezystor R_2 jest usytuowany w drugim obwodzie wtórnym przekładnika pomocniczego PP . Spadek napięcia \underline{U}_R występujący na rezystorze R_2 minimalizuje efekt interakcji, jeżeli wartość tego napięcia jest zbliżona do wartości napięcia \underline{U}_S , jak wskazuje przeprowadzona poniżej analiza metrologiczna.

Schemat zastępczy zmodyfikowanego przekładnika przedstawiono na rysunku 3.

Błąd analizowanego zmodyfikowanego przekładnika δI_{BH}^Z gdy wielkością wyjściową jest suma prądów \underline{I}_{S1} i \underline{I}_{S2} podaje definicja

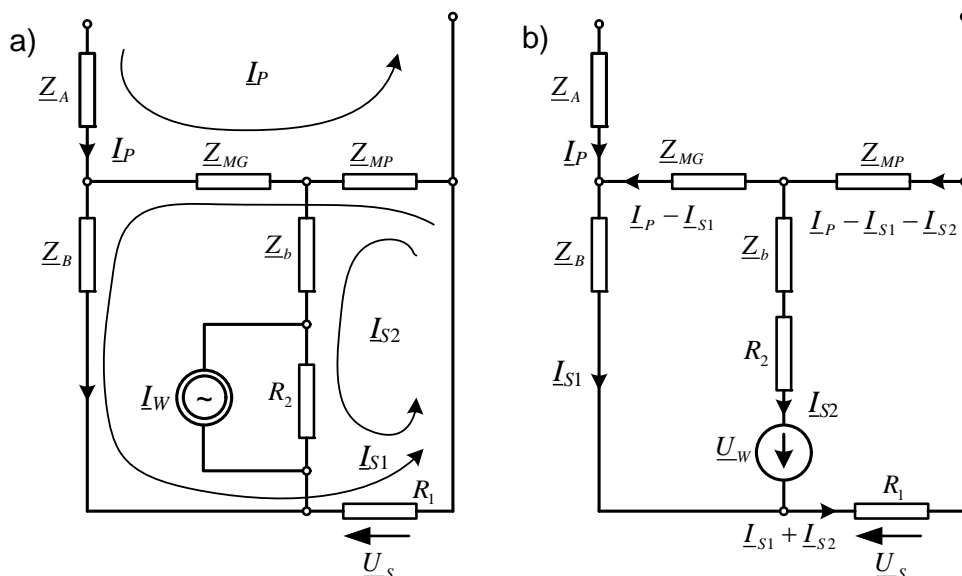
$$\delta I_{BH}^Z = \frac{\underline{I}_{S1} + \underline{I}_{S2} - \underline{I}_P}{\underline{I}_P} = \frac{\underline{I}_{S1} + \underline{I}_{S2}}{\underline{I}_P} - 1. \quad (3.1)$$

Błąd przekładnika wspomagającego PW określono wzorem

$$\delta \underline{I}_W = \frac{\underline{I}_W - \underline{I}_{S1}}{\underline{I}_{S1}}, \quad (3.2)$$

stąd prąd \underline{I}_W

$$\underline{I}_W = \underline{I}_{S1}(1 + \delta \underline{I}_W). \quad (3.3)$$



Rys. 3. Schemat zastępczy przekładnika Brooksa i Holtza z modyfikacją Bayajiana i Skaetsa, w którym prąd wyjściowy przekładnika wspomagającego został zastąpiony:
a) źródłem prądu \underline{I}_W , b) źródłem napięcia $\underline{U}_W = \underline{I}_{S1}R_2(1 + \delta \underline{I}_W)$

Schemat zastępczy analizowanego przekładnika opisuje układ równań

$$\begin{aligned}(\underline{I}_P - \underline{I}_{S1})\underline{Z}_{MG} &= \underline{I}_{S1}\underline{Z}_B + \underline{I}_W R_2 - \underline{I}_{S2}(\underline{Z}_B + R_2), \\(\underline{I}_P - \underline{I}_{S1} - \underline{I}_{S2})\underline{Z}_{MP} &= \underline{I}_{S1}R_1 - \underline{I}_W R_2 + \underline{I}_{S2}(\underline{Z}_B + R_1 + R_2), \\ \underline{I}_W &= \underline{I}_{S1}(1 + \delta\underline{I}_W).\end{aligned}\quad (3.4)$$

Po uporządkowaniu układu równań otrzymano

$$\begin{aligned}\underline{I}_P \underline{Z}_{MG} &= \underline{I}_{S1}[\underline{Z}_{MG} + \underline{Z}_B + R_2(1 + \delta\underline{I}_W)] - \underline{I}_{S2}(\underline{Z}_B + R_2), \\ \underline{I}_P \underline{Z}_{MP} &= \underline{I}_{S1}[\underline{Z}_{MP} + R_1 - R_2(1 + \delta\underline{I}_W)] + \underline{I}_{S2}(\underline{Z}_{MP} + \underline{Z}_B + R_1 + R_2).\end{aligned}\quad (3.5)$$

Z układu równań wyznaczono

$$\begin{aligned}\frac{\underline{I}_{S1}}{\underline{I}_P} &= \frac{\underline{Z}_{MG}(\underline{Z}_{MP} + \underline{Z}_B + R_1 + R_2) + \underline{Z}_{MP}(\underline{Z}_B + R_2)}{[\underline{Z}_{MG} + \underline{Z}_B + R_2(1 + \delta\underline{I}_W)](\underline{Z}_{MP} + \underline{Z}_B + R_1 + R_2) + \\ &+ [\underline{Z}_{MP} + R_1 - R_2(1 + \delta\underline{I}_W)](\underline{Z}_B + R_2),\end{aligned}\quad (3.6)$$

$$\begin{aligned}\frac{\underline{I}_{S2}}{\underline{I}_P} &= \frac{\underline{Z}_{MP}(\underline{Z}_{MG} + \underline{Z}_B + R_2(1 + \delta\underline{I}_W)) - \underline{Z}_{MG}(\underline{Z}_{MP} + R_1 - R_2(1 + \delta\underline{I}_W))}{[\underline{Z}_{MG} + \underline{Z}_B + R_2(1 + \delta\underline{I}_W)](\underline{Z}_{MP} + \underline{Z}_B + R_1 + R_2) + \\ &+ [\underline{Z}_{MP} + R_1 - R_2(1 + \delta\underline{I}_W)](\underline{Z}_B + R_2).\end{aligned}$$

Po wprowadzeniu powyższych zależności do równania (3.1) uzyskano

$$\begin{aligned}\delta\underline{I}_{BH}^Z &= \frac{(\underline{Z}_{MG} + \underline{Z}_B + R_2)[R_2(1 + \delta\underline{I}_W) - R_1] - \\ &- [\underline{Z}_B + R_2(1 + \delta\underline{I}_W)](\underline{Z}_B + R_1 + R_2)}{[\underline{Z}_{MG} + \underline{Z}_B + R_2(1 + \delta\underline{I}_W)](\underline{Z}_{MP} + \underline{Z}_B + R_1 + R_2) + \\ &+ [\underline{Z}_{MP} + R_1 - R_2(1 + \delta\underline{I}_W)](\underline{Z}_B + R_2)}.\end{aligned}\quad (3.7)$$

Pierwszy składnik licznika będzie przyjmował wartość minimalną, gdy $R_1 = R_2$. Rezystory R_1 i R_2 obarczone są błędami zgodnie z wyrażeniem (2.8).

Po podstawieniu wzorów (2.8) do równania (3.7) i pominięciu składników drugorzędnych otrzymano

$$\begin{aligned}\delta\underline{I}_{BH}^Z &= \frac{\underline{Z}_{MG}}{\underline{Z}_{MG} + \underline{Z}_B + R_2} \frac{R(\delta R_2 - \delta R_1 + \delta\underline{I}_W + \delta R_2 \delta\underline{I}_W)}{\underline{Z}_{MP} + \underline{Z}_B + R_1 + R_2} - \\ &\frac{\underline{Z}_B + R_2}{\underline{Z}_{MG} + \underline{Z}_B + R_2} \frac{\underline{Z}_B + R_1 + R_2}{\underline{Z}_{MP} + \underline{Z}_B + R_1 + R_2}.\end{aligned}\quad (3.8)$$

Ponieważ $\underline{Z}_{MG} \gg \underline{Z}_B + R_2$, a błąd przekładnika głównego PG

$$\delta \underline{I}_G = -\frac{\underline{Z}_B + R_2}{\underline{Z}_{MG} + \underline{Z}_B + R_2}, \quad (3.9)$$

błąd przekładnika pomocniczego *PP*

$$\delta \underline{I}_P = -\frac{\underline{Z}_B + R_1 + R_2}{\underline{Z}_{MP} + \underline{Z}_b + R_1 + R_2} \approx -\frac{R}{\underline{Z}_{MP} + \underline{Z}_b + R_1 + R_2}, \quad (3.10)$$

to błąd zmodyfikowanego przekładnika Brooksa i Holtza określa wyrażenie

$$\delta \underline{I}_{BH}^Z \approx -\delta \underline{I}_G \delta \underline{I}_P - \delta \underline{I}_P (\delta R_2 - \delta R_1 + \delta \underline{I}_W) - \delta \underline{I}_P \delta R_2 \delta \underline{I}_W. \quad (3.11)$$

Pomijając składnik trzeci, który jest znacząco mały w porównaniu z pozostałymi składnikami, otrzymano

$$\delta \underline{I}_{BH}^Z \approx -\delta \underline{I}_G \delta \underline{I}_P - \delta \underline{I}_P (\delta R_2 - \delta R_1 + \delta \underline{I}_W). \quad (3.12)$$

Należy jeszcze raz podkreślić, że wzór ten jest słuszny, gdy rezystory R_1 i R_2 mają zbliżone wartości, a różnią się δR_1 i δR_2 od wartości nominalnej. Jest to znaczące ograniczenie właściwości tego przekładnika i o tym ograniczeniu należy pamiętać.

Gdy wielkością wyjściową przekładnika jest napięcie \underline{U}_S , to błąd zmodyfikowanego przetwornika wielkości jest wyrażony wzorem

$$\delta \underline{I}(U)_{BH}^Z = \delta \underline{I}_{BH}^Z + \delta R_1 = -\delta \underline{I}_G \delta \underline{I}_P - \delta \underline{I}_P (\delta R_2 - \delta R_1 + \delta \underline{I}_W) + \delta R_1. \quad (3.13)$$

Reasumując błąd zmodyfikowanego przekładnika wielkości $\delta \underline{I}(U)_{BH}^Z$ jest znacząco większy o błąd δR_1 rezystora R_1 w porównaniu z błędem przekładnika wartości $\delta \underline{I}_{BH}^Z$. Należy zauważyć, że błąd przekładnika głównego przyjmuje stosunkowo duże wartości, ponieważ obciążony jest przekładnikiem wspomagającym. Nie wynika to bezpośrednio ze wzorów w prowadzonej analizie, gdyż przekładnika wspomagającego nie scharakteryzowano za pomocą jego schematu zastępczego, a opisano podając jego błąd po to, aby ułatwić przeprowadzenie analizy metrologicznej przekładnika.

4. WNIOSKI

Przekładnik Brooksa i Holtza jest przekładnikiem wielkości i nie występuje w nim efekt interakcji. Uzyskano to łącząc rezystory obciążające obwody wtórne przekładników głównego i pomocniczego w jednym punkcie. Błąd przekładnika Brooksa i Holtza znacząco zależy od dokładności wykonania rezystora R_1 . Drugorzędny wpływ na błąd przetwarzania ma dokładność wykonania rezystora R_2 . W przekładniku tym należy dążyć do tego, aby iloczyn błędów przekładników głównego i pomocniczego był mniejszy od dokładności wykonania rezystora R_1 . Przekładnik Brooksa i Holtza

z modyfikacją Bayajiana i Skaetsa może pracować jako przetwornik wielkości i wartości. Największą dokładność przetwarzania uzyskuje się, gdy przekładnik jest przetwornikiem wartości. W obu tych konfiguracjach pracy rezystory R_1 i R_2 powinny być sobie równe. Gdy rezystory różnią się o błędy δR_1 i δR_2 to występuje w przekładniku efekt interakcji. Podobnie jak w przekładniku Brooksa i Holtza należy dążyć do tego, aby błędy przekładników: głównego PG , pomocniczego PP oraz wspomagającego PW były odpowiednio małe. W tym układzie, jak zasygnalizowano, przekładnik główny PG i pomocniczy PP są obciążone przekładnikiem wspomagającym PW . Takie usytuowanie przekładnika wspomagającego PW wprowadza znaczne błędy. W przypadku, gdy zmodyfikowany przekładnik Brooksa i Holtza jest wykorzystywany jako przetwornik wielkości, to błąd przetwarzania bezpośrednio zależy od dokładności wykonania rezystora R_1 , a pośrednio od dokładności pozostałych narzędzi pomiarowych.

Z przeprowadzonych rozważań wynika, że jeżeli wielkością wyjściową, która podlega dalszemu przetwarzaniu jest prąd, to największą dokładność transformacji uzyskuje się stosując przekładnik Brooksa i Holtza z modyfikacją Bayajiana i Skaetsa. Natomiast gdy w łańcuchu pomiarowym jest przetwarzane napięcie, to analizowane przekładniki mają podobne właściwości, ponieważ ich błędy zależą od dokładności wykonania rezystorów R_1 .

LITERATURA

- [1] BOYAJIAN A., SKAETS W.F., *Bushing-Type Current Transformers for Metering*, Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, July 1929, Vol. 48, No. 3, 949–951.
- [2] BROOKS H.B., Britisches Patent 169093 z 6.09.1920.
- [3] BROOKS H.B., HOLTZ F.C., *The Two-Stage Current Transformer*, Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Jan. 1922, Vol. XLI, 382–393.
- [4] DUSZA D., *Dwurdzeniowe przekładniki prądowe*, [w:] *Metrologia dziś i jutro*, pod red. Jerzego Jakubca, Zbigniewa Moronia, Henryka Juniewicza, Ofic. Wyd. PWr., Wrocław 2010, 145–153.
- [5] DUSZA D., *Właściwości metrologiczne przekładnika Brooksa i Holtza*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych PWr., Nr 66, Seria: Studia i Materiały, Nr 32, t. 2, 2012, 360–369.
- [6] ILIOVIČI M.A., *Transformateurs d'intensite' compoundes*, Bull. de la Socie'te', Franc. des Electr., 1923, No. 3, 59.

BROOKS AND HOLTZ AND WITH BAYAJIAN AND SKAETS MODIFICATION CURRENT TRANSFORMER

The paper presents metrological analysis of two-stage Brooks and Holtz and with Bayajian and Skaets modification current transformer which are using in precision measurement circuits. First is quantity transducer, while after modification can be also quantity and value transducer. Obtained relations indicates that if the output quantity is current the best results of signal transformation quality will obtain for Brooks and Holtz transformer with Bayajian and Skaets modification. However when voltage signal is processed in measurement line then analyzed transformers have similar properties.

*current transformer, value converter, ratio,
error minimization, magnetizing current effect,
current transformer's error, current measurement*

Daniel DUSZA, Bartłomiej RZEPECKI*

MAGNETIZING CURRENT EFFECT MINIMIZATION IN CURRENT TRANSFORMERS

Magnetizing current effect minimization in current transformers is considered in this paper. Double-core current transformer operation is described in the following text. The influence of the magnetizing current, which is a significant element of current transformer's error, has been minimized in a new type of double-core current transformer connection. The accuracy evaluation of built double-core current transformer has been carried out according to obtained transformation precision.

1. INTRODUCTION

Measuring power in the system has always been a difficulty to carry out. To achieve credible of power measurement results a precise current measurement has to be performed. Current measurement realized using current transformers requires actual current transformation.

The measurements carried out in the system has to be very precise. Measurement instrument accuracy class should be at least 0,01. Another issue is that high amplitude current causes difficulties in the measurements.

Last issue related to such measurement is referring to measured signal's shape. Measured signal has to be an even, periodic function. That means it has to change periodically and it can contain only two extrema per period.

In this paper a description how the influence of polarization current i_o to the system can be minimized to reduce the error of double-core CT is provided. Presented results are focused only to double-core current transformer's angle error because authors considered this solution only for supply current zero-crossing moment localization application.

* Wrocław University of Technology, Institute of Electrical Machines, Drives and Measurements, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: daniel.dusza@pwr.edu.pl, bartlomiej.rzepecki@pwr.edu.pl

2. DOUBLE-CORE CURRENT TRANSFORMER WITH ERROR MINIMIZATION

Both the transformer windings are located on a common core and are coupled magnetically. This facilitates the flow of electric energy from the primary to the secondary circuit. Figure 1 shows schematically the magnetic fluxes. Their balance causes the proportionality of the primary and secondary current at secondary winding short circuit connection [1].

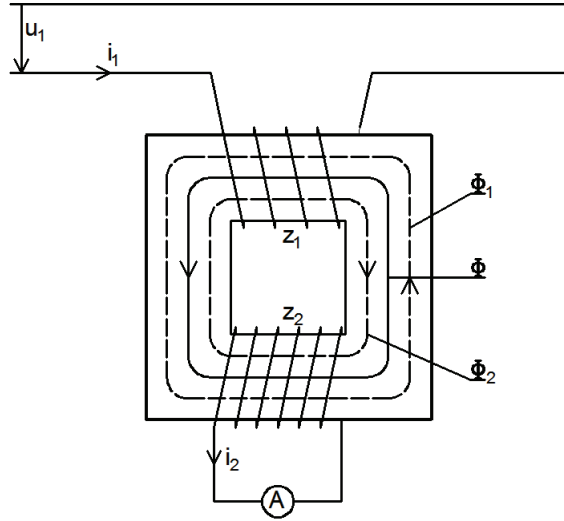


Fig. 1. Streams induced in the magnetic circuit transformer [1]

Primary current i_1 value depends on the primary circuit and can be considered as a reference value for the transformer. If i_1 is flowing through the primary winding it induces a magnetic flux in the circuit. Induced flux varies identically as the primary current varies.

If the primary current will have a sinusoidal flux Φ_1 then formed by the flow of current also has a sinusoidal shape. This flow induces a voltage in the secondary winding which causes current i_2 flow in the secondary winding. The i_2 current in the secondary winding produces flux Φ_2 in the core. According to Lenz law flux Φ_1 opposes flux Φ_2 . If fluxes shape is sinusoidal the phase shift between them is $\pi/2$. As a result of magnetic interactions of the two coils, the magnetic core forms approximately sinusoidal flux of actual values which have been the difference of momentary fluxes Φ_1 and Φ_2 :

$$\Phi(t) = \Phi_1(t) - \Phi_2(t), \tag{2.1}$$

where:

- Φ – the resultant stream,
- Φ_1 – primary stream,
- Φ_2 – secondary stream.

Equation (2.1) can be expressed as the difference of magnetic field intensity produced by the primary and secondary current flow:

$$H_0 = H_1 - H_2, \quad (2.2)$$

where:

- H_0 – resultant field strength on the average length of the magnetic core,
- H_1 – primary field strength,
- H_2 – secondary field strength.

If we assume that the core has toroidal shape with homogeneous features, high magnetic permeability and constant cross-section, equation (2.2) can be represented as [1], [2]:

$$\frac{i_0 z_1}{l_0} = \frac{i_1 z_1}{l_0} - \frac{i_2 z_2}{l_0}, \quad (2.3)$$

which follows to:

$$i_0 z_1 = i_1 z_1 - i_2 z_2, \quad (2.4)$$

where:

- z_1, z_2 – number of turns of the primary and secondary winding,
- l_0 – the average length of the magnetic core,
- i_0 – polarization current generating a magnetic flux in the core.

The polarization current is responsible for magnetic losses in the core. It is also responsible for errors of the current transformer. There are two types of errors for current transformers: amplitude and phase error.

Amplitude error has an effect on secondary current amplitude value. Secondary current amplitude depends not only on the ratio of the transformer but also on the value of amplitude error.

The phase error is responsible for phase shift between the primary and secondary current. If the phase shift value is not constant or approximately constant in considered current range, the error of current transformer is very high.

That means that polarization current is responsible for the error of the current transformer consisting of amplitude and phase error. The thicker the magnetic core is, the lower the magnetic current i_0 influence to current transformer's error is. This statement is based on the fact that magnetizing current i_0 depends on quality and quantity of magnetic core.

An innovative connection type of double-core connection type has been discovered at Wrocław University of Technology. The new connection consists of two current transformers. The first, called as the main current transformer, consists of:

- primary winding,
- toroidal magnetic core,
- two secondary windings.

The first secondary side winding is considered as the main winding. The second winding is considered as supplementary or additional wiring.

Second current transformer has a regular structure for a current transformer. It consists of:

- primary winding,
- toroidal magnetic core,
- secondary winding.

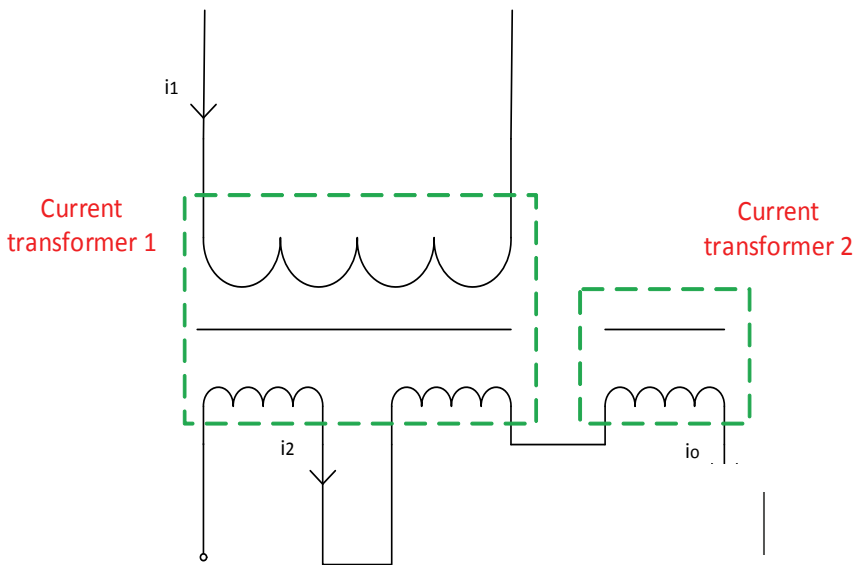


Fig. 2. An innovative connection type of a double-core current transformer diagram

The main secondary winding end of the main current transformer is connected to the beginning of its additional winding. The additional winding of main current transformer is connected to supplementary current transformer's winding.

Supplementary current transformer has only one winding connected to the system. That is why only one winding of supplementary current transformer is considered in the diagram (Fig. 2).

The measurement algorithm idea is to measure the output signals as voltage drops at resistors connected to the secondary side of the double-core CT in a specific way.

The principal secondary winding of the main current transformer is connected to main R_1 resistor. Its additional winding attached to supplementary current transformer's winding is connected to R_2 resistor. The auxiliary magnetic core (*Current*

transformer 2) is responsible for minimizing polarization current i_0 influence to double-core current transformer's accuracy.

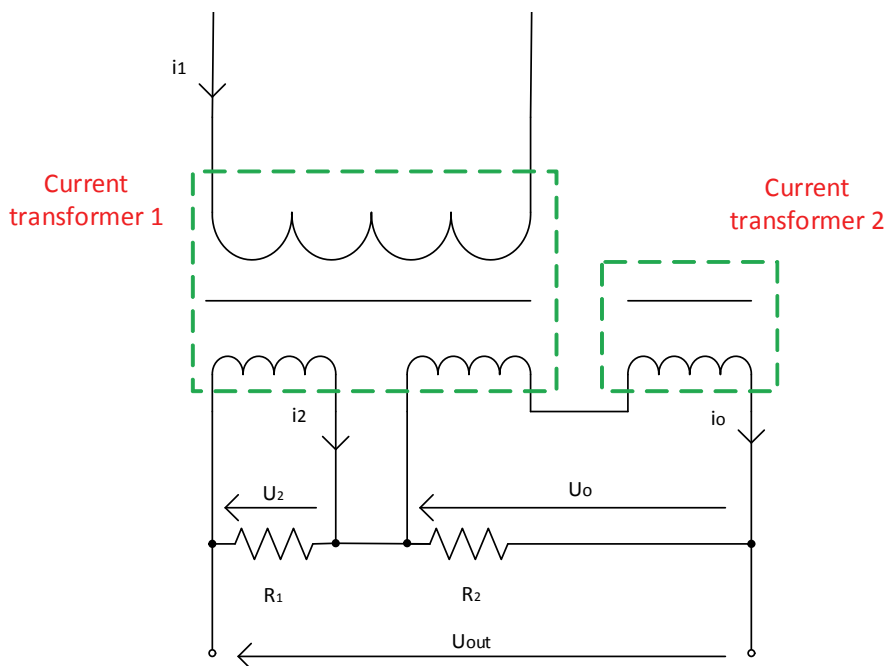


Fig. 3. Testing the double-core current transformer measurement error circuit

Figure 3 presents the circuit used to measure the error of double-core current transformer. R_1 resistor value has been set to 2.5Ω . It has been constructed from 88 parallel connected resistors. High amount of resistors effects in high precision of the measurement and limits the value of current flowing through single element.

Output current is measured based on U_{out} voltage. U_0 is representing i_0 magnetizing current value. Based on the relationship:

$$U_{out} = U_2 + U_0 \quad (2.5)$$

where:

U_2 – voltage drop on R_1 resistor caused by i_2 secondary current flow,

U_0 – voltage drop on R_2 resistor caused by i_0 magnetizing current flow.

Magnetizing current i_0 influence is being eliminated in the output which in effect gives very precise result of the transformation. In effect i_1 current is equal to sum of i_2 and i_0 currents. Starting R_2 resistance value was set as 2.5Ω and concluded of eight 20Ω resistors connected in parallel. By improving R_2 resistance it is possible to decrease the error of the current transformer approaching to zero [3].

3. MEASUREMENT RESULTS

In this section final results will judge if the magnetizing current effect can be minimized by using described type of minimization method. Presented results consist of values obtained before the optimization process and after successful optimization. Detailed values of the current transformer error during the optimization process are presented here as well.

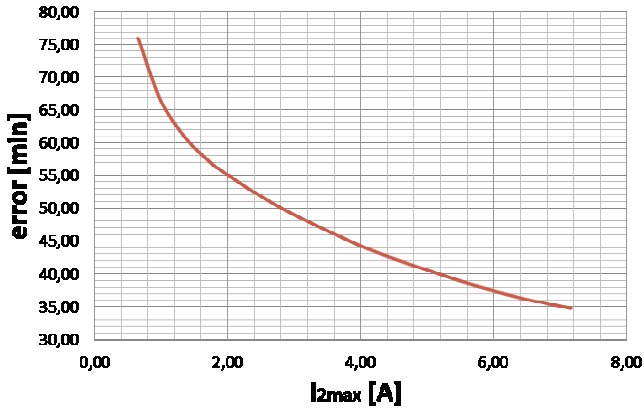


Fig. 4. Current transformer error with no compensation

Figure 4 presents the current transformer error result in non-compensation structure. The waveform shape of the error depending on the secondary side current magnitude i_{2max} does is not linear which is an obvious negative result. The error value changes approximately 40 minutes in the following current range. The structure of the current transformer has been changed in a way to reduce the error value and obtain a linear value of the error for the current range. The load circuit of the transformer has been changed to optimize the circuit.

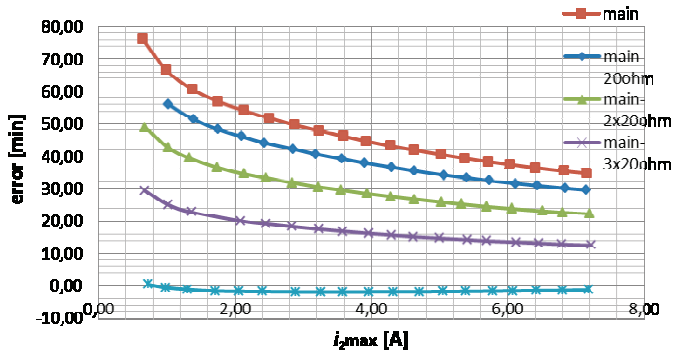


Fig. 5. Optimization process of the current transformer circuit results

The optimization process leads to obtain approximately constant error value of the current transformer. The circuit optimization process has been carried out by changing the load attributes, e.g., *main-20ohm* means decreasing the parallel resistance by 20 ohms. After several steps of improving the circuit following current transformer's error results have been obtained:

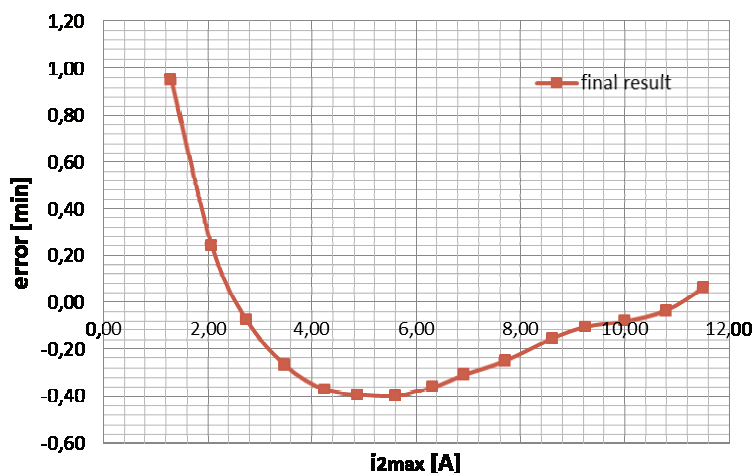


Fig. 6. Double-core current transformer's error final result

Final result obtained for the current transformer's error does not exceed 1 minute difference in the following current range, while amplitude error was lower than 0,01%. For the greater range current the error waveform is approximately constant in comparison to previous results [3].

4. CONCLUSIONS

An innovative type of connection has been used for double-core current transformer has been successfully applied. Constructed double-core current transformer's measurement error and optimization algorithm has been successfully carried out.

The double-core current transformer optimization process consisted of few steps of optimization. Improving the circuit by correcting i_o magnetizing current influence to the system occurred to work properly and according to theoretical assumptions.

Constructed double-core current transformer operates at high precision. The lowest value of current transformer's error was obtained at $-0,04$ min level. That makes it a device of approximately 0,005 accuracy level for determined current range. Those results follow to a conclusion that new connection that was used in the project gives high precision level in current measurement.

Used double-core current transformer error varies between approximately $-0,4$ and 1 minute in full current range. This result can be considered as almost constant because the error oscillation is not uncertain. These oscillations are a result of differences in magnetic features of used current transformer.

At such level high precision level used double-core current transformer connection is highly recommended to be used as a precise current measuring device. Of course built structure can still be improved depending on desired double-core current transformer error value.

REFERENCES

- [1] KOSZMIDER A., OLAK J., PIOTROWSKI Z., *Przekładniki prądowe*, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1985.
- [2] SOIŃSKI M., *Materiały magnetyczne w technice*, COSiW SEP, Warszawa 2006.
- [3] RZEPECKI B., *Application of double-core current transformers in supply current zero-crossing localization*, master thesis, PolitechnikaWrocławska.

*schemat zastępczy przetwornika,
wzmacniacz napięciowy, błąd zera, elektrometria*

Piotr MADEJ*

ZMIENIONY SCHEMAT ZASTĘPCZY PRZETWORNIKA NAPIĘCIOWEGO I WYZNACZANIE JEGO PARAMETRÓW

Zaproponowano zmodyfikowany schemat zastępczy przetwornika sygnałów napięciowych, czyli wzmacniacza napięciowego. Modyfikacja ta jest zalecana do analizy układów stałonapięciowych, np. w badaniach elektrometrycznych, a polega na innym umiejscowieniu źródła napięcia niezrównoważenia. Przyjęcie nowego modelu do analizy działania przetwornika ułatwia proste i jednoznaczne wyznaczenie wartości parametrów tego modelu.

1. SCHEMAT ZASTĘPCZY LANSOWANY W LITERATURZE

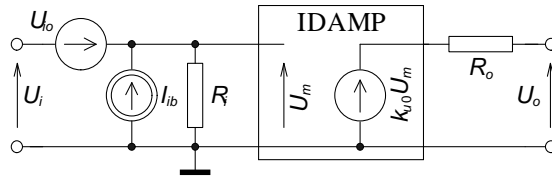
Stosowany schemat zastępczy aktywnego przetwornika stałonapięciowego, czyli po prostu wzmacniacza napięciowego o paśmie od zera Hz przedstawiono na rys. 1. Można w nim wyróżnić trzy stopnie rozwoju opisu celem dostosowania, przynajmniej w minimalnym stopniu, do rzeczywistych właściwości przetwornika.

Otoczony ramką idealny czwórnik napięciowy (IDEal AMPLifier – IDAMP) ma nieskończoną rezystancję wejściową, zerową rezystancję wyjściową i własną transmitancję napięciową k_{u0} . Dodane do niego dwa parametry rezystancyjne, rezystancja wejściowa R_i i rezystancja wyjściowa R_o modelują straty w rzeczywistym czwórniku; uzupełniają schemat do klasycznej minimalnej postaci liniowej i unilateralnej (jedno-kierunkowej – bez oddziaływania wstecznego), w zakresie małych częstotliwości. Wymienione trzy parametry zmieniają swój charakter z rzeczywistego na zespolony w zakresie wyższych częstotliwości, ale to zagadnienie nie jest tematem pracy.

Na koniec dołączono dwa źródła modelujące niedoskonałość przetwornika o zero-wej dolnej częstotliwości granicznej, polegającą ogólnie na tzw. niezrównoważeniu,

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: piotr.madej@pwr.wroc.pl

czyli błędzie zera; omijaniu początku układu współrzędnych przez charakterystykę przejściową układu, zależnym dodatkowo od rezystancji źródła sygnału wejściowego. Są to: źródło wejściowego napięcia niezrównoważenia U_{io} , źródło wejściowego prądu polaryzacji I_{ib} . Pokazany na rys. 1 sposób włączenia tych źródeł na schemacie zastępczym przetwornika, znamienny pierwszym od wejścia źródłem U_{io} jest rozpowszechniany i zalecany w literaturze, między innymi dotyczącej właściwości i zastosowań wzmacniaczy operacyjnych [2]–[7].



Rys. 1. Tradycyjny linowy, unilateralny schemat zastępczy rzeczywistego wzmacniacza napięciowego DC z rezystancjami wejściową R_i i wyjściową R_o , napięciem niezrównoważenia U_{io} , prądem polaryzacji I_{ib} . IDAMP – wzmacniacz idealny

Oba źródła modelujące niezrównoważenie przetwornika mogą mieć wartości wynikające z własności samego układu aktywnego lub być wynikiem kompensacji ich przez dodatkowe obwody (U_c i I_c na rys. 2b i 2c, R_c modeluje niedoskonałość źródła I_c). Skutki niedoskonałości przetwornika zależą od miejsca włączenia do układu tych obwodów kompensujących oraz od zastępczej rezystancji R_g rzeczywistego, liniowego źródła sygnału o sile elektromotorycznej E_g . Najczęstsze przypadki pokazano na rys. 2. Wpływ pożądanego sygnału wejściowego E_g oraz źródeł niedoskonałości na sygnał wyjściowy wyrażono analitycznie w zależnościach poniżej. Założono przy tym dla uproszczenia zależności, że rezystancja obciążająca wyjście przetwornika, np. wejściowa woltomierza cyfrowego lub następnego przetwornika jest na tyle większa od rezystancji wyjściowej R_o analizowanego przetwornika z rys. 1, że nie ma potrzeby uwzględniania tego obciążenia. Dla układu z rys. 2a, po przekształceniach:

$$U_o = k_{u0} \left(1 - \frac{R_g}{R_i + R_g} \right) [E_g + U_{io} + I_{ib} R_g] \quad (1)$$

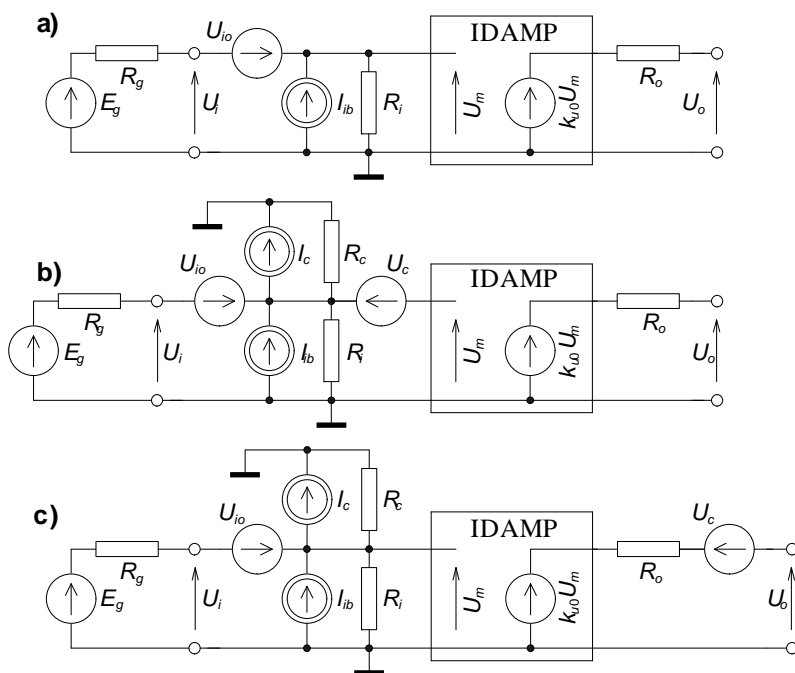
i można wyróżnić względny multiplikatywny składnik błędu przetwarzania

$$\delta_m = - \frac{R_g}{R_i + R_g} \quad (2)$$

oraz składniki adytywne błędu, czyli łączny błąd zera, zdefiniowany jako bezwzględny, w formie wyjściowego napięcia niezrównoważenia U_{oo} (patrz zał. (1))

$$\Delta_a \equiv U_{oo} \equiv U_o|_{E_g=0} = k_{u0} \left(1 - \frac{R_g}{R_i + R_g} \right) (U_{io} + I_{ib} R_g) \quad (3)$$

$$= k_{u0} \left[U_{io} \frac{R_i}{R_i + R_g} + I_{ib} (R_i \parallel R_g) \right].$$



Rys. 2. Współpraca tradycyjnego modelowego przetwornika z rys. 1 ze źródłem sygnału:
a) – układ bez kompensacji niezrównoważenia, b) – układ z obu kompensacjami na wejściu,
c) – układ z kompensacją prądową I_c na wejściu a napięciową U_c na wyjściu.

W zależności (3) jest czynnik zawierający błąd multiplikatywny (2). Kluczowa jest tutaj rola rezystancji R_g , która powoduje wyraźną korelację obu czynników w nawiasach w pierwszym wierszu zależności (3). Dlatego nie zastosowano zasady pomijania małych składników drugiego rzędu, co jest typowe w analizie niedokładności, gdzie zakłada się niezależność czynników wpływowych.

Z kolei dla układu z rys. 2b przy zastosowaniu obu źródeł (U_c , I_c) kompensujących niezrównoważenie po stronie wejścia przetwornika:

$$U_o = k_{u0} \left(1 - \frac{R_g}{R_i \parallel R_c + R_g} \right) \left[E_g + U_{io} - U_c \left(1 + \frac{R_g}{R_i \parallel R_c} \right) + (I_{ib} - I_c) R_g \right], \quad (4)$$

a jeżeli rezygnuje się z oddzielnej kompensacji prądowej ($I_c = 0$ A, $R_c \Rightarrow \infty \Omega$), co często się zdarza:

$$U_o = k_{u0} \left(1 - \frac{R_g}{R_i + R_g} \right) \left[E_g + U_{io} + I_{ib} R_g - U_c \left(1 + \frac{R_g}{R_i} \right) \right], \quad (5)$$

gdzie składnik multiplikatywny błędu przetwarzania, w kolejności dla układu z pełną kompensacją i tylko z napięciową:

$$\text{ze źródłem } I_c \quad \delta_{m1} = -\frac{R_g}{R_i \parallel R_c + R_g}, \quad \text{bez źródła } I_c \quad \delta_{m2} = -\frac{R_g}{R_i + R_g}, \quad (6)$$

oraz składniki adytywne błędu przetwarzania, dla układu z pełną kompensacją (Δ_{a1}) i tylko z napięciową (Δ_{a2}), tak zdefiniowane, jak w zależności (3):

$$\Delta_{a1} = k_{u0} \left[U_{io} \frac{R_i \parallel R_c}{R_i \parallel R_c + R_g} - U_c + (I_{ib} - I_c)(R_g \parallel R_i \parallel R_c) \right], \quad (7)$$

$$\Delta_{a2} = k_{u0} \left[U_{io} \frac{R_i}{R_i + R_g} + I_{ib}(R_g \parallel R_i) - U_c \right]. \quad (8)$$

W układzie z rys. 2c z obu źródłami kompensującymi, ale prądowym na wejściu a napięciowym na wyjściu:

$$U_o = k_{u0} \left(1 - \frac{R_g}{R_i \parallel R_c + R_g} \right) \left[E_g + U_{io} - \frac{U_c}{k_{u0}} \left(1 + \frac{R_g}{R_i \parallel R_c} \right) + (I_{ib} - I_c) R_g \right], \quad (9)$$

a bez oddzielnej kompensacji prądowej ($I_c = 0$ A, $R_c \Rightarrow \infty \Omega$):

$$U_o = k_{u0} \left(1 - \frac{R_g}{R_i + R_g} \right) \left[E_g + U_{io} + I_{ib} R_g - \frac{U_c}{k_{u0}} \left(1 + \frac{R_g}{R_i} \right) \right]. \quad (10)$$

W tym przypadku składniki multiplikatywne błędu δ_{m3} i δ_{m4} są dokładnie takie same, jak dla układu z rys. 2b, odpowiednio

$$\delta_{m3} = \delta_{m1} \quad \text{i} \quad \delta_{m4} = \delta_{m2}, \quad (11)$$

natomiast składniki adytywne błędu są inne; składnik zależny od napięcia kompensującego U_c jest dzielony przez własną transmitancję przetwornika k_{u0} . Charakterystyczne, że w obu przypadkach różnego umiejscowienia napięciowego źródła kompensującego (rys. 2b i 2c), efekt jego działania zależy od rezystancji R_g , zmieniającej wpływ źródeł niezrównoważenia (U_{io} , I_{ib}):

$$\text{ze źródłem } I_c \quad \Delta_{a3} = k_{u0} \left[U_{io} \frac{R_i \parallel R_c}{R_i \parallel R_c + R_g} - \frac{U_c}{k_{u0}} + (I_{ib} - I_c)(R_g \parallel R_i \parallel R_c) \right], \quad (12)$$

$$\text{bez źródła } I_c \quad \Delta_{a4} = k_{u0} \left[U_{io} \frac{R_i}{R_i + R_g} + I_{ib}(R_g \parallel R_i) - \frac{U_c}{k_{u0}} \right]. \quad (13)$$

W uwagach co do sposobu realizacji układów kompensacji niezrównoważenia przetwornika zasygnalizowano możliwość zastosowania tylko jednego, napięciowego sposobu. Jest to często stosowane rozwiązanie, które w przypadku konkretnego źródła sygnału wejściowego (tzn. o konkretnej, stałej rezystancji zastępczej R_g) jest racjonalne i optymalne. Z punktu widzenia swego głównego przeznaczenia – kompensacji całkowitego niezrównoważenia nie ma istotnej różnicy, gdzie zostanie umiejscowione źródło kompensujące, na wejściu, czy na wyjściu.

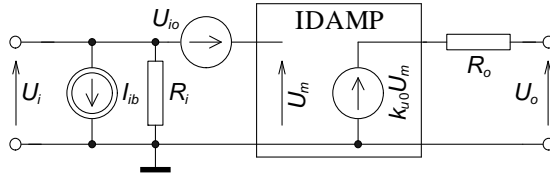
Jeżeli przetwornik spełnia warunki liniowości i unilateralności, to w wersji schematu zastępczego z rys. 2a wystarczy wykonać cztery pomiary przy różnych wartościach E_g i R_g , aby wyznaczyć wartości elementów zastępczych układu, pod warunkiem jednak, że pomija się wpływ rezystancji wyjściowej R_o . Tą ostatnią można wyznaczyć we wszystkich przypadkach omawianych w tym opracowaniu z dwóch pomiarów napięcia na dwóch różnych rezystancjach R_L obciążających wyjście przy stałym sygnale wejściowym.

Rozwiązanie przetwornika napięciowego do bardziej ambitnych zadań, np. w elektrometrii, gdzie energie sygnału są bardzo małe, zawierają z reguły źródła kompensujące niezrównoważenie, jak w wersjach układu z rys. 2b lub 2c, a to komplikuje algorytm wyznaczenia parametrów zastępczych.

Po pierwsze, błąd multiplikatywny nie zależy od umiejscowienia napięciowego źródła kompensującego U_c . Wypadkową rezystancję równoległego połączenia R_i z R_c można potraktować jako łączną zastępczą rezystancję wejściową R_{is} i wtedy zapis tego błędu będzie praktycznie taki sam, niezależnie od zastosowania źródła prądowego I_c . Znacznie większy problem dotyczy błędu adytywnego. Wskutek różnej zależności jego składników od rezystancji R_g , konieczne jest np. co najmniej sześć pomiarów dla układu z rys. 2c bez kompensacji prądowej w celu wyznaczenia wartości wszystkich elementów schematu zastępczego.

2. PROPONOWANE ZMIANY W SCHEMACIE ZASTĘPCZYM I ICH KONSEKWENCJE

Widoczne we wzorach (3), (7), (12) różne zależności składników błędu adytywnego od rezystancji źródła sygnału R_g , a szczególnie zmieniający się podział wejściowego napięcia niezrównoważenia U_{io} były podstawą do zaproponowania nieco zmienionego schematu zastępczego przetwornika napięciowego, jak na rys. 3.



Rys. 3. Proponowany schemat zastępczy linowego, unilateralnego czwórnika napięciowego DC z niedoskonałościami: rezystancjami wejściową i wyjściową, napięciem niezrównoważenia, prądem polaryzacji

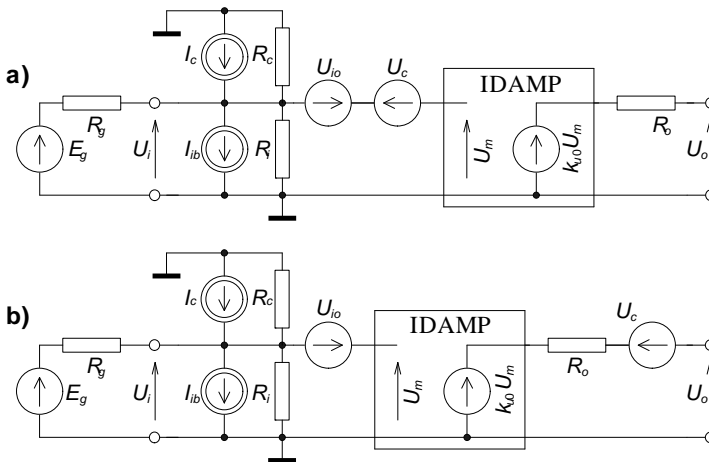
Przeniesiono w nim źródło napięcia niezrównoważenia z wejścia układu (porównaj z rys. 1) bezpośrednio na wejście idealnego czwórnika IDAMP. Zmieniono także kierunek źródła prądu polaryzacji I_{ib} , ale ta zmiana nie wnosi niczego istotnego i ma charakter czysto subiektywny.

Sygnal wyjściowy takiego układu z obu kompensacjami niezrównoważenia na wejściu, według rys. 4a, będzie miał wartość

$$U_o = k_{u0} \left(1 - \frac{R_g}{R_i \parallel R_c + R_g} \right) \left[E_g + (U_{io} - U_c) \left(1 + \frac{R_g}{R_i \parallel R_c} \right) + (I_c - I_{ib}) R_g \right], \quad (14)$$

a bez oddzielnej kompensacji prądowej

$$U_o = k_{u0} \left(1 - \frac{R_g}{R_i + R_g} \right) \left[E_g + (U_{io} - U_c) \left(1 + \frac{R_g}{R_i} \right) - I_{ib} R_g \right]. \quad (15)$$



Rys. 4. Współpraca przetwornika z rys. 3 ze źródłem sygnału:
 a) – układ z obu kompensacjami niezrównoważenia na wejściu,
 b) – układ z kompensacją prądową I_c na wejściu a napięciową U_c na wyjściu

Składnik multiplikatywny błędu przetwarzania będzie taki, jak we wcześniejszych układach (zal. (6) i (11)):

$$\text{z } I_c \quad \delta_{m5} = \delta_{m1} = -\frac{R_g}{R_i \parallel R_c + R_g}, \quad \text{bez } I_c \quad \delta_{m6} = \delta_{m2} = -\frac{R_g}{R_i + R_g}, \quad (16)$$

a składniki adytywne błędu przetwarzania, dla układu z pełną kompensacją (Δ_{a5}) i tylko z napięciową (Δ_{a6}), tak zdefiniowane, jak w zależności (3):

$$\text{z } I_c \quad \Delta_{a5} = k_{u0}[U_{io} - U_c + (I_c - I_{ib})(R_g \parallel R_i \parallel R_c)], \quad (17)$$

$$\text{bez } I_c \quad \Delta_{a6} = k_{u0}[U_{io} - U_c - I_{ib}(R_g \parallel R_i)]. \quad (18)$$

Analiza dwóch ostatnich zależności wykazuje, że na składniki błędu zera, pochodzące od źródeł napięciowych U_{io} i U_c nie ma wpływu rezystancja źródła sygnału R_g . Zmiany tej rezystancji będą zmieniały tylko składnik zależny od prądów. W tym przypadku nierozróżnialny pomiarowo jest oddzielny wpływ źródeł U_{io} i U_c na wyjściowe napięcie i uzasadnione jest wprowadzenie oznaczenia zastępczego (wypadkowego) niezrównoważenia napięciowego

$$U_{ioS} = U_{io} - U_c. \quad (19)$$

W układzie z rys. 4b z obu źródłami kompensującymi, prądowym na wejściu a napięciowym na wyjściu:

$$U_o = k_{u0} \left(1 - \frac{R_g}{R_i \parallel R_c + R_g} \right) \left[E_g + \left(U_{io} - \frac{U_c}{k_{u0}} \right) \left(1 + \frac{R_g}{R_i \parallel R_c} \right) + (I_c - I_{ib})R_g \right], \quad (20)$$

a bez oddzielnej kompensacji prądowej ($I_c = 0$ A, $R_c \Rightarrow \infty \Omega$):

$$U_o = k_{u0} \left(1 - \frac{R_g}{R_i + R_g} \right) \left[E_g + \left(U_{io} - \frac{U_c}{k_{u0}} \right) \left(1 + \frac{R_g}{R_i} \right) - I_{ib}R_g \right]. \quad (21)$$

Składniki multiplikatywne błędu przetwarzania δ_{m7} i δ_{m8} są dokładnie takie same, jak dla układu z rys. 4a, odpowiednio

$$\text{z } I_c \quad \delta_{m7} = \delta_{m5} = \delta_{m1} \quad \text{i bez } I_c \quad \delta_{m8} = \delta_{m6} = \delta_{m2}, \quad (22)$$

natomiast w składnikach adytywnych błędu jest zmiana; napięcie kompensującego U_c jest dzielony przez własną transmitancję przetwornika k_{u0} :

$$\text{ze źródłem } I_c \quad \Delta_{a7} = k_{u0} \left[U_{io} - \frac{U_c}{k_{u0}} + (I_c - I_{ib})(R_g \parallel R_i \parallel R_c) \right]. \quad (23)$$

bez źródła I_c

$$\Delta_{a8} = k_{u0} \left[U_{io} - \frac{U_c}{k_{u0}} - I_{ib} (R_g \parallel R_i) \right]. \quad (24)$$

Wnioski są identyczne jak dla układu z rys. 4a, sformułowane po zależnościach (17) i (18), a zastępcze niezrównoważenie napięciowe jest tym razem równe:

$$U_{ioS} = U_{io} - \frac{U_c}{k_{u0}}. \quad (25)$$

Reasumując, proponowany zmieniony schemat zastępczy likwiduje komplikację związaną z różnymi zależnościami od rezystancji źródła R_g składników błędu zera pochodzących od źródeł napięciowych U_{io} i U_c . Pozostaje jedynie zależność od tej rezystancji składników pochodzących od źródeł prądowych I_{ib} i I_c , co jest oczywiste, ze względu na napięciowy charakter zdefiniowanego błędu zera.

Do wyznaczenia wartości wszystkich elementów, łącznie z R_o proponowanego schematu zastępczego wystarczy pięć pomiarów, przy czym dla uproszczenia zapisu wprowadzono oznaczenia zastępczego napięcia niezrównoważenia U_{ioS} jak w zal. (19) i (25), a zastępczego prądu polaryzacji I_{ibS} i rezystancji wejściowej R_{iS} :

$$I_{ibS} = I_c - I_{ib}, \quad R_{iS} = R_i \parallel R_c. \quad (26)$$

Pięć pomiarów napięcia wyjściowego U_o należy wykonać przy dwóch wartościach trzech wielkości: sygnału źródła E_g , rezystancji źródła R_g i rezystancji obciążenia wyjścia R_L :

a) $E_g = 0 \text{ V}$, $R_g = 0 \text{ } \Omega$, $R_L \rightarrow \infty \text{ } \Omega$

$$U_{oa} = k_{u0} U_{ioS}, \quad (27)$$

b) $E_g = 0 \text{ V}$, R_g znane, $R_L \rightarrow \infty \text{ } \Omega$

$$U_{ob} = k_{u0} (U_{ioS} + I_{ibS} R_g D), \quad (28)$$

gdzie D to podział wejściowego dzielnika napięciowego

$$D = \frac{R_{iS}}{R_{iS} + R_g}, \quad (29)$$

c) E_g znane, $R_g = 0 \text{ } \Omega$, $R_L \rightarrow \infty \text{ } \Omega$

$$U_{oc} = k_{u0} (E_g + U_{ioS}), \quad (30)$$

d) E_g znane, jak w c), R_g znane, jak w b), $R_L \rightarrow \infty \text{ } \Omega$

$$U_{od} = k_{u0} (E_g D + U_{ioS} + I_{ibS} R_g D), \quad (31)$$

e) E_g znane, jak w c), $R_g = 0 \Omega$, R_L znane

$$U_{oe} = k_{u0} \frac{R_L}{R_L + R_o} (E_g + U_{ioS}). \quad (32)$$

Proste przekształcenia zależności (27)...(32) dają końcowe zależności do obliczenia wartości elementów schematu zastępczego przetwornika napięciowego z rys. 4:

$$k_{u0} = \frac{U_{oc} - U_{oa}}{E_g}, \quad (33)$$

$$U_{ioS} = \frac{U_{oa}}{k_{u0}}, \quad (34)$$

$$D = \frac{U_{od} - U_{ob}}{k_{u0} E_g} = \frac{U_{od} - U_{ob}}{U_{oc} - U_{oa}} \Rightarrow R_{is} = R_g \frac{D}{1 - D}, \quad (35)$$

$$I_{ibS} = \frac{U_{ob} - U_{oa}}{k_{u0} R_g D}, \quad (36)$$

$$R_o = R_L \left(\frac{U_{oc}}{U_{oe}} - 1 \right). \quad (37)$$

3. PRZYKŁAD ZASTOSOWANIA PROPONOWANEGO MODELU

Celem badania w Laboratorium Elektrometrii I-29 PWr było wyznaczenie zastępczych parametrów napięciowego wzmacniacza instrumentalnego – precyzyjnego wzmacniacza różnicowego, w wersji elektrometrycznej przy sterowaniu wejścia nieodwracającego czyli sygnałem niesymetrycznym, w odniesieniu do masy układu. Nie zamierzano włączać do algorytmu badań wyznaczenia rezystancji wyjściowej R_o o spodziewanej wartości poniżej kilkudziesięciu $m\Omega$, uznano bowiem że jest to prosta i bezdyskusyjna procedura, a przy takiej spodziewanej wartości nie dająca wiarygodnego wyniku w warunkach zwykłego laboratorium. Przyjęto, że spełnione są warunki dla zastąpienia tego wzmacniacza najprostszym schematem z rys. 3 i 4. Miał on jedno źródło kompensacji, napięciowe na wyjściu układu, czyli zgodnie z rys. 4.b.

Wykonano pomiary SEM źródła E_g oraz napięcia wyjściowego U_o za pomocą wysokiej klasy woltomierzy cyfrowych o rezystancji wejściowej $R_v = 10 M\Omega$, co z pewnością spełniło warunek pomijalności wpływu R_o wzmacniacza na wyniki odczytu. Wyniki wraz z warunkami pomiaru zamieszczono w tab. 1.

Tabela 1. Wyniki badań wejścia nieodwracającego wzmacniacza instrumentalnego

Oznaczenie pomiaru i wielkości	Zmierzone U_o [V]	Warunki pomiaru	
		E_g [V]	R_g [Ω]
a, U_{oa}	0,2056 m	0	0
b, U_{ob}	2,7125 m	0	1,00 G
c, U_{oc}	1,000234	1,000009	0
d, U_{od}	0,996828	1,000009	1,00 G

Zastosowano zależności analityczne (33)...(36) dla schematu zastępczego z rys. 4b i po przekształceniach otrzymano wyniki:

$$k_{u0} = \frac{U_{oc} - U_{oa}}{E_g} = 1,000019 \frac{V}{V} \approx 1,0000 \frac{V}{V}, \quad (38)$$

$$U_{ioS} = \frac{U_{oa}}{k_{u0}} = 0,2056 \text{ mV} \approx 0,206 \text{ mV}, \quad (39)$$

$$D = \frac{U_{od} - U_{ob}}{U_{oc} - U_{oa}} = 0,994087 = \frac{R_{iS}}{R_{iS} + R_g}, \quad (40)$$

$$R_{iS} = R_g \frac{D}{1 - D} = 168 \text{ G}\Omega, \quad (41)$$

$$I_{ibS} = \frac{U_{ob} - U_{oa}}{k_{u0} D R_g} = \frac{U_{ob} - U_{oa}}{k_{u0} (R_{iS} \parallel R_g)} = -2,52 \text{ pA}. \quad (42)$$

Wartości parametrów R_{iS} i I_{ibS} nie są rewelacyjne, jak na elektrometrię, ale badania przeprowadzono w warunkach realnej pracy wzmacniacza, wraz z kablami i złączami przyłączeniowymi na wejściu.

Zaproponowany i zastosowany schemat zastępczy wzmacniacza oraz algorytm wyznaczania jego parametrów daje jednoznaczne wyniki, bez konieczności wprowadzania dodatkowych warunkach, jak to próbują sugerować niektóre źródła (np. w [4] zakłada się teoretyczną, typową wartość prądu polaryzacji). Jedną z prawdopodobnych przyczyn takich prób jest trzymanie się kurczowo tradycyjnego schematu zastępczego, pomijanie istniejących w układzie źródeł do kompensacji niezrównoważenia i wynikające stąd formalne trudności analityczne.

LITERATURA

- [1] ANALOG DEVICES, Inc., *Amplifier Reference Manual*, USA, 1992, 2–119.
- [2] ANALOG DEVICES, Inc., *Amplifier Application Guide*, USA, 1992, III–9.
- [3] KŁOS Z., *Pomiary elektrometryczne*, WKŁ, Warszawa 2008, 37.

- [4] KŁOS Z., *Problematyka wzorcowania aparatury elektrometrycznej*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2004, 199–204.
- [5] KULKA Z., NADACHOWSKI M., *Liniowe układy scalone i ich zastosowanie*, WKŁ, Warszawa 1974, 35, 45.
- [6] MCGHEE J., KULESZA W., KORCZYŃSKI M.J., HENDERSON J.A., *Measurement data handling*, Vol. 2: *Hardware technique*, The Technical University of Łódź, Łódź, Poland, 2001, 115.
- [7] NAWROCKI Z., *Wzmacniacze operacyjne i przetworniki pomiarowe*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2008, 31, 35, 39.

REVISED THE EQUIVALENT CIRCUIT OF THE VOLTAGE TRANSMITTER AND DETERMINATION ITS PARAMETERS

Proposed the modified equivalent circuit of the voltage signal transmitter i.e. voltage amplifier. This modification is the change the offset voltage source location and is recommended for analysis of constant voltage circuits, such as in electrometric research. The adoption of the new equivalent circuit to analyze the transmitter enables easy and unambiguous determination its parameters.

transmisja bezprzewodowa, standard ZigBee

Krzysztof PODLEJSKI*, Tomasz JOKIEL*

BEZPRZEWODOWA TRANSMISJA DANYCH W STANDARDZIE ZIGBEE – STANOWISKO LABORATORYJNE

Bezprzewodowa transmisja danych pomiarowych na niewielkie odległości eliminuje stosowanie połączeń za pomocą przewodów, szczególnie w trudnych warunkach środowiskowych. Przykładami takiej transmisji są standardy IrDA, Bluetooth, HomeRF. Najmłodszym standardem jest ZigBee przeznaczony dla rozproszonych systemów pomiarowych i monitoringu. Charakteryzuje się bardzo małym zużyciem energii, prostym protokołem, niedużą prędkością transmisji i niskim kosztem urządzeń. Dedykowany jest do systemów o komunikacji w nieregularnych i dużych odstępach czasu. W artykule opisano zbudowany i przebadany system pomiarowy pracujący w standardzie ZigBee wykorzystujący urządzenia firmy Atmel. System przygotowano do wykorzystania w dydaktyce, ale może być zastosowany także dla celów badawczych i utylitarnych po rozszerzeniu aplikacji współpracującej z zaawansowanymi środowiskami wspomagającymi projektowanie systemów pomiarowych.

1. WPROWADZENIE

Standard interfejsu radiowego ZigBee opracowano z przeznaczeniem do rozproszonych systemów pomiarowych i monitoringu. Charakteryzuje się prostym protokołem, małym zużyciem energii, niedużą prędkością transmisji i niskim kosztem urządzeń. Wykorzystywany jest w systemach z nieregularną komunikacją i w dużych lub zmiennych odstępach czasu. Urządzenia jednego systemu zorganizowane są w sieć PAN (ang. *Personal Area Network*), w której przesyłane są dane o niewielkim rozmiarze (np. wynik jednego lub kilku wartości pomiaru ciśnienia, temperatury, wilgotności, sygnały alarmowe, sygnały potwierdzenia wykonania rozkazu itp.) [3], [4], [6]. ZigBee wspiera mechanizmy uwierzytelniania (ang. *authentication*) i szyfrowania transmisji danych poufnych. Możliwe jest dołączenie sieci ZigBee do sieci internetowej. Prostota standardu i jego efektywność to czynniki umożliwiające poznanie zasad

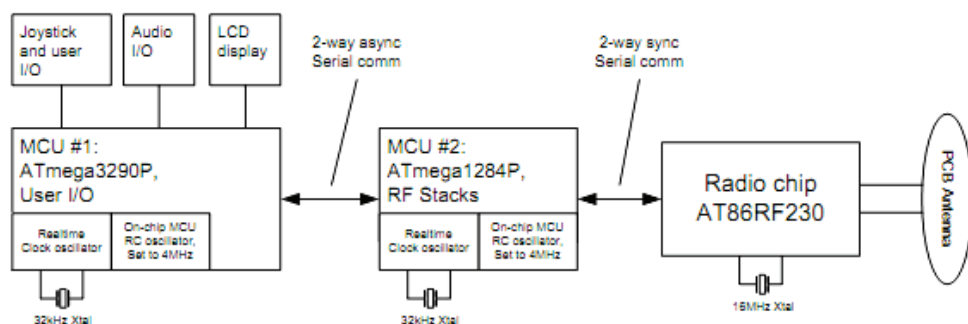
* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-370 Wrocław, e-mail: krzysztof.podlejski@pwr.edu.pl

funkcjonowania bezprzewodowego systemu pomiarowego, szczególnie zrozumienie takich pojęć jak: stos protokołów, charakterystyczne urządzenia, sposoby adresowania, topologie sieci, tryby pracy, struktury ramek [7], [15]. Ocena właściwości interfejsu radiowego wymaga wyznaczenia wielu parametrów takich jak charakterystyki widmowe, zużycie energii, określenie jakości łącza zgodnie z wymaganiami odpowiednich norm. Standard IEEE 802.15.4 określa trzy pasma częstotliwościowe do transmisji danych, trzy metody modulacji, techniki rozpraszania widma poprawiające odporność sygnałów na zakłócenia i dwa rodzaje urządzeń sieciowych [13], [14]. W sieci ZigBee urządzenia mogą pełnić trzy role: koordynatora, routera i urządzenia końcowego. Każde urządzenia posiada unikatowy adres (16 lub 64 bitowy). Wyniki pomiarów przesyłane za pomocą ZigBee mogą być analizowane w graficznych środowiskach typu LabVIEW czy DasyLab, wymaga to jednak odpowiedniego interfejsu komunikacyjnego z komputerem lub napisania specjalnej aplikacji.

2. SYSTEM POMIAROWY

2.1. BUDOWA URZĄDZEŃ

Do budowy systemu wykorzystano zestaw RZRAVEN firmy Atmel, który jest rozwinięciem układu nadajnik/odbiornik AT86RF230 pracującego w sieci ZigBee. Zestaw składa się z dwóch mobilnych modułów AVRRAVEN (rys. 1) zasilanych bateryjnie lub z zewnętrznego zasilacza (możliwość pomiaru wartości natężenia prądu i mocy pobieranej przez układ). Bazowymi częściami układu są dwa mikrokontrolery odpowiedzialne za sterowanie wyświetlaczem, peryferiami (AT3290P) i komunikację z układami nadajnika/odbiornika.

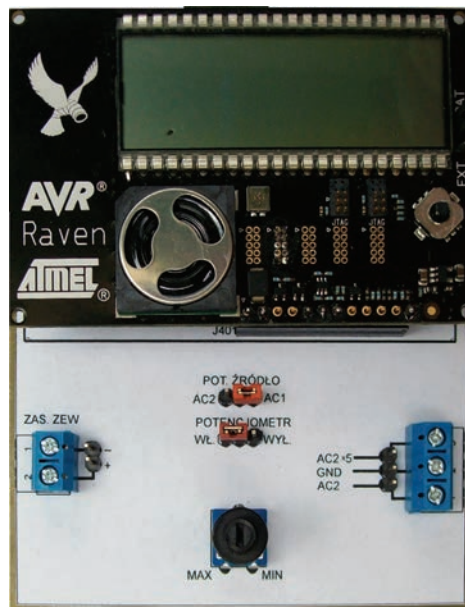


Rys. 1. Schemat blokowy modułu AVRRAVEN [10]

Moduł wyposażono w szereg urządzeń peryferyjnych: wyświetlacz LCD z polem alfanumerycznym i dodatkowymi symbolami, zegar czasu rzeczywistego RTC, gło-

śnik, mikrofon, joystick, termistor. Wyposażony jest także w dwa przetworniki analogowo-cyfrowe. Trzeci moduł zestawu – RZUSBSTICK – wykorzystywany jest do komunikacji z komputerem poprzez port USB i sterowania innymi urządzeniami peryferyjnymi lub komunikacji wykorzystującej interfejs USART mający wejścia zgodne ze standardem TTL. Głównymi elementami modułu jest nadajnik/odbiornik AT86RF230 i mikrokontroler AT90USB1287. System pomiarowy został opracowany przy wykorzystaniu dostarczonej przez producenta platformy *BitCloud* w wersji 1.11. Platforma ta przygotowana jest pod kątem rozwoju oprogramowania warstwy aplikacji (API), posiada sprawdzone i zgodne ze standardami mechanizmy komunikacyjne warstw niższych, wykorzystywane w sieci ZigBee [15]. Platforma *BitCloud* zbudowana jest z warstw. Rdzeń stosu zawiera implementację protokołu sieci ZigBee, pozostałe warstwy implementują funkcjonalności związane ze współdzielonymi usługami (menedżer zadań, zarządzanie energią, menedżer konfiguracji) oraz dostępu do sprzętu HAL i BSP (ang. *Board Support Package*).

Moduł RZUSBSTICK pełni rolę koordynatora w sieci, a moduły AVRRAVEN routera albo urządzenia końcowego. Router oraz koordynator ze względu na pełnione funkcje nie są wprowadzane w stan uśpienia, natomiast urządzenie końcowe wprowadzane jest w stan uśpienia częściowo (układ AT3290P obsługujący wyświetlacz LCD nie jest wprowadzany w stan uśpienia, aby na bieżąco prezentować stan urządzenia). W modułach celowo zrezygnowano z funkcji szyfrowania sprzętowego w celu ograniczenia rozmiarów programu [7]–[12].



Rys. 2. Widok płytki z modułami i dodatkowymi elementami

W celu prowadzenia pomiarów napięcia zewnętrznego oraz ułatwienia dostępu do złącz przetworników wykonano płytkę drukowaną z dodatkowymi elementami (rys. 2). Podstawowy zakres pomiaru napięcia równy napięciu referencyjnemu można rozszerzyć 5-krotnie. Układ jest zasilany bateriami umieszczonymi pod widocznym na rys. 2 modulem lub z zewnętrznego źródła napięcia.

2.2. BADANIE WYDAJNOŚCI I JAKOŚCI ZŁĄCZA RADIOWEGO

Zasięg sieci bezprzewodowej jest kluczowym parametrem systemu i często stanowi główny czynnik decyzyjny dla użytkownika końcowego. Zasięg zależy od wielu czynników np. cech anteny, oprogramowania, środowiska pracy. Oprogramowanie testujące umożliwia regulację parametrów nadajnika, które umożliwiają przeprowadzenie oceny wpływu każdego z czynników, na jakość transmisji. Do oceny wydajności i jakości transmisji radiowej wykorzystuje się następujące testy [8]:

- Pakietowa stopa błędów (PER), umożliwiająca określenie wydajności nadajnika i czułości odbiornika ZigBee. W czasie badań wyznaczany jest wskaźnik siły sygnału odbieranego (RSSI) i wskaźnik jakości złącza (LQI).

Standard IEEE 802.15.4 definiuje pakietową stopę błędów, jako stosunek liczby pakietów błędnie odebranych do liczby wszystkich odebranych pakietów. Pakiet uważany jest za błędny, jeżeli jego suma kontrolna z pola CRC się nie zgadza się z wyliczoną,

- RF TEST przeznaczony do badania charakterystyki widmowej nadajników a w szczególności nadawanie fali na częstotliwości nośnej ± 500 kHz w odniesieniu do częstotliwości środkowej kanału i ciągle nadawanie ramek z losową zawartością,

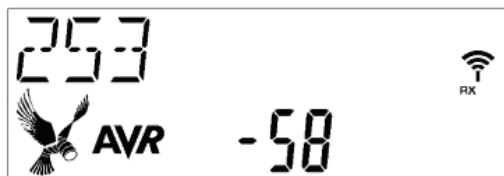
- DC TEST umożliwiający ocenę poziomu zużycia energii.

Oprogramowanie do realizacji powyższych testów działa na modułach AVRRZRZVEN w trybie bezpośredniej komunikacji (bez obecności koordynatora sieci). Wzajemne adresy zostały zapisane w pamięci ROM układów. Oprogramowanie bazuje na wersji 1.0 oprogramowania Raven Radio Evaluation Software.

2.3. PRZYKŁADOWE WYNIKI BADAŃ

Podczas testu PER moduły AVRRRAVEN działają komplementarnie: gdy na pierwszym module uruchamia się test nadawczy (PER TX) drugi moduł musi być wprowadzony w stan odbiorczy testu (PER RX). Nadajnik wysyła zdefiniowaną liczbę ramek w określonym czasie a urządzenie odbiorcze prowadzi pomiary na podstawie odebranej serii ramek. Wszystkie wybierane parametry nadajnika wprowadza się za pomocą menu ekranowego modułu AVRRRAVEN. W badaniach wykorzystano istniejącą w modułach antenę wykonaną w technologii PCB (ang. *Printed Circuit Board*). Podczas przeprowadzania testu na ekranie wyświetlacza LCD wyświetlana jest liczba ramek odebranych poprawnie, odświeżana co 50 ramek ogólnie

odebranych oraz aktualny poziom mocy sygnału odbieranego (RSSI – ang. *Receive Signal Strength Indication*) w dB, natomiast ikona zasięgu pokazuje w sposób graficzny poziom odbieranej mocy. Przykładowy ekran podczas przeprowadzania testu został przedstawiony na rys. 3. Ekran prezentuje aktualną chwilę testu po odebraniu 253 poprawnych ramek i wartość RSSI wynoszącą – 58 dB, po prawej stronie znajduje się symbol zasięgu wskazujący bardzo dobry poziom odbieranego sygnału (RSSI > 15).

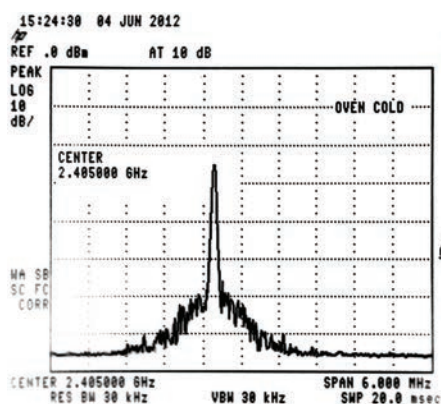


Rys. 3. Przykładowy widok wyświetlacza odbiornika podczas testu PER

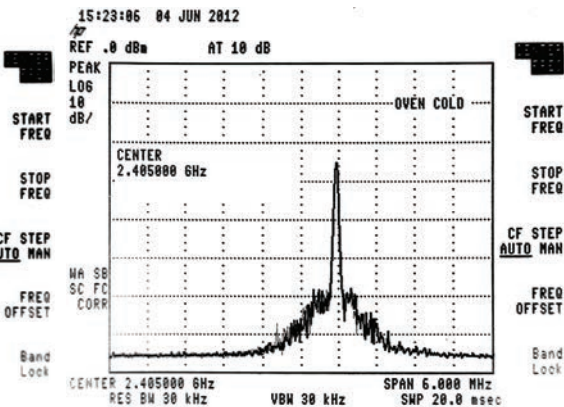
Odczyt wyników testu dokonuje się w urządzeniu odbiorczym wchodząc w menu „WYNIKI”, który zawiera minimalne, uśrednione i maksymalne wartości poziomu mocy odbieranej RSSI oraz wskaźnik jakości łącza LQI (ang. *Link Quality Indication*), obliczone w trakcie trwania testu. Rezultaty wyników przechowywane są w pamięci RAM modułu i są nadpisywane przy uruchomieniu kolejnego testu [6], [8]. Podstawowym zadaniem badań RF TEST jest określanie parametrów nadajnika w celu zbadania jego zgodności z regulacjami prawnymi dotyczącymi radionadajników (agencjami dokonującymi regulacji w tej dziedzinie są m.in. ETSI – *European Telecommunications Standards Institute* oraz FCC – *Federal Communications Commission*). Badany układ nadajnik/odbiornik został opracowany w zgodności z standardem IEEE 802.15.4, który charakteryzuje m.in. brak emisji mocy radiowej w spoczynku, uruchamianie nadajnika tylko na czas wysłania ramki. Taki nieciągły tryb transmisji sprawia, że pomiar charakterystyk, za pomocą np. analizatora widmowego jest utrudniony. Aby ułatwić pomiary w trybie testowym ramki wysyłane są nieprzerwanie jedna za drugą. Zawartość danych wysyłanych ramek również ma wpływ na kształt widma nadawanego sygnału. W celu zmniejszenia tego wpływu wysyłane wartości są losowe i zmieniają się w kolejnych ramkach. Przykładowe wyniki testów, przeprowadzonych w trybie ciągłego nadawania przedstawiono na rys. 4–7.

Tryb – 500 kHz przedstawia widmo sygnału emitowanego na częstotliwości przesuniętej o 500 kHz poniżej częstotliwości środkowej kanału 2,405 GHz.

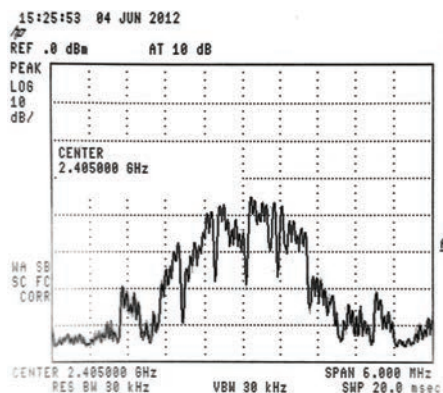
Tryb +500 przeprowadzono dla kanału 11 i maksymalnej mocy nadajnika. Podobnie jak w poprzednim przykładzie przedstawiono widmo sygnału emitowanego na częstotliwości przesuniętej o 500 kHz powyżej wybranego kanału 2,405 GHz.



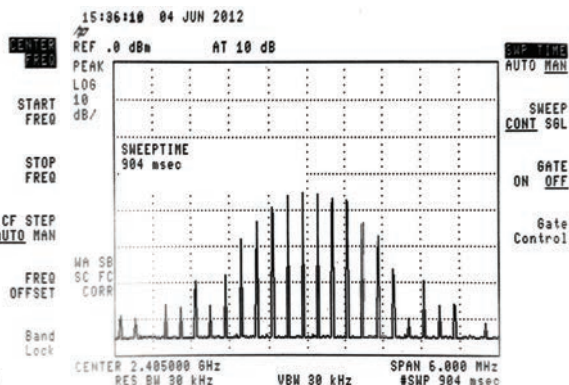
Rys. 4. Spektrogram dla trybu ciągłego nadawania
– 500 kHz



Rys. 5. Spektrogram dla trybu ciągłego nadawania
+500 kHz



Rys. 6. Spektrogram dla trybu „modulacja”



Rys. 7. Spektrogram dla trybu
szybkiego nadawania

Spektrogram „modulacja” przedstawia widmo sygnału dla kanału 11, otrzymanego poprzez modulację częstotliwości nośnej losowymi ciągami danych, które nie tworzą struktury ramki.

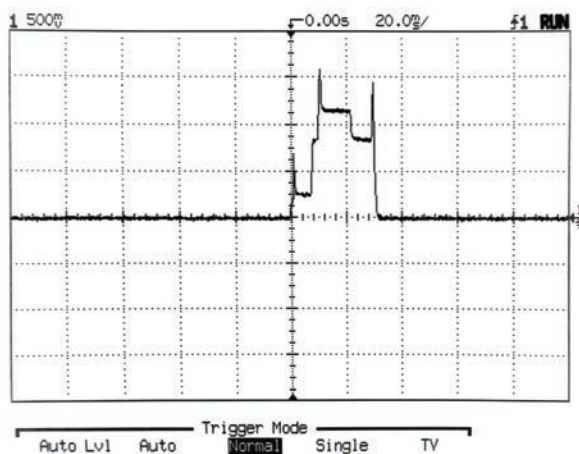
Na rysunku 7 przedstawiono widmo sygnału otrzymanego podczas transmisji danych o strukturze ramki zgodnej ze standardem IEEE 802.15.4, wysyłanych w sposób ciągły.

DC TEST umożliwia zaznajomienie się z typową dla ZigBee charakterystyką pracy i umożliwia pomiar średniego zużycia energii, i oszacowanie zakładanej długości pracy dla systemu zasilanego bateryjnie. Podczas testu urządzenie pracuje w stanie uśpienia, wyświetlacz LCD zostaje wyłączony w celu minimalizacji poboru prądu, na krótki czas moduł wybudza się, wysyła ramkę danymi i powraca do stanu uśpienia.

Cykl testowy powtarza się co 5 s – czas ten umożliwia użytkownikowi pomiar zużycia prądu. Moduł pozostaje w trybie testu tak długo, aż nie zostanie on przerwany poprzez wciśnięcie centralnego przycisku joysticka.

Test można przeprowadzić manipulując w kolejnych próbach parametrami transmisji i badając ich wpływ na końcowe zużycie energii. Możliwe do zmiany parametry uwzględniane podczas testu to: numer kanału, długość pojedynczej ramki z danymi, poziom mocy wyjściowej nadajnika.

Przykładowy kształt przebiegu poboru prądu przy pracy z okresami uśpienia i wybudzania układu przedstawia rys. 8, na którym można zaobserwować moment wzbudzenia układu sterującego, generację losowej zawartości pola danych, uruchomienie układu transceivera, wysłanie ramki oraz odbiór potwierdzenia.



Rys. 8. Przebieg poboru prądu w okresie wzbudzenia i uśpienia układu

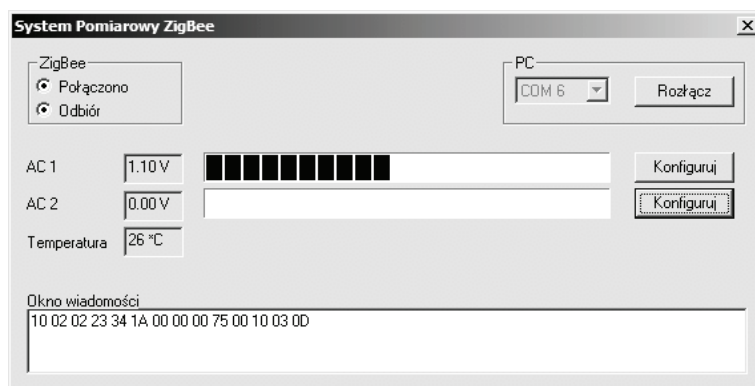
Na podstawie otrzymanych wyników obliczono średnie zużycie prądu przez badane urządzenie, wynosi ono około 74 µA, co implikuje przewidywany czas pracy baterii o pojemności 950 mAh na około 1,5 roku, przy względnej aktywności układu rzędu 10% (dla celów badawczych względna aktywność typowa została wydłużona).

2.4. ODCZYT STANU PRZETWORNIKÓW

Wizualizacja odczytów (rys. 9) wyjść przetworników analogowo-cyfrowych została zrealizowana za pomocą napisanej aplikacji przy wykorzystaniu interfejsu *Windows API* [2], [5].

Aplikacja łączy się z modułem RZUSBSTICK poprzez wirtualny port szeregowy. W dolnej części okna głównego znajduje się „Okno wiadomości”, w którym wyświetlane są dane bezpośrednio odebrane przez wirtualny port szeregowy w postaci liczb hek-

sadecymalnych. Wyświetlanie nieprzetworzonych danych może być pomocne przy tworzeniu innych aplikacji współpracujących z zestawem RZRAVEN, np. w graficznym środowisku programistycznym *LabVIEW*, za pomocą opracowanego formatu ramki.



Rys. 9. Główne okno aplikacji System Pomiarowy ZigBee

3. UWAGI I WNIOSKI

Do realizacji transmisji w standardzie ZigBee wybrano proste i tanie moduły, ale posiadające większość przydatnych funkcji i cech. Praktyczne zastosowanie modułów wymagało wykonania w części sprzętowej płytek drukowanych ze specjalnymi złączami, potencjometrami, zworami i pojemnikami na baterie oraz zidentyfikowania i poprawienia błędnych połączeń w oryginalnych płytkach samych modułów. Działanie systemu wymagało napisania oprogramowania modułów w środowisku *Microsoft Visual Studio 2010* z kompilatorem AVR GCC instalowanym z pakietem WinAVR (wersja 20100110). Program składa się z dwóch części: *Pomiar wydajności i jakości łącza radiowego* oraz *System pomiarowy*. Ze względu na ograniczoną funkcjonalność zrezygnowano z dostarczanego przez producenta środowiska *AVR Studio 4.18*.

Przeprowadzone eksperymenty związane z oceną wydajności i jakości łącza potwierdzają spełnienie wymagań prawnych. Dla celów dydaktycznych należało jednak skorygować warunki transmisji w taki sposób, aby możliwa była obserwacja i rejestracja spektrogramów zgodnie z zadanymi parametrami testu.

Dodatkową zaletą wykonanego systemu pomiarowego jest możliwość podawania zewnętrznego sygnału napięciowego, którego poziom może być zmieniany w zadanym zakresie wartości. Umożliwia to dołączenie do układu analogowych wyjść przetworników pomiarowych w szerokim zakresie napięć (do 5-krotnej wartości napięcia referencyjnego). Dla komputera napisano program „*System Pomiarowy ZigBee* w środowisku *Bloodshed Dev-C++ 5.2.0.2* cechujący się prostym interfejsem oraz

możliwością budowania aplikacji bez użycia dodatkowych bibliotek z możliwością uruchomienia zarówno na komputerze z systemem operacyjnym *Windows XP*, jak i *Windows 7*. Aplikacja *System Pomiarowy ZigBee* umożliwi wizualizację i rejestrację danych pomiarowych z przetworników analogowo cyfrowych modułów. Rozszerzenie protokołu komunikacyjnego z komputerem jest podstawą do rozbudowania aplikacji o kolejne funkcje w profesjonalnym środowisku do wizualizacji zmian wartości wielkości fizycznych i akwizycji danych.

Zrealizowany system w standardzie ZigBee umożliwia transmisję zarówno w trybie punkt-punkt, jak i rozproszonym. System cechuje się skalowalnością i sieć bez wprowadzania modyfikacji w oprogramowaniu modułów może być rozbudowywana a automatyczna konfiguracja nie wymaga dodatkowych działań w celu jej uruchomienia. Rozmiar sieci ograniczony jest konfiguracją określoną przez użytkownika, którą można w łatwy sposób zmienić nie ingerując w wewnętrzne struktury oprogramowania. System zyskałby na funkcjonalności po dołączeniu cyfrowego interfejsu komunikacyjnego modułów peryferyjnych, dzięki któremu możliwa byłaby komunikacja z czujnikami udostępniającym wyniki pomiarów w postaci cyfrowej.

LITERATURA

- [1] BARANOWSKI R., *Mikrokontrolery AVR ATmega w praktyce*, BTC, Warszawa 2005.
- [2] BESTA P., *Visual Studio 2005, programowanie z Windows API w języku C++*, Helion, Gliwice 2008.
- [3] DYE M.A., MC DONAJD R., RUFİ A.W., *Akademia sieci Cisco CCNA Exploration*, PWN, Warszawa 2010.
- [4] NAWROCKI W., *Rozproszone systemy pomiarowe*, WKŁ, Warszawa 2006.
- [5] SNELL M, POWERS L., *Microsoft Visual Studio 2010 Księga eksperta*, Helion, Gliwice 2011.
- [6] WESOŁOWSKI K., *Systemy radiokomunikacji ruchomej*, WKŁ, Warszawa 2006.
- [7] *Low Power 2.4 GHz Transceiver for ZigBee*, IEEE 802.15.4, LoWPAN, RF4CE and ISM Applications – AT86RF230, 2/2009.
- [8] *Raven Radio Evaluation Software*, Application Note, AVR2002, 7/2008.
- [9] *AT86RF230 Software Programmer's Guide*, Application, Note AVR2001, 7/2007.
- [10] *RZRAVEN Hardware User's Guide*, Application Note, AVR2016, 4/2008.
- [11] *Free Ebook AVR2050*.
- [12] *Free Ebook AVR2052*.
- [13] IEEE 802.15.4: *Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs)*, Sept. 2006.
- [14] IEEE 802.15.3: *Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs)*, 2003.
- [15] <https://www.zigbee.org>

WIRELESS DATA TRANSMISSION STANDARD ZigBee – LABORATORY STAND

This article describes a developed and tested measuring system working in the ZigBee technology and using Atmel modules. The system is intended to be used in teaching, but it can also be used for re-

search and utilitarian purposes after extending the application working with advanced graphical programs for the design of measuring systems. The system's operation required developing module software in the *Microsoft Visual Studio 2010* environment. The *ZigBee Measuring System* software has been developed for the PC in the *Bloodshed Software Dev-C++ 5.2.0.2* environment. Conducted experiments related to the evaluation of the efficiency and quality of the link confirm compliance with legal requirements. However, for teaching purposes, transmission conditions had to be adjusted to allow for observation and recording of spectrograms in accordance with the set parameters.

*zapad napięcia,
jakość energii elektrycznej*

Grzegorz KOSOBUDZKI*

POMIAR PARAMETRÓW KRÓTKOTRWAŁYCH ZAPADÓW NAPIĘCIA

Artykuł przedstawia wymagania normalizacyjne stawiane przyrządom do pomiaru jakości energii elektrycznej w zakresie wykrywania zapadów napięcia, mierzonych parametrów oraz dopuszczalnej niepewności pomiaru. Wyniki badań symulacyjnych oraz doświadczalne obliczenia ukazują niejednoznaczność podczas wykrywania i obliczania parametrów zapadów zgodnie z wymaganiami norm. Nie wykrycie zapadu napięcia lub wyniki obliczeń obarczone błędami w przypadku detekcji zdarzenia występują dla krótkich lub płytkich zapadów napięcia. Przeanalizowano wyniki badań doświadczalnych otrzymanych z analizatorów jakości energii elektrycznej. Zapady napięcia były wprowadzane przez generator umożliwiający regulację głębokości zapadu, czasu jego trwania, kąta fazowego początku zapadu, generację zapadów w trójfazowych albo w wybranej fazie.

1. WPROWADZENIE

Zapadem napięcia nazywa się czasowe zmniejszenie wartości skutecznej napięcia w danym punkcie systemu energetycznego poniżej wartości progowej. Zazwyczaj przyjmuje się 90% wartości deklarowanej lub znamionowej napięcia [1]–[3]. W przepisach normalizacyjnych przyjęto, że wielkościami opisującymi zapad będzie minimalna wartość skuteczna podczas trwania zapadu, nazywana napięciem resztkowym lub residuum zapadu U_{res} , oraz czas pomiędzy chwilą w której wartość napięcia spadła poniżej wartości progowej a momentem, gdy wartość jest równa lub większa niż próg zapadu powiększony o histerezę.

Z wartością progową porównywana jest wartość skuteczna półokresowa $U_{rms(1/2)}$ wyznaczana w oknie równym 1 okresowi mierzonego napięcia, rozpoczynającemu się w momencie przejścia przez zero składowej podstawowej harmonicznej [3]. Napięcie jest obliczane co pół okresu – stąd nazwa tego napięcia. Okno pomiarowe jest przesuwne - zawiera połowę próbek z poprzedniego okna i połowę nowych próbek.

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, e-mail: grzegorz.kosobudzki@pwr.wroc.pl

W starszych wymaganiach norm [2,3] wartość skuteczna półokresowa $U_{rms(1/2)}$ była wyznaczana w oknie równym połowie okresu. Kolejne okna nie nachodziły na siebie. Okno nie jest synchronizowane z przejściem przez 0 podstawowej harmonicznej.

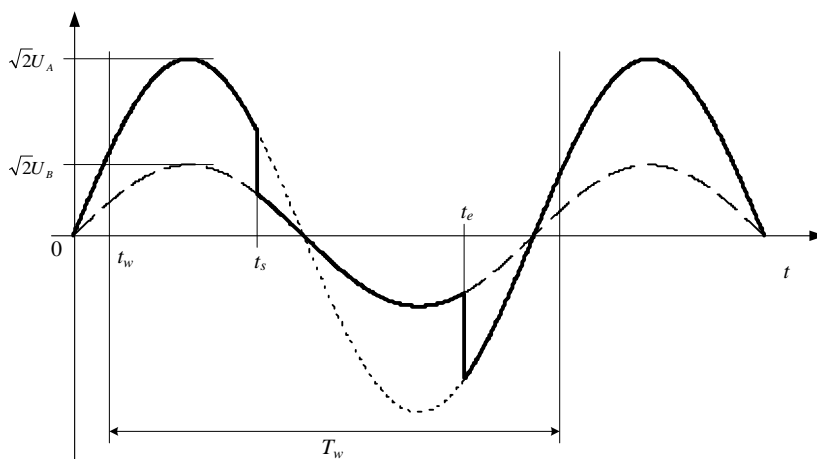
W obydwu edycjach norm częstotliwość próbkowania jest synchronizowana z częstotliwością przebiegu mierzonego w celu zapewnienia stałej liczby próbek w oknie pomiarowym.

Określone w kolejnych edycjach norm metody pomiaru zapadów są różne. Szczególnie wpływają one na wyniki otrzymywane dla zapadów napięcia o krótkim czasie trwania. Dotyczy to zarówno wartości napięcia resztkowego U_{res} jak i czasu trwania zapadu t_d . Wymagana przez normę [2] niepewność pomiaru napięcia resztkowego wynosi 0,2%, natomiast niepewność czasu trwania zapadu wynosi 20 ms – czyli jest tego samego rzędu co wartości czasu krótkich zapadów.

Przeprowadzona analiza teoretyczna i doświadczenia mają na celu porównanie zmierzonych parametrów zapadów przez analizator TOPAS1000 (okno pomiarowe napięcia półokresowego jest równe 10ms) oraz analizator FLUKE 1760 (okno pomiarowe wynosi 20 ms) z wartościami obliczonymi (teoretycznymi).

2. STANOWISKO BADAWCZE

Badania doświadczalne przeprowadzono na stanowisku złożonym z trójfazowego generatora AC6834B umożliwiającego generację zapadów jednofazowych i wielofazowych w układzie połączeń „gwiazda”. Do zacisków generatora podłączono dwa



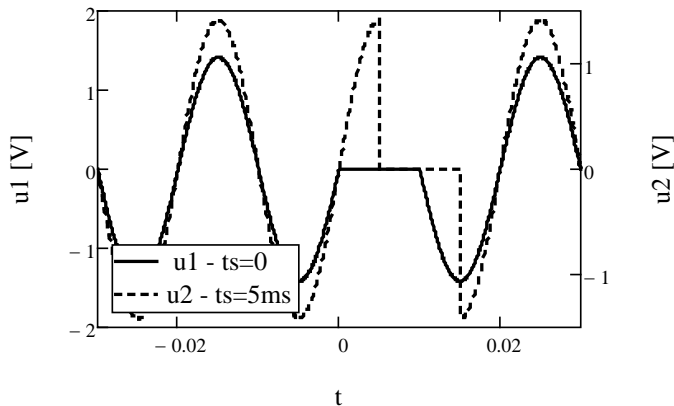
Rys. 1. Kształt przebiegu generowanego zapadu. Oznaczenia na rysunku 1:

U_A i U_B – wartości skuteczna napięcia znamionowego i w czasie zapadu,
 t_s i t_e – to kolejno początek i koniec zapadu, T_w – długość okna pomiaru wartości skutecznej napięcia,
 t_w – początek okna pomiarowego

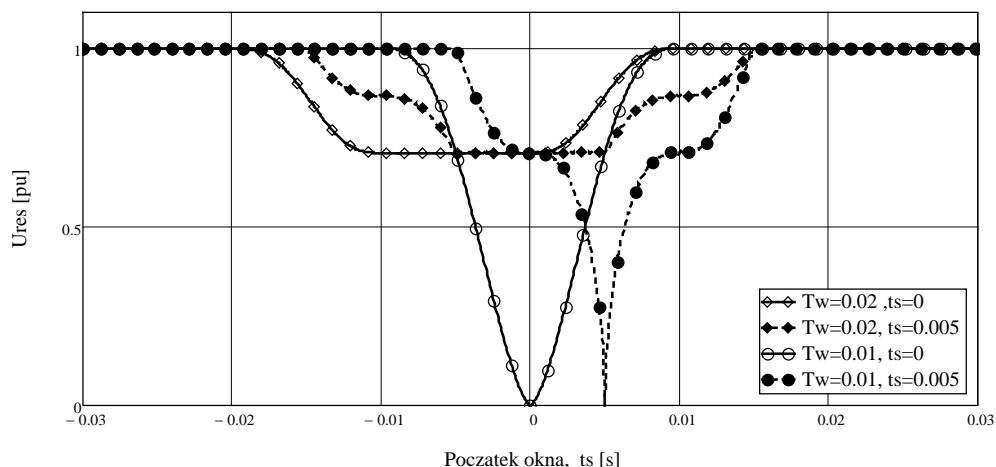
trójfazowe analizatory jakości energii elektrycznej. W celu łatwiejszego porównania wartości obliczonych z wartościami prawidłowymi, badania przeprowadzono przy sinusoidalnym kształcie krzywych napięcia. Generowane napięcie sinusoidalne miało współczynnik THD mniejszy od 0,5%, a dokładność ustawiania jego wartości skutecznej napięcia 0,5 V. Czas zmiany napięcia podczas zapadu nie przekracza 50 μ s. Parametry generowanego przebiegu napięcia oraz oznaczenia danych używanych w obliczeniach przedstawia rysunek 1.

3. WPŁYW PARAMETRÓW OKNA NA WYNIK POMIARU

Okno pomiarowe może w całości objąć krótki zapad napięcia lub również może zdarzyć się sytuacja, że tylko część zapadu. Przykładowe „wzorcowe zapady”, dla których przeprowadzono analizę przedstawiono na rysunku 2. W pierwszym zapadzie wycięta jest dodatnia połówka napięcia (początek zapadu $t_s = 0$ ms, koniec zapadu $t_e = 10$ ms, wartość skuteczna napięcia $U_B = 0$ V), w drugim przypadku początek zapadu zaczyna się przy wartości maksymalnej napięcia ($t_s = 0,005$ ms). Prawidłowa (teoretyczna) wartość napięcia resztkowego U_{res} wynosi 0% napięcia znamionowego dla okna o czasie $T_w = 10$ ms oraz 70,7% napięcia znamionowego dla czasu $T_w = 20$ ms przy założeniu, że cały zapad znajduje się w oknie pomiarowym. Wykresy obliczonej wartości napięcia resztkowego w zależności od chwili początkowej t_s okna pomiarowego przy jego długości $T_w = 10$ ms i $T_w = 20$ ms oraz dla zapadów przedstawionych na rysunku 2 pokazane są na rysunku 3.



Rys. 2. Kształt zapadów o czasie 10 ms. Linia ciągła – zapad o początku $t_s = 0$ ms (przejście napięcia przez 0), linia przerywana - początek zapadu $t_s = 5$ ms (przy wartości maksymalnej napięcia)



Rys. 3. Wartość względna napięcia resztkowego w zależności od początku okna pomiarowego. Zapad do wartości 0 V o czasie trwania 10 ms

Pomiary wykonane analizatorem FLUKE1760 (okno pomiaru 20 ms) wykazały, że wartość napięcia resztkowego zapadu o czasie trwania krótszym od połowy okna pomiarowego są zbliżone do wartości teoretycznej. Ponieważ okno pomiarowe jest przesuwne co 10 ms i zawiera połowę próbek z poprzedniego okna, więc czas trwania zapadu wynosi 20 ms. Wyniki będą prawidłowe nawet dla rozszynchronizowania początku okna pomiarowego z przebiegiem mierzonym (linie oznaczone rombami pokazane na rysunku 3).

Tabela 1. Zależność wartości napięcia resztkowego dla zapadu rozpoczynającego się 4 ms od czasu trwania i głębokości zapadu

	1 ms		2 ms		3 ms		4 ms		5 ms	
	Topas	oblicz.	Topas	oblicz.	Topas	oblicz.	Topas	oblicz.	Topas	oblicz.
1%:2,3V	205,4	206,5	179,6	180,1	154,8	155,2	138,3	137,1	129,5	128,7
5%:11,5V	205,5	206,6	179,6	180,2	155,3	155,4	139,6	137,4	133,1	129,0
10%:23V	205,8	206,8	180,1	180,6	157,7	156,1	140,1	138,3	131,7	130,0
20%:46V	206,7	207,5	182,0	182,3	158,9	158,8	142,6	141,9	136,6	134,2
30%:69V		208,8	185,2	185,1	163,9	163,3	149,5	147,8	144,9	140,8
40%:92V		210,5	188,9	188,9	170,8	169,4	157,1	155,7	150,4	149,6
50%:115V		212,7	193,9	193,8	178,8	176,9	168,4	165,3	161,0	160,1
60%:138V		215,3	199,6	199,5	186,6	185,6	177,0	176,3	175,8	172,2
70%:161V		218,4	206,2	206,1	196,3	195,4	190,3	188,4	187,4	185,4
80%:184V		221,8		213,4	206,7	206,2	202,8	201,5	201,3	199,5

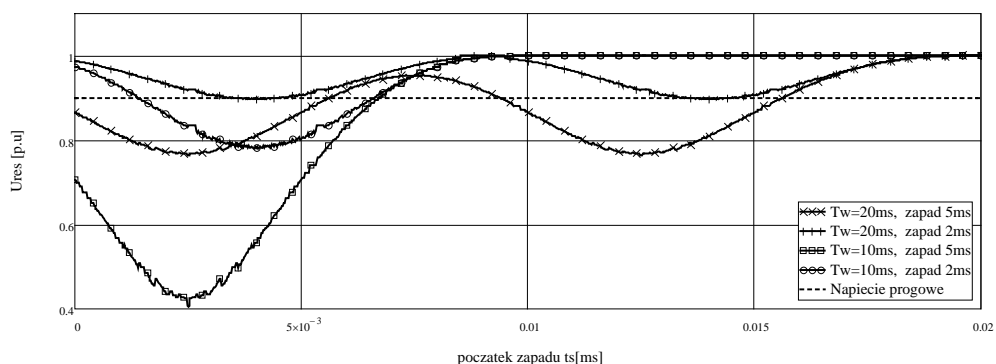
Pomiary wykonane analizatorem TOPAS1000 (okno pomiaru 10 ms) wskazały prawidłową wartość napięcia resztkowego oraz czas trwania zapadu dla początku okna

$t_s = 0$ ms. Dla $t_s = 5$ ms zmierzone napięcie reszkowe U_{res} zawierało się w przedziale od 36 V do 53 V. Jest to zgodne z oczekiwaniami teoretycznymi. Wynik pomiaru jest prawidłowy tylko gdy zapad o czasie 10ms zawiera się w oknie pomiarowym (linia oznaczona kółkami na rysunku 3). Wartości napięcia reszkowego U_{res} zmierzone przyrządem TOPAS1000 dla zapadów krótszych niż 10 ms przedstawiono w tabeli 1.

Brak wpisu wartości mierzonych napięć oznacza nie wykrycie zapadu. Ustawiona w analizatorze wartość napięcia progowego wynosi 207 V – 90% wartości deklarowanej.

Oznaczenia w tabeli: „Topas” – zmierzone wartości napięć przyrządem TOPAS1000, „oblicz.” – wartości obliczeń teoretycznych.

Analizator FLUKE1760 ze względu na posiadane okno pomiarowe 20 ms jest mniej przydatny do pomiarów zapadów napięcia o krótkim czasie trwania. Obliczone wartości napięcia reszkowego dla zapadu do $U_B = 0$ V oraz czasie trwania 5 ms i 2 ms w zależności od początku zapadu przedstawia rysunek 4. Linia przerywaną zaznaczono próg wykrycia zapadu – wynoszący 90% napięcia znamionowego. Przy tej wartości progowej analizator z oknem 20 ms nie wykryje zaburzenia trwającego 2 ms.

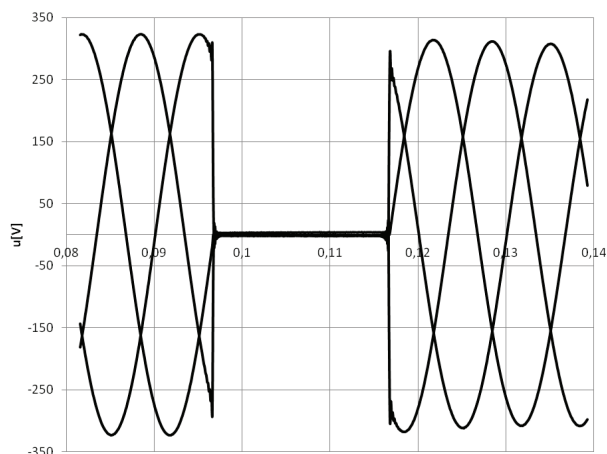


Rys. 4. Prawidłowa wartość napięcia reszkowego wyrażona względem napięcia znamionowego

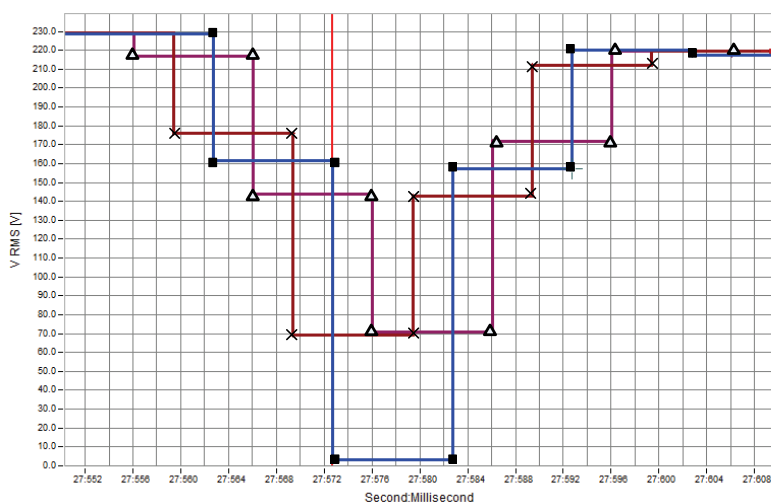
Przedstawione na rysunku 4 zmiany obliczonego napięcia reszkowego wynikają z obliczeń teoretycznych. Okno zaczyna się w chwili 0. Jeżeli zapad nie rozpoczyna się w chwili 0 i jest odpowiednio długi to nie znajdzie się cały w oknie pomiarowym. Następuje „rozmycie” zapadu – napięcie reszkowe ma wyższą wartość – czas zapadu jest dłuższy. Szczególnie widoczne jest to dla zapadu o długości okna pomiarowego 20 ms.

Na rysunku 5 przedstawiono przebiegi wartości chwilowej napięcia w czasie zapadu na wyjściu generatora (ustawiono jednoczesny napad napięcia do 0 V na czas 20 ms). Analizator FLUKE1760 wskazuje czas trwania zapadu, który wynosi 30 ms we wszystkich fazach. Napięcie reszkowe wyznaczone dla fazy L1 wynosi 3,4 V, natomiast dla fazy L2 oraz L3 wynosi około 70 V. Opis tych zapadów mierzonych przez przyrząd FLUKE1760 przedstawia tablica 2. Zapad trójfazowy – trwa od chwili

gdy w dowolnej fazie napięcie spadnie poniżej wartości progowej do chwili gdy wszystkie napięcia osiągną wartości powyżej progu zapadu powiększonego o histerezę. Przebiegi napięć poszczególnych faz mają moment przejścia przez 0 w różnych czasach a w związku z tym występują różne początki okna pomiarowego i wyznaczania skutecznej wartości napięcia $U_{RMS(1/2)}$. Rejestrowane analizatorem Fluke1760 wartości napięć przedstawiono na rysunku 6. Czas trwania zapadu trójfazowego w przybliżeniu jest równy wielokrotności 1/3 okresu.



Rys. 5. Zapad testowy o długości 1 okresu napięcia wytwarzanego przez generator AC6834B– przebiegi zarejestrowane analizatorem FLUKE1760



Rys. 6. Wartości skuteczne $U_{RMS(1/2)}$ zarejestrowane analizatorem FLUKE1760.
Oznaczenia: faza L1 – kwadrat, L2 – trójkąt, L3 – X

Tabela 2. Detekcja zapadu z rysunku 5 przez przyrząd FLUKE1760

Zdarzenie		czas	Czas trwania [ms]	Ures [V]
Zapad	V L2	09:49:27,569379	29,981	69,37
Zapad	V L1	09:49:27,572700	30,079	3,384
Zapad	V L3	09:49:27,576020	30,078	70,81
Zapad trójfazowy	V L123-N	09:49:27,569379	36,719	3,384

Znormalizowany algorytm według którego przeprowadza się pomiary zapadów napięcia analizatorem TOPAS1000 nie obejmował zapadu trójfazowego. Taki zapad rejestrowano dla każdej fazy jako trzy zdarzenia niezależne, a wyniki przedstawiono w tabeli 3.

Tabela 3. Detekcja zapadu z rysunku 5 przez przyrząd TOPAS1000

Zdarzenie		czas	Czas trwania [ms]	Ures [V]
Zapad	V L1	09:54:04,787765	20,000	2,869
Przerwa	V L2	09:54:04,777765	30,000	1,255
Przerwa	V L3	09:54:04,777765	30,000	0,5435

4. PODSUMOWANIE

Nowa edycja norm [2], [3] zmieniła algorytm detekcji zapadów napięcia. Wydłużone okno pomiarowe do 20 ms powoduje mniejszą skuteczność w wykrywaniu krótkich zapadów napięcia. Krótki lub płytki zapad może zostać nie wykryty. Ponadto wykryty zapad jest „rozmywany”, czyli ma mniejszą głębokość (wyższe napięcie resztkowe) i dłuższy czas trwania zapadu.

Współczesne analizatory umożliwiają analizę kształtu krzywej napięcia. Krótki zapad można potraktować jako impulsowe zakłócenie przejściowe.

Problem wykrywania krótkich zapadów napięcia ma istotne praktyczne znaczenie. Jako jeden z przykładów można podać wrażliwość na zapady wysokoprężnych lamp wyładowczych (lampy uliczne). Wystąpienie krótkich zapadów napięcia w czasie pracy lampy powoduje jej wyłączenie lampy, a ponowne załączenie lampy następuje po czasie kilkunastu a nawet kilkudziesięciu sekund.

LITERATURA

- [1] IEEE Std 1159-2009: *IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality*.
- [2] PN-EN 50160:2010: *Parametry napięcia zasilającego w publicznych sieciach elektroenergetycznych*.
- [3] PN-EN 61000-4-30:2011: *Kompatybilność Elektromagnetyczna, . Metody badań i pomiarów – Metody pomiaru jakości energii elektrycznej*.

MEASUREMENT OF THE PARAMETERS OF SHORT-TERM VOLTAGE DIPS

The paper presents the standardization requirements imposed for instruments for measuring power quality indicators in the range of detection of voltage dips, measured parameters and acceptable measurement uncertainty. The results of simulation and experimental calculations show the ambiguity in detecting and calculating the parameters of voltage dips in accordance with the requirements of the standards. Failure to detect the voltage dip, or the results of calculations by errors in the case of detection events occur for short or shallow voltage dips. Analyzed the experimental results obtained from the power quality analyzers. Voltage dips were introduced by the generator for adjusting the depth of the dip, its duration, the phase angle of the starting the dip, generation dips in three-phase or in the selected phase.

*jakość energii elektrycznej,
zaburzenia impulsowe, przejściowe*

Tomasz SIKORSKI*, Grzegorz KOSOBUDZKI**,
Marek ZENGER***

ZABURZENIA JAKOŚCI ENERGII ELEKTRYCZNEJ W SIECIACH DYSTRYBUCYJNYCH

Ocena jakości energii jest jednym z elementów polityki działalności operatora systemu dystrybucyjnego. Klasyczna metodologia badań wprowadza elementy uśredniania czasowego np. 10-minutowego oraz bazuje na określonym zbiorze parametrów kryterialnych. W klasyfikacji zaburzeń elektromagnetycznych występują jednak krótkookresowe zjawiska oscylacyjne bądź impulsowe, które mogą nie być dostatecznie rozpoznawalne przez mechanizmy uśredniania stosowane w klasycznej ocenie jakości energii. Niniejsza praca przedstawia wyniki doświadczeń pomiarowych z wykorzystaniem synchronicznego systemu monitoringu jakości energii służącego ocenie zaburzeń w wybranych polach stacji elektroenergetycznej 110/20/10 kV. Szczególną uwagę poświęcono detekcji i analizie szybkich zaburzeń oscylacyjnych i impulsowych oraz przenoszeniu zakłóceń na różne poziomy napięć.

1. WPROWADZENIE

Współczesne zagadnienia jakości energii elektrycznej oscylują wokół wielu zagadnień z pogranicza stabilności pracy systemu, relacji odbiorca i dostawca energii, zagrożeń dla bezpiecznej pracy odbiorników jak i elementów sieci elektroenergetycznych, czy wreszcie problematyki kompatybilności elektromagnetycznej. Efektem tak interdyscyplinarnego ujęcia jakości energii jest brak jednoznacznej definicji. Szeroką dyskusję w tym zakresie podjęto między innymi w pracach [1]–[4]. Obecnie przoduje przekonanie, by jakość energii traktować w kategoriach jakości technicznych parametrów zasilania lub wprost jakości napięcia, jako jednego z trzech obszarów monitoringu jakości dostaw energii elektrycznej: handlowego, ciągłości dostaw oraz wspomniana-

* Politechnika Wroclawska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii, pl. Grunwaldzki 13, 50-370 Wroclaw, e-mail: tomasz.sikorski@pwr.edu.pl

** Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wroclaw, e-mail: grzegorz.kosobudzki@pwr.edu.pl

*** Tauron Dystrybucja S.A. Oddział Wroclaw.

nego już jakości energii. Podane ujęcie przyjęto również w opublikowanych raportach Grupy Roboczej ds. Jakości Dostaw Energii Elektrycznej powołanej przez Radę Europejskich Regulatorów Energetyki (CEER) [5], [6], jak również w krajowym raporcie Urzędu Regulacji Energetyki (URE) z grudnia 2009 roku [7]. W związku z tym rozdzielono utożsamiane dotychczas pojęcia, czego wyrazem są również zmiany w Instrukcji Ruchu i Eksploatacji Sieci Dystrybucyjnej (IRiESD) podające parametry jakościowe energii elektrycznej, wskaźniki jakości i niezawodności dostaw energii elektrycznej oraz standardy jakościowe obsługi użytkowników systemu. Przechyla to szalę w kierunku definicji jakości energii i związanych z nią działań normalizacyjnych podjętych przez Międzynarodową Komisję Elektrotechniczną (*International Electrotechnical Commission – IEC*), gdzie jakość energii oceniana jest na podstawie zbioru technicznych parametrów kryterialnych. Warto dodać, że dyskusja prowadzona w ramach IEC doprowadziła do traktowania zagadnień jakości energii w ramach problematyki kompatybilności elektromagnetycznej (EMC – *electromagnetic compatibility*). Pod względem dokumentów normalizacyjnych EMC traktowana jest w szerszym sensie obejmując wszystkie zaburzenia elektromagnetyczne. Aktywności normalizacyjne w zakresie jakości energii znalazły się więc w dokumentach z serii EMC 61000 opracowywanych przez komitet techniczny kompatybilności elektromagnetycznej TC77 w ramach podkomitetu SC 77A – zjawiska niskiej częstotliwości do 9 kHz.

Zaburzenia mają one charakter głównie zjawisk przewodzonych na skutek sprzężenia pomiędzy obwodami źródła zaburzenia i obiektu zakłócanego (sprzężenia galwaniczne, pojemnościowe indukcyjne). W celu klasyfikacji zaburzeń elektromagnetycznych w tabeli 1 przytoczono ogólne klasy zaburzeń EMC podawane przez IEC TC 77.

Z praktycznego punktu widzenia pożądanym jest określenie atrybutów poszczególnych typów zaburzeń umożliwiających ich wzajemne porównanie. Podstawowy zestaw parametrów określających dane zaburzenie to amplituda, pasmo częstotliwości, czas trwania, częstość powstawania. W pracach [1], [8] dokonano zestawienia typowych wartości parametrów wybranych zaburzeń jakości energii z gradacją ze względu na czas trwania i spektrum częstotliwościowe. Typowe parametry wybranych zaburzeń, uzupełnione o odniesienia do klasyfikacji podawanych przez IEC, przedstawia tabela 2.

W niniejszej pracy wykorzystano system monitoringu jakości energii oparty na mobilnych rejestratorach jakości energii, doposażonych w systemy synchronizacji czasu oraz modemy zdalnej transmisji. Zaprezentowano wyniki aplikacji systemu w stacji elektroenergetycznej oraz rejestrację i ocenę wybranych stanów zakłócenowych w sieci dystrybucyjnej na poziomie SN, ze szczególnym uwzględnieniem oceny zakłóceń oscylacyjnych i impulsowych. Napięcia przejściowe (ang. *Voltage Transients*) – krótkotrwałe zjawiska oscylacyjne lub impulsowe o czasie trwania do kilku milisekund generowane są w systemie energetycznym głównie przez operacje łączeniowe lub wyładowania atmosferyczne [9], [10]. Następstwem krótkotrwałych przebiegów przekraczających kilkukrotnie wartość napięcia znamionowego mogą być uszkodzenia izolacji w systemie. Wysokoenergetyczne stany przejściowe – powodowane

Tabela 1. Ogólne klasy zaburzeń elektromagnetycznych według IEC

Rodzaj zaburzenia	Przewodzone	Promieniowane
Niskiej częstotliwości (≤ 9 kHz)	Wahania częstotliwości Wahania napięć (migotanie światła) Zapady i wzrosty napięcia Asymetria napięć Harmoniczne, interharmoniczne Sygnały modulacji radiowej Subharmoniczne i składowa stała Zaburzenia oscylacyjne	Pole magnetyczne Pole elektryczne
Wysokiej częstotliwości (> 9 kHz)	Zaburzenia impulsowe Zaburzenia oscylacyjne Załamania komutacyjne	Pole magnetyczne Pole elektryczne Pole elektromagnetyczne
Zaburzenia od wyładowań elektrostatycznych (ESD – <i>Electrostatic discharge</i>)		
Zaburzenia od nuklearnych impulsów elektromagnetycznych (NEMP – <i>Nuclear electromagnetic pulse</i>)		

Tabela 2. Typowe parametry zakłóceń jakości energii i ich kategoryzacja ze względu na czas trwania

Kategoria zaburzenia	Charakter zaburzenia	Czas trwania	Spektrum	Amplituda
Zakłócenia impulsowe	Nanosekundowe	< 50 ns	5 ns narost	–
	Mikrosekundowe	50 ns–1 ms	1 μ s narost	–
	Milisekundowe	> 1 ms	0–1 ms narost	–
Zakłócenia oscylacyjne	Wysokoczęstotliwościowe	5 μ s	0–5 MHz	0–4 pu
	Średniczęstotliwościowe	20 μ s	5–500 kHz	0–8 pu
	Niskoczęstotliwościowe	0,3–50 ms	< 5 kHz	0–4 pu
Zapady, przepięcia, przerwy	Krótka przerwa	10–500 ms	–	$< 0,1$ pu
	Krótki zapad		–	0,1–0,9 pu
	Krótkie przepięcie		–	1,1–1,4 pu
	Chwilowa przerwa	500 ms–5s	–	$< 0,1$ pu
	Chwilowy zapad		–	0,1–0,9 pu
	Chwilowe przepięcie		–	1,1–1,4 pu
	Tymczasowa przerwa	5 s–1min	–	$< 0,1$ pu
	Tymczasowy zapad		–	0,1–0,9 pu
Tymczasowe przepięcie	–		1,1–1,4 pu	
Odchylenia długotrwałe	Zanik napięcia	> 1 min	–	0,0 pu
	Spadek napięcia		–	0,8–0,9 pu
	Wzrost napięcia		–	1,1–1,2 pu
Odształcenie przebiegu	Składowa stała	–	–	0–0,1%
	Harmoniczne	–	0–100 harm.	0–20%
	Sub-oraz-Interharmoniczne	–	0–6 kHz	0–2%
	Załamania komutacyjne	–	–	–
	Szum i sygnały modulacji radiowej	–	pasmowy	0–1%
Wahania napięcia		okresowo	< 25 Hz	0,1–7% 0,2–2% P_{st}
Wahania częstotliwości		< 10 s	–	–

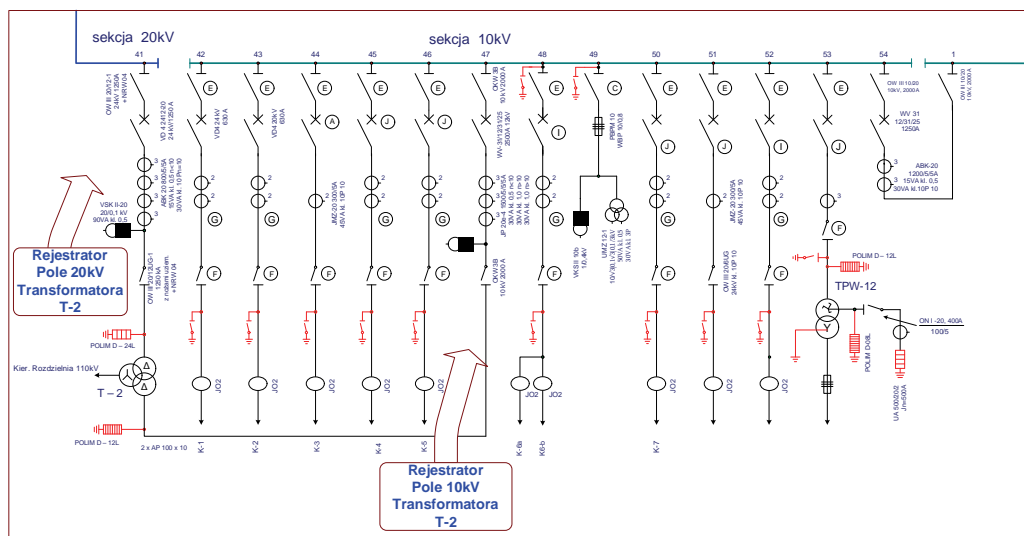
przez wyładowania atmosferyczne mogą zniszczyć urządzenia przyłączane do sieci energetycznej. Zaburzenia o niższych wartościach napięć pomimo, że nie powodują uszkodzeń, mogą zakłócić działanie urządzeń np. układów, które wymagają detekcji przejścia przebiegu wartości chwilowej napięcia lub prądu przez zero. Skutki zniszczeń urządzeń systemu energetycznego oraz odbiorników zasilanych z sieci energetycznej są kosztowne. Powszechnie stosowane są zabezpieczenia przepięciowe na każdym poziomie systemu dystrybucji energii oraz w odbiorniku energii jeżeli jest to konieczne. Zakłócenia krótkotrwałe mogą powodować wyzwolenie wejść i wyjść binarnych układu automatyki zabezpieczeniowej. Układy tego typu powinny być odporne na zaburzenia elektromagnetyczne w środowisku pracy oraz przejść pozytywnie badania odporności na: zaburzenia przewodzone, indukowane przez pole o częstotliwości radiowej; udary; tłumiony przebieg oscylacyjny.

2. CHARAKTERYSTYKA SYSTEMU POMIAROWEGO I BADANEGO OBIEKTU

Omawiane w niniejszej pracy zagadnienia oceny szybkich zakłóceń stanowią część szerszych badań przeprowadzonych w wybranej stacji elektroenergetycznej 110/20/10 kV. Rozdzielnia 110 kV pracuje w układzie 2 systemowym, 5 sekcyjnym przy współpracy z dwoma transformatorami trójzwojowymi 110/20/10 kV T-1 i T-2 zasilanymi w układzie normalnym z osobnych systemów lub sekcji 110 kV. Stacja powiązana jest polami liniowymi z siecią dystrybucyjną 110 kV oraz liniami blokowymi z elektrociepłownią. Rozdzielnia 20 kV składa się z dwóch sekcji rozdzielonych polem sprzęgłowym, zasilanych w układzie normalnym rozdzielnie z transformatorów głównych T-1 i T-2. Rozdzielnia 10 kV zbudowana jest z 3 sekcji z wykorzystaniem łącznika szynowego oraz pola sprzęgłowego. Sekcje zasilane są ze strony 10 kV transformatorów T-1, T-2. Rozdzielnia 10 kV współpracuje również z elektrowniami wodnymi poprzez kable synchroniczne. Stacja wyposażona jest w dwa transformatory potrzeb własnych o grupie połączeń ZNyn-11 z uziemieniem punktu gwiazdowego SN przez rezystor. Układ charakteryzuje dobra selektywność działania kablowych zabezpieczeń ziemnozwarciowych, obniżenie przepięć towarzyszących doziemieniom oraz obniżenie napięć rażeniowych. Fragment rozdzielni SN z lokalizacją rejestratorów jakości energii zaprezentowano na rysunku 1.

W celu przeprowadzenia badań zbudowano system monitoringu jakości energii z wykorzystaniem mobilnych rejestratorów jakości energii Fluke1760 wyposażony w układy synchronizacji czasu i moduły zdalnego dostępu. Układ wyzwala zdarzeń został skonfigurowany tak, by zdarzeniu towarzyszył zapis wartości skutecznych półokresowych w trybie 5 s przed zdarzeniem – 10 s po zdarzeniu, a także zapis oscylogramów napięć i prądów w trybie 0,4 s przed zdarzeniem – 1,2 s po zdarzeniu. Rejestratory umożliwiały zapis oscylogramów z częstotliwością próbkowania 10–24 kHz

Jeden z rejestratorów umożliwił rejestrację szybkich zakłóceń w torze napięciowym z częstotliwością próbkowania 500 kHz. Napięcie mierzono przez przekładniki napięciowe UMZ 12-1 10/0,1 kV kl.0.5. Producenci przekładników podają niepewność pomiaru dla częstotliwości z zakresu 45–65 Hz. Ze względu na brak charakterystyk amplitudowych i fazowych przekładnika w szerszym zakresie nie jest możliwa precyzyjna ocena niepewności wykonywanych pomiarów szybkich zakłóceń. Niemniej jednak zaprezentowane rejestracje wnoszą obiektywną wiedzę w zakresie oceny szybkich zakłóceń w sieciach dystrybucyjnych.



Rys. 1. Fragment rozdzielni SN z lokalizacją rejestratorów

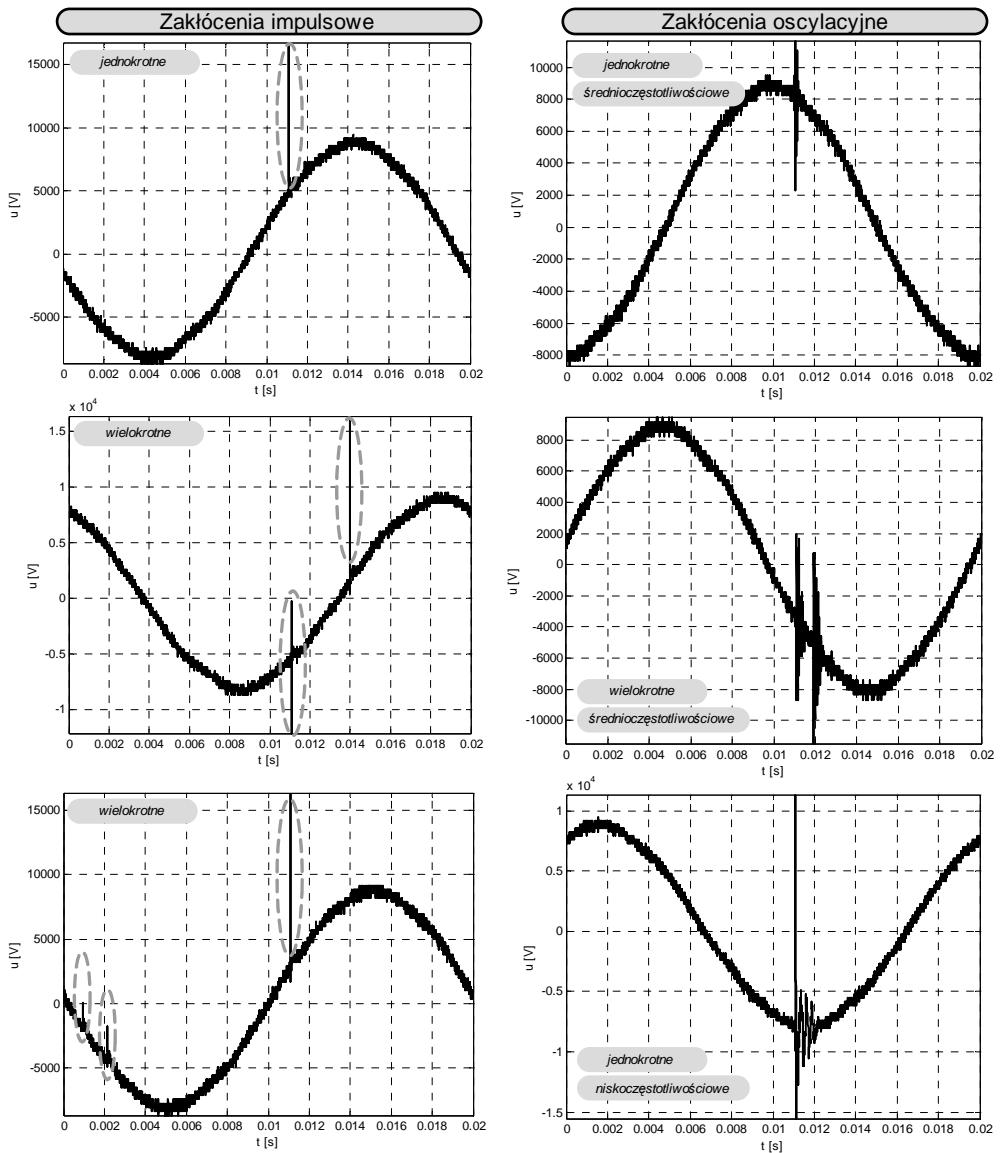
3. ANALIZA PROFILI SZYBKICH ZAKŁÓCEŃ IMPULSOWYCH I OSCYLACYJNYCH

Jako przykład oceny atrybutów szybkich zakłóceń przedstawiono wyniki pomiarów i analiz wykonane po stronie 10 kV transformatora T-2 z wykorzystaniem modułu rejestracji szybkich zakłóceń o częstotliwość próbkowania 500kHz. Próg wyzwalania amplitudy szybkich zakłóceń ustalono na poziomie 5 kV. W trakcie 3 tygodniowej rejestracji zanotowano 29 przypadków szybkich zakłóceń. W odniesieniu do tabeli 2 można dokonać następującej klasyfikacji: 23 zakłócenia impulsowe mikrosekundowe (czas trwania 2–13 μ s, wartość maksymalna 14 kV–8 kV), 5 zakłóceń oscylacyjnych średniczęstotliwościowych (czas trwania do 5 μ s, wartość maksymalna 0,2–0,8 kV), 1 zakłócenie oscylacyjne niskoczęstotliwościowe (czas trwania 0,6 ms, wartość maksymalna 18 kV, częstotliwość dominująca 4 kHz). Przeprowadzone analizy wykazały

ponadto, że omawiane zakłócenia mogą występować wielokrotnie w ciągu okresu składowej podstawowej. Wybraną charakterystykę przedstawiono w tabeli 3, a przebiegi omawianych zakłóceń zaprezentowano na rys. 2.

Tabela 3. Zestawienie wybranych zakłóceń impulsowych i oscylacyjnych zarejestrowanych w ciągu 3 tygodniowego pomiaru po stronie 10kV transformatora T-2

Data	Czas trwania	Wartość max	Rodzaj	Charakter
03.04.2012 08:57:15.070410	830,17 us	4484 [V]	oscylacyjne	podwójne
03.04.2012 09:04:30.941244	5,960 us	8537 [V]	impulsowe	pojedyncze
03.04.2012 09:04:40.551959	1,907 us	-5960 [V]	oscylacyjne	pojedyncze
03.04.2012 09:09:09.669466	1,907 us	2509 [V]	oscylacyjne	podwójne
03.04.2012 09:19:57.570982	2,2080 ms	-1,466e+04 [V]	impulsowe	podwójne
03.04.2012 09:20:28.225702	1,0700 ms	-6501 [V]	oscylacyjne	podwójne
03.04.2012 09:20:45.928766	530,00 us	-8928 [V]	oscylacyjne	potrójne
04.04.2012 06:25:39.247939	1,1821 ms	-1,487e+04 [V]	impulsowe	potrójne
04.04.2012 12:37:11.850145	4,053 us	1,429e+04 [V]	impulsowe	pojedyncze
05.04.2012 11:13:16.168998	1,907 us	-5564 [V]	impulsowe	podwójne
06.04.2012 05:51:01.687548	14,067 us	1,183e+04 [V]	impulsowe	pojedyncze
07.04.2012 19:07:26.187892	2,9020 ms	1,482e+04 [V]	impulsowe	podwójne
09.04.2012 18:58:42.484953	4,053 us	1,218e+04 [V]	impulsowe	podwójne
13.04.2012 09:10:43.364617	2,146 us	-1,257e+04 [V]	impulsowe	potrójne
13.04.2012 11:08:44.571570	1,907 us	-1,096e+04 [V]	impulsowe	podwójne
14.04.2012 18:18:30.743814	13,828 us	1,05e+04 [V]	impulsowe	pojedyncze
18.04.2012 06:31:53.694765	1,907 us	-8544 [V]	impulsowe	pojedyncze
18.04.2012 06:33:01.546380	1,907 us	1,346e+04 [V]	impulsowe	potrójne
18.04.2012 11:10:18.124117	1,907 us	7890 [V]	impulsowe	pojedyncze
19.04.2012 11:05:47.402035	1,907 us	8972 [V]	impulsowe	pojedyncze
21.04.2012 11:34:51.019546	1,907 us	-6805 [V]	impulsowe	potrójne
22.04.2012 19:26:58.778724	2,146 us	1,366e+04 [V]	impulsowe	potrójne
			Jednokrotne	Wielokrotne
		Impulsowe	12	11
		Oscylacyjne	2	4



Rys. 2. Przykłady szybkich zakłóceń impulsowych i oscylacyjnych w sieci 10 kV

4. PODSUMOWANIE

Przedstawione w artykule wyniki analiz profili krótkotrwałych zakłóceń przejściowych (*voltage transients*) potwierdzają ich charakter impulsowy bądź oscylacyj-

ny, głównie wysokoczęstotliwościowy, silnie tłumiony. W ciągu trzech tygodni przeprowadzania pomiarów odnotowano około 30 tego typu zjawisk po stronie 10 kV transformatora stacyjnego. Monitoring zakłóceń przejściowych nie jest wymagany przez przepisy normalizacyjne – brak dopuszczalnych limitów wystąpień zakłóceń w sieci. Urządzenia ochrony przepięciowej powinny niwelować zagrożenia związane z ich występowaniem. Niemniej jednak zwrócono uwagę na fakt, iż oprócz klasycznego zestawu parametrów opisujących tego typu zakłócenie, jak czas trwania czy częstotliwość oscylacji, w praktyce zakłócenia te mogą pojawić się wielokrotnie w jednym okresie częstotliwości sieciowej.

LITERATURA

- [1] DUGAN R.C. et al., *Electrical Power Systems Quality*, McGraw-Hill, 2004.
- [2] BOLLEN M., GU I., *Signal processing of power quality disturbances*, John Wiley&Sons, 2006.
- [3] CARAMIA P., CARPINELLI G., VERDE P., *Power Quality Indices in Liberalized Markets*, John Wiley&Sons, 2009.
- [4] HANZELKA Z., *Jakość energii elektrycznej: wczoraj, dziś i jutro*, materiały Twelve Electric.
- [5] CEER – *Council of European Energy Regulator, Quality of electricity supply: Initial benchmarking on actual levels, standards and regulatory strategies*, 2001.
- [6] CEER – *Council of European Energy Regulator, 5th Benchmarking report on quality of electricity supply*, 2011.
- [7] URE – *Urząd Regulacji Energetyki, I Krajowy raport benchmarkingowy nt. jakości dostaw energii elektrycznej do odbiorców przyłączonych do sieci przesyłowej i dystrybucyjnej*, 2009.
- [8] MORENO-MUNOZ A. et al., *Power Quality. Mitigation Technologies in a Distributed Environments*, Springer, 2007.
- [9] BOLLEN M.H.J., STYVAKTAKIS E., YU-HUAGU I., *Categorization and analysis of power system transients*, IEEE Trans. Power Deliv., 2005, 20(3), 2298–2306.
- [10] SKOMUDEK W., *Pomiary i analiza przepięć oraz ocean ich skutków w sieciach średniego i wysokiego napięcia*, COSiW, Warszawa, 2011.

DISTURBANCES OF POWER QUALITY IN DISTRIBUTION SYSTEM

Power quality assessment is one of the elements of the policy activities of the distribution system operator. Classic research methodology introduced elements such as 10 minutes averaging and is based on a defined set of parameters criterion. In the classification of electromagnetic disturbances are, however, short-term phenomenon or pulse oscillation, which can not be sufficiently recognized by the averaging mechanism used in the classical evaluation of the power quality. This paper presents the results of experiments measuring using synchronous power quality monitoring system to assess disturbances in the selected fields substation 110/20/10 kV. Particular attention was paid to the detection and analysis of low and medium frequency oscillation and impulse disturbances transferred to different voltage levels.

*sieci neuronowe, systemy elektroenergetyczne,
cyfrowe przetwarzanie sygnałów*

Mateusz PUSTUŁKA*, Jan IŻYKOWSKI*, Mirosław ŁUKOWICZ*

ZASTOSOWANIE SZTUCZNYCH SIECI NEURONOWYCH DO LOKALIZACJI ZWARĆ ŁUKOWYCH W LINIACH ELEKTROENERGETYCZNYCH W WARUNKACH NASYCENIA PRZEKŁADNIKÓW PRĄDOWYCH

W artykule zaprezentowano metodę lokalizacji zwarć łukowych w napowietrznych liniach elektroenergetycznych z wykorzystaniem sztucznych sieci neuronowych w warunkach nasycenia przekładników prądowych. Określanie miejsca zwarcia dokonywane jest na podstawie znajomości rodzaju zwarcia oraz pomiarów napięć i prądów z dwóch końców linii. Przetawiono wybrane wyniki z badań dokładności lokalizacji dla różnych stanów awaryjnych napowietrznej linii jednorowej 400 kV o długości 50 km.

1. WSTĘP

Linie elektroenergetyczne odgrywają zasadniczą rolę w zapewnieniu przesyłu i dystrybucji energii elektrycznej z obszarów jej generacji do miejsc odbioru. Ze względu na różne zjawiska, takie jak wyładowania atmosferyczne, oblodzenia, trzęsienia ziemi, działania człowieka itp., te elementy systemu są szczególnie narażone na zwarcia. Aby ograniczyć niebezpieczny wpływ dużych prądów zwarcia, stosuje się zabezpieczenia eliminujące z pracy uszkodzone części systemu elektroenergetycznego. Po odstawieniu uszkodzonej linii zwarcie musi być zlokalizowane w celu dokonania niezbędnych napraw i przywrócenia sprawności systemu tak szybko, jak to tylko możliwe. Zmniejszenie czasu trwania przerwy w przesyśle energii jest istotne z punktu widzenia niezawodności zasilania, a także stabilności samego systemu elektroenergetycznego. Dodatkowo, jako cel lokalizacji, wymienia się również wskazanie miejsca w linii, w którym występuje osłabienie izolacji. Umożliwia to szybkie podjęcie dzia-

* Politechnika Wroclawska, Instytut Energoelektryki, Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław.

łań zapobiegających przekształceniu się takiego defektu w trwałe uszkodzenie. Im większą uzyskuje się dokładność lokalizacji, tym mniejsze są koszty inspekcji i naprawy uszkodzenia. Jednocześnie występuje krótszy okres przerwy w przesyłce energii tą linią, co ma duże znaczenie ekonomiczne oraz techniczne (zmniejszenie ryzyka powstania black-out'u).

Istnieje wiele różnych sposobów minimalizacji czasu inspekcji i naprawy odstawionej linii. Do tej pory zaproponowane zostały dwie metody lokalizacji zwarć: algorytmy analityczne oraz metody oparte na sztucznej inteligencji. Najprostsze algorytmy lokalizacji zwarć opierają się na pomiarze ustalonych stanów napięć i prądów z jednego końca linii. W innych metodach wykorzystywane są informacje z obu końców linii. To sprawia, że metody te są odporne na błędy wynikające z niezerowej rezystancji zwarcia, która ma znaczący wpływ na dokładność algorytmów lokalizacji zwarć.

Zwykle dokładność algorytmów analitycznych jest bardzo wysoka, jednak w pewnych szczególnych przypadkach dokładność jest znacznie ograniczana. Dodatkowo błędy lokalizacji wynikają głównie z:

- braku lub niepełnej informacji o parametrach linii, szczególnie w odniesieniu do składowej zerowej impedancji,
- asymetrii obciążenia,
- nieznannej rezystancji i prądu zwarcia, co w znacznym stopniu odpowiada za błędy lokalizacji zwarć,
- małej dokładności w przypadku nasycenia przekładników prądowych (PP).

W związku z tym ważne jest zmniejszenie błędów w metodach lokalizacji zwarć poprzez zapewnienie jak najpełniejszej informacji o systemie lub wykorzystanie nowych algorytmów lokalizacyjnych.

Jak dotąd sztuczne sieci neuronowe (SSN) są najbardziej rozwijającą się techniką sztucznej inteligencji stosowaną w zabezpieczeniach systemów elektroenergetycznych. SSN są z powodzeniem wykorzystywane do rozwiązywania takich zadań jak wykrywanie zwarć [7], klasyfikacji typu zwarcia [4], dyskryminacji kierunku zwarcia, szacowanie obszaru awarii oraz realizacji schematów działania automatyki samoczynnego ponownego załączania (SPZ). Technika ta stosowana jest również do przetwarzania sygnałów, np. w kompensacji błędów przekładników prądowych i napięciowych, prognozowania przeciążeń i lokalizacji zwarć.

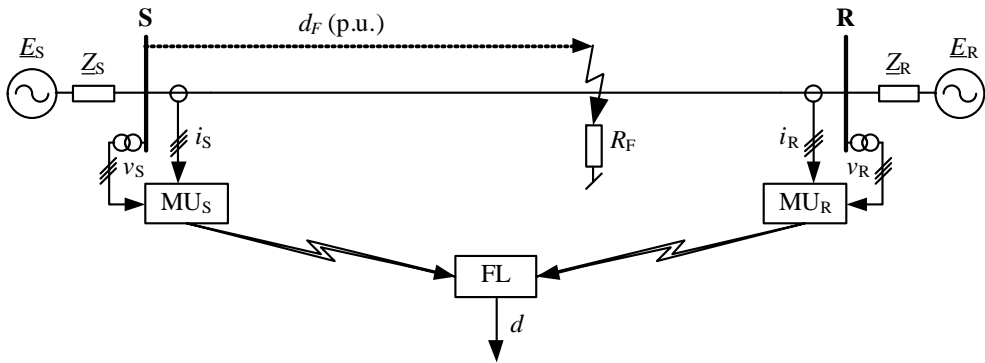
W pracy przedstawiono wyniki z zastosowaniem SSN do lokalizacji jednofazowych, łukowych zwarć doziemnych występujących na liniach elektroenergetycznych 400 kV. Lokalizacja zwarć łukowych w liniach elektroenergetycznych została przeprowadzona z wykorzystaniem pomiarów napięć i prądów mierzonych asynchronicznie w obu końców linii.

Zaproponowano również wstępne przetwarzanie sygnałów wejściowych, mające na celu zminimalizowanie składowej stałej prądu tak, żeby uzyskać względnie dokładną odległość do miejsca zwarcia w możliwie najkrótszym czasie od momentu jego wystąpienia.

Analiza została przygotowana w oparciu o błędy średnie, maksymalne oraz odchylenia standardowe wyników lokalizacji zwarć zamodelowanych w programie EMTP [2].

2. SYSTEM ELEKTROENERGETYCZNY

W celu oceny efektywności proponowanego rozwiązania do badań wybrano jednotorową linię elektroenergetyczną 400 kV, o długości 50 km, jak pokazano na rysunku 1. Pomiar prądów i napięć dokonywany był asynchronicznie na obu końcach linii.



Rys. 1. Schemat systemu elektroenergetycznego

Ze względu na brak możliwości uzyskania danych rzeczywistych wykorzystano program EMTP do zamodelowania odpowiednio dużej liczby zwarć, która jest wymagana do efektywnego uczenia sztucznych sieci neuronowych. W Tabeli 1 zawarte zostały wartości parametrów systemowych przyjętych do generowania populacji zbiorów danych uczących i testowych. Zarówno miejsce jak i rezystancja zwarcia oraz moc zwarciowa były zmieniane w sposób losowy.

Tabela 1. Parametry systemu dla generacji danych uczących i testujących

miejsce zwarcia [%]	0–100
długość linii [km]	50
rezystancja zwarcia [Ω]	0–10
moc zwarciowa [GVA]	3–32

3. DYNAMICZNY MODEL ŁUKU PIERWOTNEGO

Dynamiczny model łuku pierwotnego [3] opisuje równanie różniczkowe

$$\frac{dg_p}{dt} = \frac{1}{T_p} (G_p - g_p), \quad (1)$$

w którym:

g_p – dynamiczna przewodność łuku,

$G_p = \frac{|i|}{(V_p + R|i|)l_p}$ – statyczna przewodność łuku,

i – prąd łuku [A],

V_p – średni gradient napięcia ($V_p = 9,6 - 25$, [V/cm]),

R – statyczna rezystancja łuku na jednostkę długości [Ω/cm],

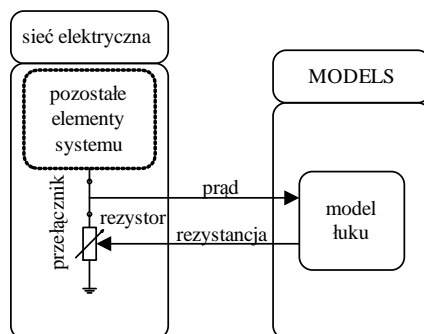
l_p – długość łuku (ogólnie zmienna w czasie) [cm],

$T_p = \frac{\alpha I_p}{l_p}$ – stała czasowa; $T_p = (0,8 - 1,1) \cdot 10^{-3}$ [s],

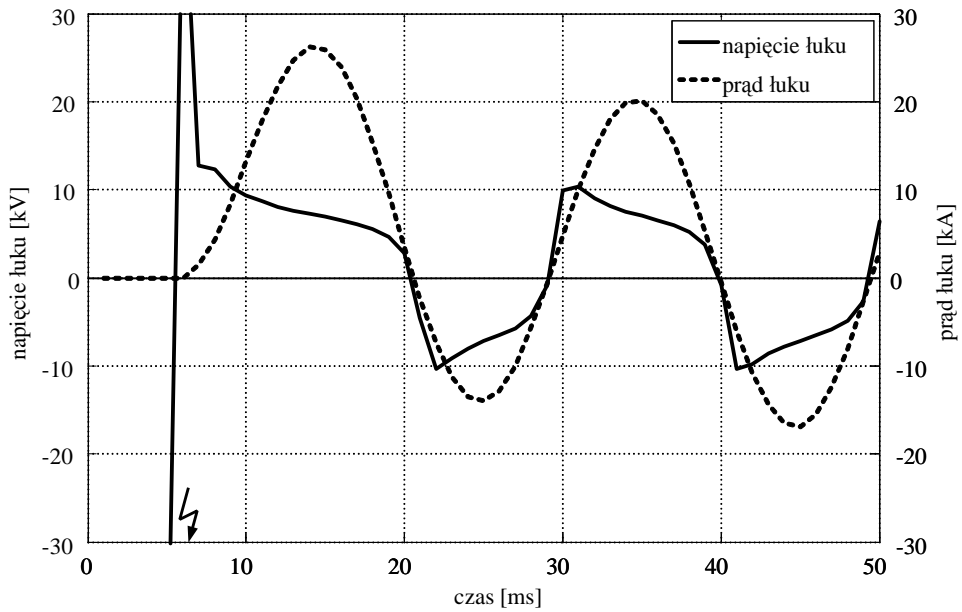
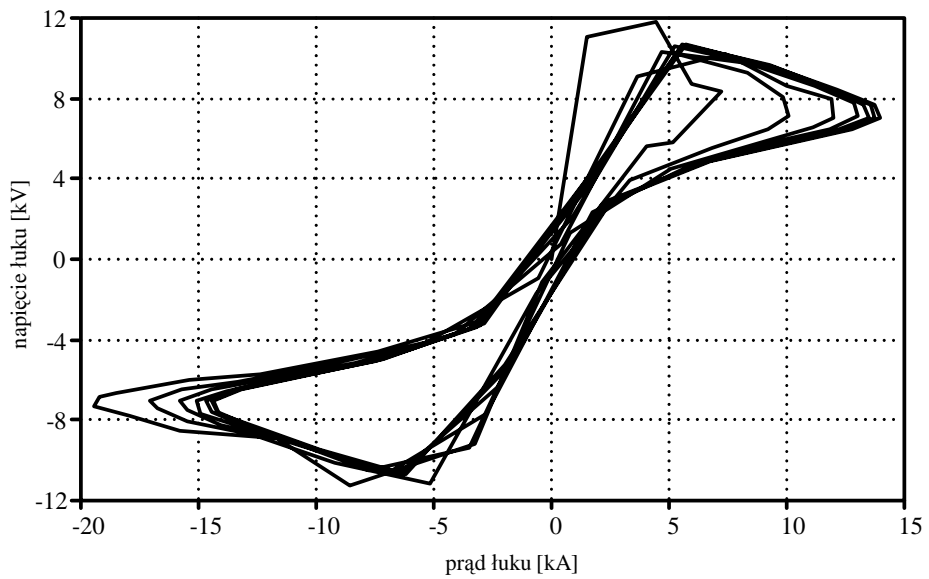
α – współczynnik empiryczny, uzyskany przez dopasowanie do danych pomiarowych ($\alpha = 2,85 - 1,1) \cdot 10^{-5}$,

I_p – wartość maksymalna prądu łuku [A].

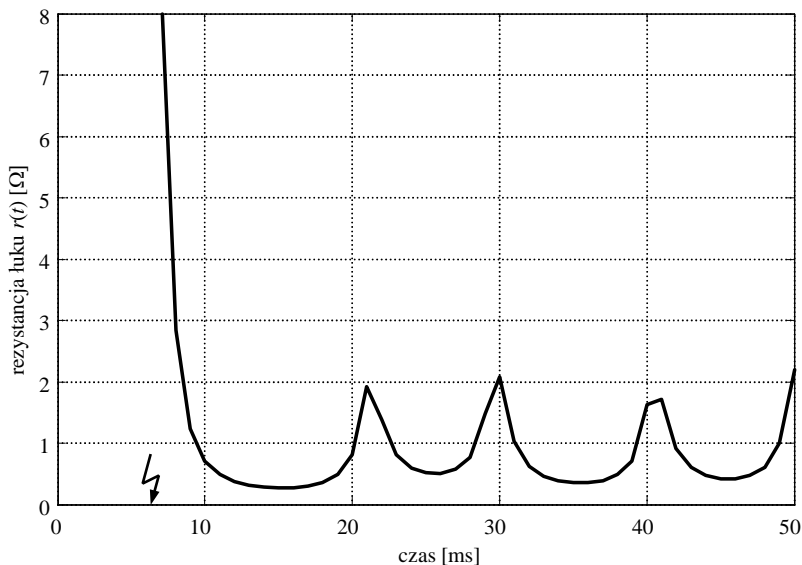
W programie ATP-EMTP rezystancję łuku (rys. 5) modelowano przy wykorzystaniu rezystora sterowanego z procedury modelu łuku w segmencie MODELS (rys. 2). Rezystancja łuku wyznaczana jest w każdym kroku obliczeń na podstawie mierzonego prądu i rozwiązywanego numerycznie równania różniczkowego (1). Wyznaczana rezystancja łuku przekazywana jest do sterowanego rezystora i wykorzystywana w kolejnym kroku obliczeń sieciowych. Przykładowe przebiegi prądu łuku (i) i spadku napięcia na łuku (v) przedstawione zostały na rysunku 3. Rysunek 4 przedstawia natomiast zależność pomiędzy prądem a napięciem łuku.



Rys. 2. Modelowanie dynamicznego łuku pierwotnego przy użyciu programu EMTP

Rys. 3. Prąd łuku (i) i spadek napięcia na łuku (v)

Rys. 4. Zależność między prądem i napięciem łuku



Rys. 5. Rezystancja łuku

4. BŁĘDY POMIAROWE

Wszystkie informacje o parametrach systemu elektroenergetycznego otrzymywane są na podstawie sygnałów pierwotnych mierzonych przez przekładniki prądowe i napięciowe. Przekładniki stosuje się w celu izolacji wtórnych obwodów pomiarowych od pierwotnych obwodów wysokiego napięcia, wzajemnej izolacji różnych obwodów wtórnych oraz do przetwarzania pierwotnych prądów i napięć na standardowe wartości wtórne [3].

Podstawowym rodzajem przekładników prądowych, powszechnie stosowanych w obwodach pomiarowych układów automatyki elektroenergetycznej, są przekładniki indukcyjne. Uzwojenia strony pierwotnej i wtórnej są sprzężone magnetycznie, a ich schemat zastępczy nie odbiega od schematu zastępczego transformatora jednofazowego (rys. 6), na którym (z uwzględnieniem przeliczania parametrów uzwojenia wtórnego na stronę pierwotną):

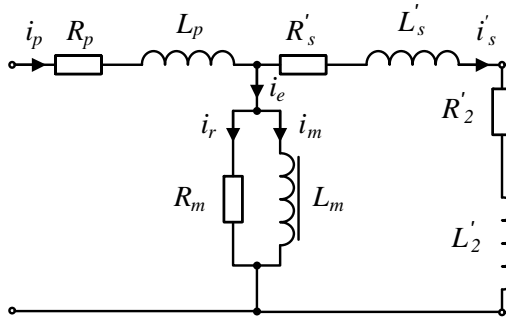
i_p, i'_s – prądy strony pierwotnej i wtórnej,

i_e, i_r, i_m – prądy gałęzi poprzecznej,

R_p, L_p – rezystancja uzwojeń strony pierwotnej, indukcyjność rozproszenia strony pierwotnej,

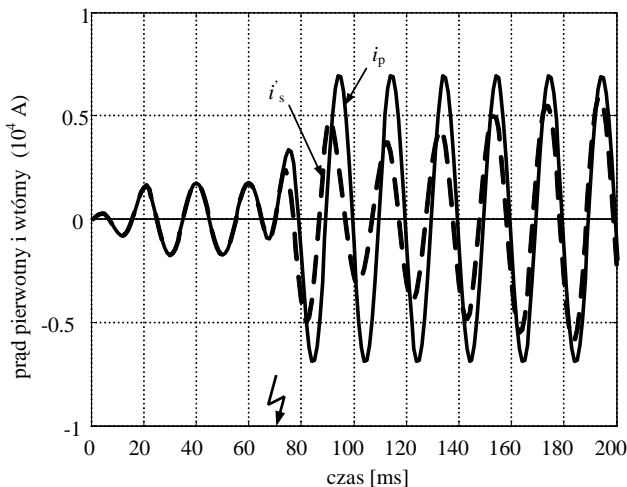
R'_s, L'_s – rezystancja uzwojeń strony wtórnej, indukcyjność rozproszenia strony wtórnej,

R_m, L_m – rezystancja odwzorowująca straty w rdzeniu, indukcyjność związana ze strumieniem zamykającym się w rdzeniu magnetycznym,
 R'_2, L'_2 – rezystancja i indukcyjność obciążenia.
 Znak „prim” oznacza sprowadzenie wielkości ze strony wtórnej na stronę pierwotną.



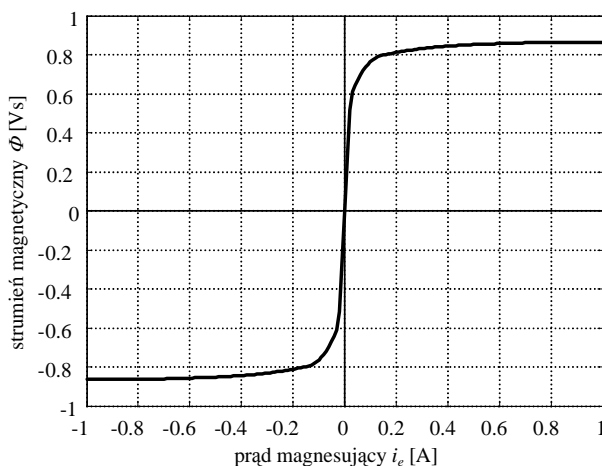
Rys. 6. Schemat zastępczy przekładnika prądowego

Z punktu widzenia warunków współpracy przekładników prądowych z zabezpieczeniami, ważna jest analiza błędów transformacji w stanach przejściowych. W tym przypadku, najważniejszym czynnikiem, który może powodować duże błędy przejściowe transformacji jest występowanie w prądach zwarciovych zanikającej składowej aperiodycznej. Strumień magnetyczny może wówczas przyjmować duże wartości nawet przy niezbyt dużej amplitudzie składowej podstawowej prądu, powodując nasycenie rdzenia magnetycznego. Ilustrują to przebiegi na rysunku 7.



Rys. 7. Transformacja prądu przez nasycony przekładnik prądowy

Pojawienie się składowej nieokresowej powoduje wystąpienie dużego błędu przejściowego, co może powodować błędną ocenę zdarzenia przez układy automatyki elektroenergetycznej [5]. Przebieg charakterystyki magnesowania przekładnika $\Phi(i_c)$ jest przedstawiony na rysunku 8.



Rys. 8. Uproszczona charakterystyka magnesowania przekładnika $\Phi(i_c)$

5. SZTUCZNA SIEĆ NEURONOWA DO LOKALIZACJI ZWARĆ

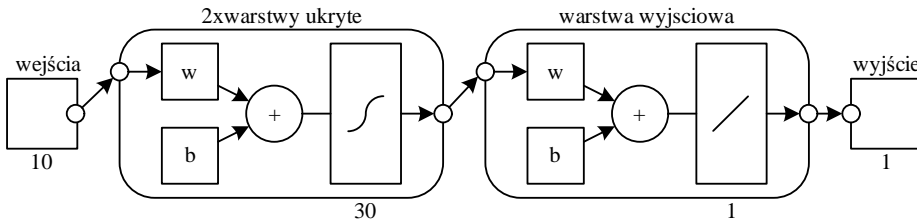
W badaniach zastosowano dwuwarstwową sztuczną sieć neuronową pobudzaną sygnałami pomiarowymi z dwóch końców linii. Rysunek 9 przedstawia architekturę sieci neuronowej, w której liczba wejść i wyjść, liczba warstw oraz liczba neuronów w poszczególnych warstwach zostały dobrane empirycznie dla zapewnienia realizacji postawionego zadania. Niestety nie ma metod analitycznych, które pozwoliłyby na oszacowanie tych wielkości i dobór najlepszej struktury sieci. W związku z tym konieczne jest zastosowanie metody prób i błędów [6].

Zaproponowana sieć neuronowa posiada 10 neuronów w warstwie wejściowej. Dane wejściowe to odpowiednio: moduły wektorów prądów i napięć z poszczególnych faz linii oraz części rzeczywiste i urojone odpowiednich ich ilorazów (rys. 10). Sygnały zasilające wejścia sieci neuronowej otrzymywano w wyniku pełnookresowej filtracji Fouriera oraz filtracji półokresowej z oknem sinusoidalnym wtórnych przebiegów napięciowych i prądowych (rys. 10).

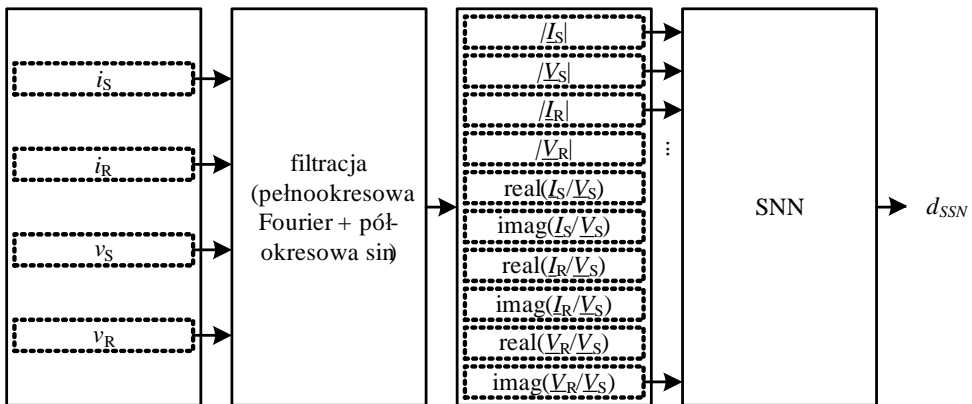
Filtry z oknami sinusoidalnymi, cosinusoidalnymi są najbardziej powszechne ze względu na to, że zapewniają skuteczniejszą filtrację zakłóceń sygnałów przy stosunkowo prostym algorytmie [5], [6]. Dwa przypadki mają szczególne znaczenie praktyczne i są powszechnie stosowane: filtr pełnookresowy oraz filtr półokresowy.

Szczególnie korzystne właściwości mają filtry ortogonalne pełnookresowe. Zachowują się one jak filtry pasmowo przepustowe i tłumią do zera wszystkie harmoniczne pulsacji podstawowej sygnałów (która jest równa pulsacji własnej filtru). Filtry półokresowe mają mniej korzystne charakterystyki widmowe, ale ich zaletą jest dwa razy krótsze okno, czego efektem jest dwa razy szybsze ustalenie się sygnału wyjściowego po ewentualnych zmianach sygnału wejściowego. Można by powiedzieć, że dynamika takich filtrów jest dwa razy lepsza. Dwa zastosowane filtry pozwalają wyznaczyć składowe ortogonalne napięć i prądów, a także zapewniają skuteczną filtrację zakłóceń.

W warstwie ukrytej znajduje się 30 neuronów, a w warstwie wyjściowej 1 neuron. Odpowiedzią sieci jest pojedyncza wartość określająca estymowane miejsce zwarcia. W procesie uczenia sieci neuronowej zastosowano algorytm wstecznej propagacji błędów. Przed procesem uczenia i testowania sieci neuronowej wejścia zostały znormalizowane. Dodatkowo dane zostały podzielone na trzy grupy: dane uczące, dane testujące i dane walidacyjne, odpowiednio w stosunku 70–15–15. Proces uczenia kończył się w momencie osiągnięcia określonej ilości iteracji.



Rys. 9. Struktura sieci neuronowej



Rys. 10. Schemat blokowy lokalizatora

6. WYNIKI BADAŃ

Badania polegające na testowaniu zaprojektowanej sieci neuronowej oraz analizie otrzymanych wyników przeprowadzono z użyciem środowiska MATLAB wraz z biblioteką Neural Network Toolbox [1]. Do testów sztucznych sieci neuronowych wykorzystano sygnały zabezpieczeniowe otrzymane z komputerowego modelowania systemu elektroenergetycznego w programie ATP-EMTP. Błąd lokalizacji zwarcia definiowany jest przez równanie

$$\text{błąd (\%)} = \frac{|d_{SSN} - d_F|}{L} * 100\% \quad (2)$$

gdzie:

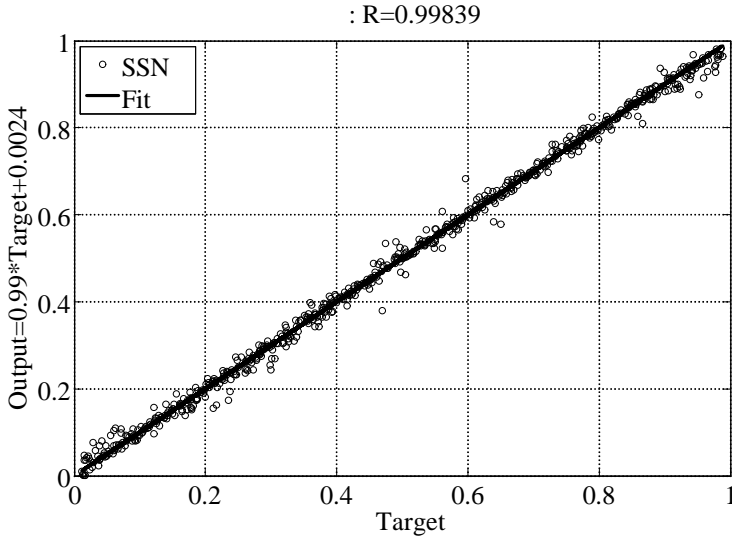
- d_{SSN} – wyjście sieci neuronowej,
- d_F – rzeczywiste miejsce zwarcia,
- L – długość linii elektroenergetycznej.

Tabela 2. Względne błędy lokalizacji dla 10 wybranych miejsc zwarcia oraz błędy maksymalne i średnie dla całej populacji danych testowych

Rzeczywiste miejsce zwarcia [km]	SSN [km]	błąd [%]
3,10	2,987	0,226
7,51	7,660	0,300
12,31	11,643	1,334
20,82	20,788	0,063
24,62	24,933	0,626
30,48	30,396	0,168
39,09	38,971	0,238
45,25	44,216	2,068
48,90	46,411	4,979
49,25	48,370	1,760
max		9,070
średnia		1,057
mediana		0,684
odchylenie std.		0,625

Tabela 2 przedstawia przykładowe wyniki lokalizacji dla sieci neuronowej wraz z błędami dla linii przesyłowej o długości 50 km. Dodatkowo zamieszczone zostały błędy średnie i maksymalne, odchylenie standardowe oraz mediana (odporna na występujące, najczęściej pojedyncze, odstające estymaty lokalizacji) dla całej populacji danych testowych, która wynosiła ok. 1000 przypadków zwarciovych. Na rysunku 11 przedstawiono regresję uzyskanych wyników, która prezentuje związek pomiędzy rzeczywistymi odle-

głościami do zwarcia i estymowanymi wartościami, będącymi odpowiedzią SSN. Potwierdza ona dosyć dużą dokładność sieci neuronowej w lokalizacji zwarć łukowych w warunkach nasycenia przekładników prądowych. Nie przedstawiono rezultatów dla klasycznego algorytmu lokalizacji zwarć, dla którego błędy są znacznie większe, sięgające w niektórych przypadkach zwarciovych kilkudziesięciu procent.



Rys. 11. Regresja uzyskanych wyników

7. PODSUMOWANIE

Zaprezentowana metoda lokalizacji zwarć łukowych z wykorzystaniem sztucznych sieci neuronowych sprawdzona została dla różnych stanów pracy napowietrznej linii jednotorowej 400 kV o długości 50 km. W celu uczenia i testowania przeprowadzono wielowariantową symulację zwarć. Testowanie obejmowało 1000 przypadków zwarciovych. W przypadku występowania błędów pomiarowych, będących rezultatem nasycenia przekładników prądowych, wyniki otrzymane z zastosowaniem SSN cechuje stosunkowo duża dokładność. Otrzymane rezultaty potwierdzają zadowalającą dokładność lokalizacji, szczególnie w porównaniu z dokładnością uzyskiwaną za pomocą algorytmów analitycznych. Ponadto lokalizatory neuronowe w przeciwieństwie do metod analitycznych dają tylko jedno rozwiązanie, podczas gdy w tych ostatnich istnieją często dwa formalnie prawidłowe wartości dla danej lokalizacji zwarcia.

LITERATURA

- [1] BEALE M.H., HAGAN M.T., DEMUTH H.B., *Neural Network Toolbox™ 7 User's Guide*,
- [2] DOMMEL H.W., *Electromagnetic Transients Program. Reference Manual (EMTP Theory Book)*, Bonneville Power Administration, Portland 1986.
- [3] IŻYKOWSKI J., *Fault location on Power Transmission Lines*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2008.
- [4] KEZUNOVIC M., RIKALO I., SOBAJIC D.J., *High-speed fault detection and classification with neural nets*, Electric Power Systems Research, Vol. 34, No. 2, 1995, 109–116.
- [5] ROSOŁOWSKI E., *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów w automatyce elektroenergetycznej*, Wyd. Exit, Warszawa 2002.
- [6] SZAFRAN J., WISZNIEWSKI A., *Algorytmy pomiarowe i decyzyjne cyfrowej automatyki elektroenergetycznej*, WNT, Warszawa 2001.
- [7] YANG M.T., GU J.C., JENG C.Y., KAO W.S., *Detection High Impedance Fault in Distribution Feeder using Wavelet Transform and Artificial Neural Networks*, 2004 International Conf. on Power System Technology – POWERCON 2004, 652–657, Singapore, 21–24 November 2004.

ARC FAULT LOCATION ON POWER TRANSMISSION LINES UNDER SATURATION
OF CURRENT TRANSFORMER BASED ON ARTIFICIAL NEURAL NETWORK

The paper presents the method of arc fault location on power transmission lines using artificial neural network. The investigation was focused on the cases of CT saturation, resulting in the current signal transformation errors. Fault location is based on measurements of voltages and currents from two ends of the line, with knowledge of fault type. The accuracy of the location method was tested for different operating conditions of 400 kV power transmission line modeled in EMTP.

*urządzenia spawalnicze, trójfazowy mostek tyrystorowy,
układy sterowania*

Wiesław STOPCZYK*, Zdzisław NAWROCKI*

STEROWANIE TRÓJFAZOWEGO MOSTKA TYRYSTOROWEGO PRZY ODKSZTAŁCONYM NAPIĘCIU ZASILAJĄCYM

W artykule przedstawiono sposób rozwiązania problemu sterowania mostka tyrystorowego zasilanego z trójfazowego źródła o niestabilnej częstotliwości i o niesinusoidalnym przebiegu napięcia. Opisywane rozwiązanie posłużyło autorowi artykułu do skonstruowania mikroprocesorowego układu sterowania i zastosowaniu go w nowozaprojektowanym urządzeniu spawalniczym CV510 o mocy 20 kW. W urządzeniu tym, sześciopulsowy tyrystorowy mostek prostowniczy służy do regulacji napięcia spawania. Przeprowadzono badania urządzenia spawalniczego zasilanego z agregatu prądotwórczego Vantage 400 o mocy 13,2 kW.

1. WSTĘP

1.1. WPŁYW JAKOŚCI ENERGII ELEKTRYCZNEJ NA PRACĘ ZASILANYCH URZĄDZEŃ

Jakość energii elektrycznej ma znaczący wpływ na pracę zasilanych urządzeń. Poprawna, niezakłócona praca urządzeń jest szczególnie ważna w przypadku urządzeń wykorzystywanych w przemyśle. Zła jakość energii może się przyczynić do powstania szkód materialnych w wyniku przerwania lub zakłócenia procesu technologicznego. Może nawet spowodować uszkodzenie zasilanego urządzenia. Ponieważ nie zawsze mamy wpływ na jakość energii elektrycznej, rozwiązaniem jest projektowanie urządzeń o wysokiej odporności na niekorzystne warunki zasilania. Jednymi z podstawowych urządzeń stosowanych w przemyśle w zautomatyzowanych procesach a także przy wszelkich pracach naprawczych są urządzenia spawalnicze. Podstawową grupą urządzeń spawalniczych wykorzystywanych w przemyśle są urządzenia spawające

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: wieslaw.stopczyk@pwr.wroc.pl, wstopczyk@lincolnelectric.eu; zdzislaw.nawrocki@pwr.edu.pl

metodą GMAW (*Gas metal arc welding*). Wśród tych urządzeń poważną grupę stanowią urządzenia tyrystorowe (takie urządzenia będą omawiane w tym artykule).

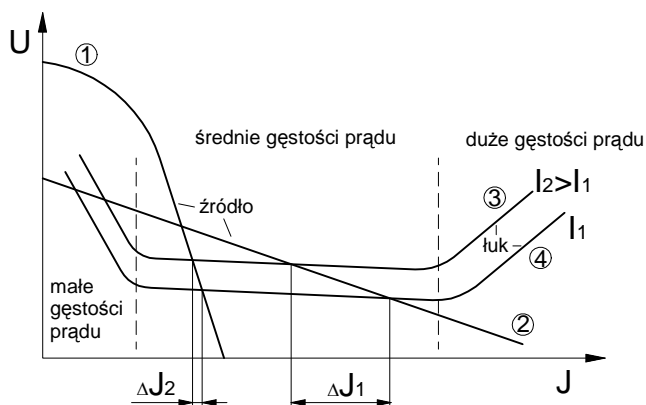
1.2. WYMAGANIA STAWIANE URZĄDZENIOM SPAWALNICZYM

W metodzie spawania GMAW łuk elektryczny jest wytworzony pomiędzy materiałem spawanym a drutem spawalniczym i jest chroniony przez osłonę gazową (rys. 1).



Rys. 1. Metoda spawania GMAW [7]

Zadaniem urządzenia spawalniczego jest przemiana energii elektrycznej o parametrach sieci zasilającej na energię elektryczną o parametrach niezbędnych do długotrwałego i stabilnego procesu spawania, czyli do podtrzymania palenia się łuku elektrycznego. Napięcie wyjściowe urządzenia powinno zawierać się w przedziale 20–40 V a prąd w przedziale 30–1000 A. Aby zapewnić stabilność palenia się łuku urządzenie spawające metodą GMAW powinno mieć sztywną charakterystykę statyczną [1] (rys. 2).

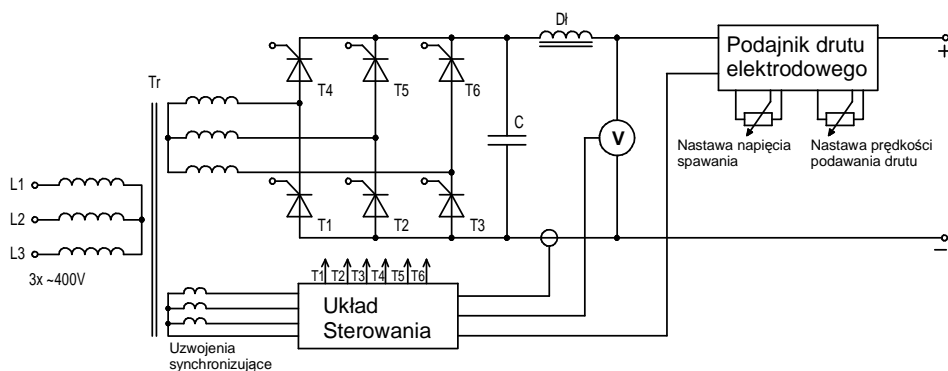


Rys. 2. Parametry urządzenia spawalniczego GMAW

Jeżeli z jakiegokolwiek przyczyny nastąpi wydłużenie łuku ($l_2 > l_1$) – patrz charakterystyka łuku 3 (rys. 2) – wzrośnie jego napięcie. Wywoła to zmniejszenie gęstości prądu o ΔJ . Zmiana będzie większa dla źródła spawalniczego o charakterystyce opisanej krzywą 2, niż dla źródła o charakterystyce 1. Zmniejszenie prądu spowoduje zmniejszenie prędkości stapiania drutu elektrodowego i tym samym skrócenie łuku spawalniczego. Czyli wystąpi samoregulacja długości łuku spawalniczego. Czułość samoregulacji będzie większa dla większych zmian gęstości prądu ΔJ . Układ sterowania mostkiem tyrystorowym powinien zapewnić takie nachylenie charakterystyki wyjściowej $U = f(J)$, przy której urządzenie będzie miało najlepsze własności spawalnicze. Będzie to miało miejsce, gdy jego charakterystyka zewnętrzna dla średnich gęstości prądu będzie opisana krzywą 2 (rys. 2). Złej jakości energia elektryczna, mająca wpływ na charakterystykę wyjściową źródła spawalniczego spowoduje zakłócenia w procesie spawania.

1.3. TYRYSTOROWE URZĄDZENIA SPAWALNICZE SPAWAJĄCE METODĄ GMAW

Stosowane są różnorodne rozwiązania układowe urządzeń spawalniczych. Najczęściej są to urządzenia diodowe, tyrystorowe lub z wewnętrzną przemianą częstotliwości. Dla każdego z tych urządzeń zła jakość zasilania rzutuje na proces spawania. W artykule rozpatrzono urządzenia z układami tyrystorowymi. Od stabilnej pracy tyrystorowego układu zasilania zależy przebieg procesu spawania, a tym samym, jakość wykonywanych połączeń spawanych. Najczęściej tyrystorowe urządzenia spawalnicze projektowane są w oparciu o mostki trójfazowe sześciopulsowe.



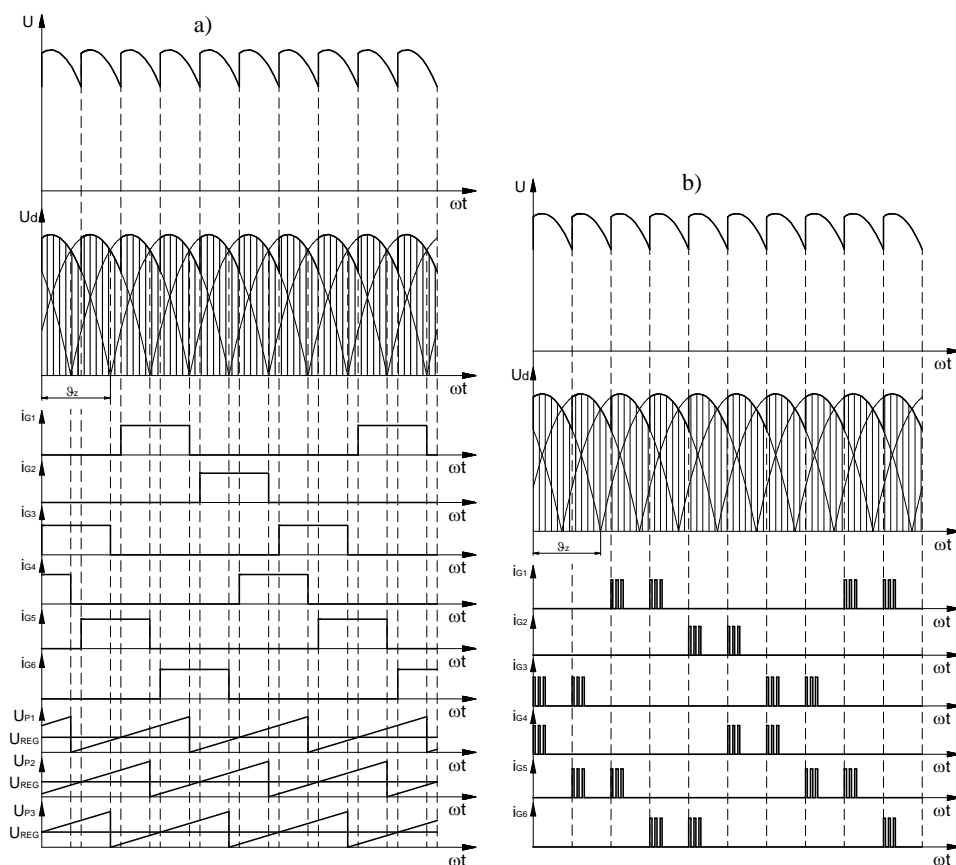
Rys. 3. Uproszczony schemat ideowy urządzenia spawalniczego GMAW

Typowe profesjonalne tyrystorowe urządzenie spawalnicze spawające metodą GMAW składa się z transformatora głównego, dławika, trójfazowego mostka tyrystorowego, układu chłodzenia, układu sterowania i podajnika drutu elektrodowego

(rys. 3). Po wyprostowaniu przez prostownik sterowany impulsów indukowanych po wtórnej stronie trójfazowego transformatora spawalniczego i po filtrowaniu na wyjściu urządzenia spawalniczego pojawia się napięcie powodujące przepływ prądu o parametrach wymaganych przez proces spawania.

1.4. UKŁADY STEROWANIA TRÓJFAZOWEGO MOSTKA TYRYSTOROWEGO

W tyrystorowych urządzeniach różnie jest realizowany układ sterowania mostka tyrystorowego. Na rysunku 4 porównano przebiegi napięć i prądów dla analogowego i mikroprocesorowego układu sterowania, gdzie: U_d – napięcie wyprostowane, i_G – prądy bramkowe tyrystorów, U_P – napięcie układu formowania impulsów piłokształtnych, U_{REG} – napięcie odniesienia, ∇_z – kąt załączenia tyrystora. Obecnie układy ste-



Rys. 4. Formowanie impulsów bramkowych dla:

a) analogowego układu sterowania, b) cyfrowego układu sterowania

Fig. 4. Shaping of the gate pulses: a) analog control system, b) digital control system

rowania działające na zasadzie formowania przebiegów piłokształtnych (rys. 4a) są zastępowane układami mikroprocesorowymi. Układy te za pomocą wejść analogowych i przetworników A/C dokonują pomiaru napięcia i prądu wyjściowego i na podstawie tego, znając wartość nastawy, obliczają kąt załączenia każdego z tyrystorów (rys. 4b). Obliczenia są wykonywane najczęściej poprzez realizację algorytmu regulatora PI lub PID. Układy mikroprocesorowe umożliwiają uzyskanie dowolnej charakterystyki wyjściowej zasilacza [5].

2. PRZEPROWADZONE BADANIA

Przeprowadzono badania tyrystorowego sterowanego cyfrowo urządzenia spawalniczego CV510 (rys. 5) o mocy maksymalnej 20 kW, które zasilano za pomocą agregatu prądotwórczego Vantage 400 (rys. 6) o mocy 13,2 kW, oraz porównano jego właściwości z urządzeniem spawalniczym sterowanym analogowo.

CV510 i Vantage 400 są urządzeniami produkowanymi przez firmę Lincoln Electric.



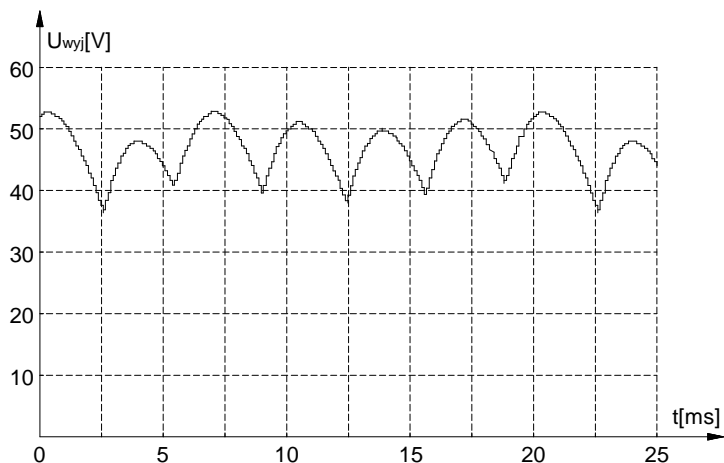
Rys. 5. Badane urządzenie spawalnicze obciążone opornicą



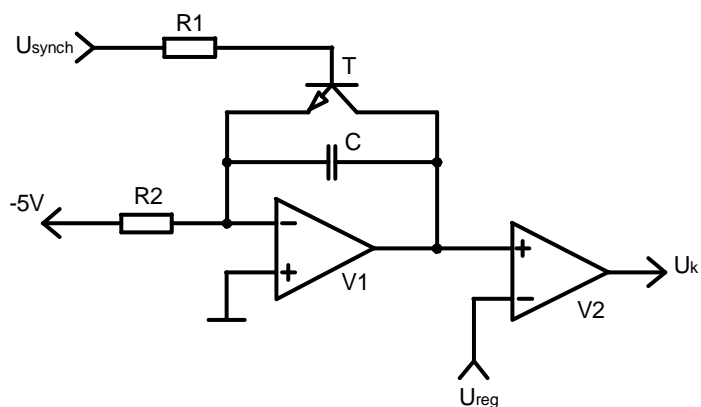
Rys. 6. Agregat prądotwórczy

Wykonano pomiary urządzeń spawalniczych obciążonych opornicą spawalniczą dla prądu obciążenia 500A. Na rysunkach 7 i 9 przedstawiono przebiegi napięć wyjściowych urządzeń spawalniczych z analogowym i cyfrowym układem sterowania

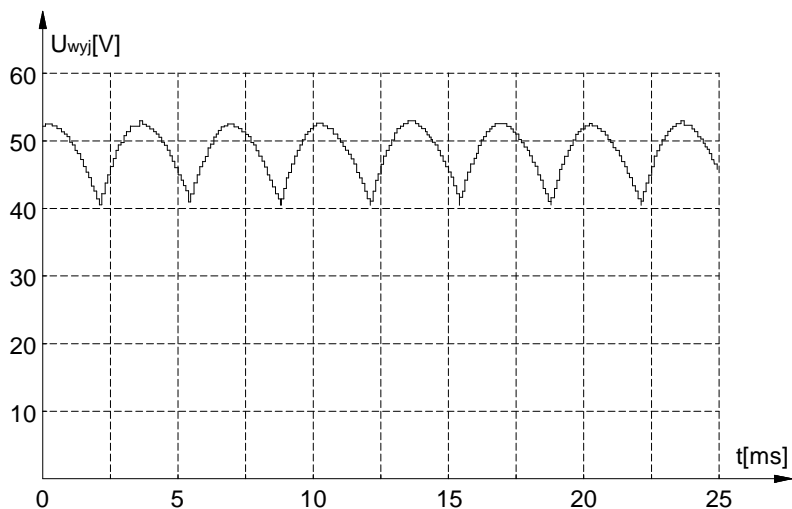
przy prawidłowo działającej detekcji punktów synchronizacji (urządzenia zasilane bezpośrednio z sieci energetycznej). Wykonano pomiary starszej generacji urządzeń firmy Lincoln Electric, obecnie już nieprodukowanych spawarek tyrystorowych CV500. Są to spawarki z analogowym układem sterowania. W przypadku tych urządzeń występowały różnice w amplitudach poszczególnych pulsów. Różnice te wynikały z niesymetrii torów wyzwalania tyrystorów (rys. 8), spowodowane rozrzutem pojemności kondensatorów C w poszczególnych torach.



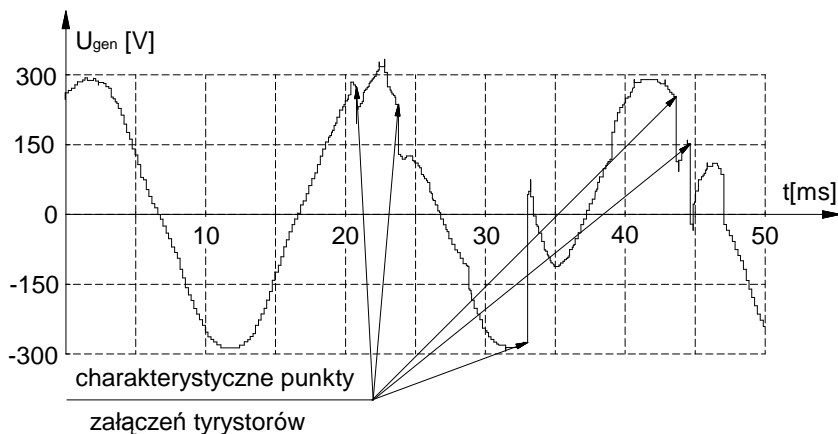
Rys. 7. Przebieg napięcia wyjściowego urządzenia spawalniczego z analogowym układem sterowania



Rys. 8. Przykład jednego z torów układu formowania przebiegu piłokształtnego analogowego układu sterowania

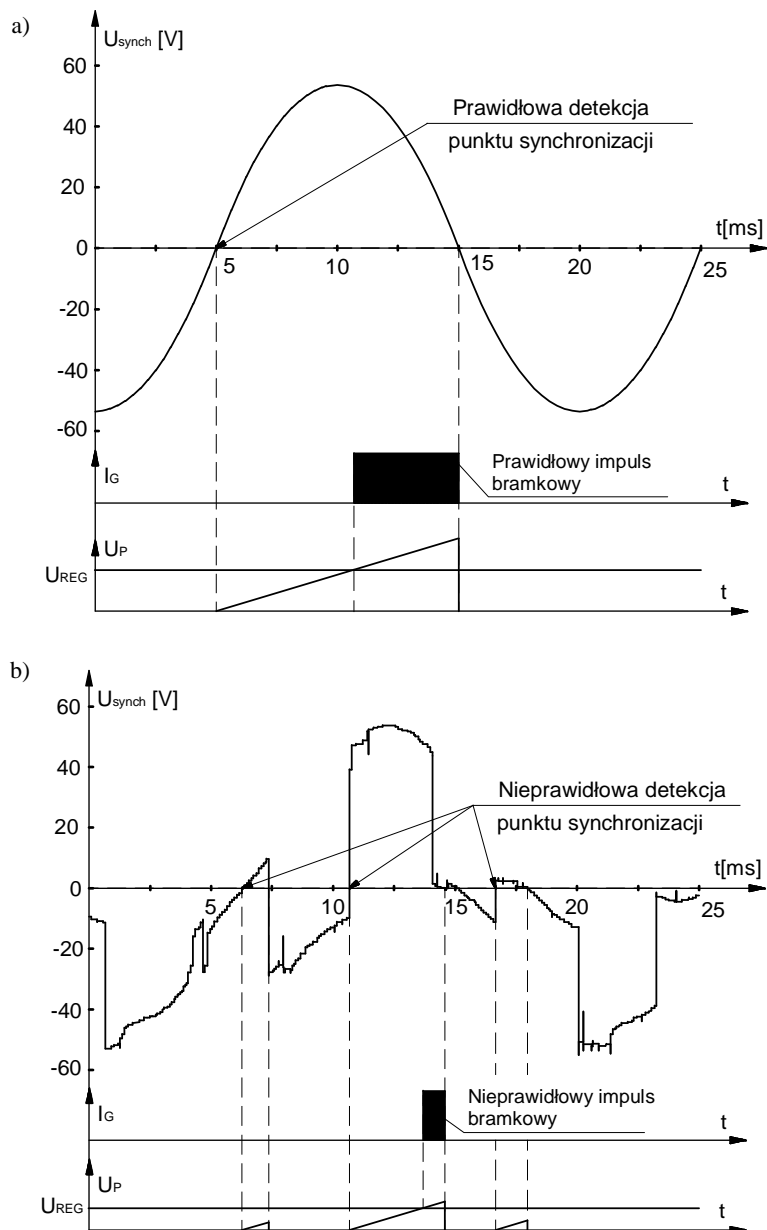


Rys. 9. Przebieg napięcia wyjściowego urządzenia spawalniczego z cyfrowym układem sterowania



Rys. 10. Przebieg napięcia jednej z faz agregatu prądowórczego

Przy zasilaniu urządzeń spawalniczych z agregatu prądowórczego, same urządzenia zasilane powodowały odkształcenie przebiegu napięcia zasilającego. Na rysunku 10 pokazano przebieg napięcia fazowego agregatu prądowórczego w momencie przejścia urządzenia spawalniczego ze stanu jałowego w stan pracy. Na rysunku można wyróżnić charakterystyczne miejsca, w których następowało załączanie poszczególnych tyrystorów.



Rys. 11. Mechanizm powstawania nieprawidłowych impulsów bramkowych przy silnie odkształconym napięciu zasilającym: a) prawidłowy impuls bramkowy przy nieodkształconym napięciu zasilającym, b) nieprawidłowy impuls bramkowy przy silnie odkształconym napięciu zasilającym

Na rysunku 11 pokazano mechanizm powstawania nieprawidłowych impulsów bramkowych przy nieprawidłowej detekcji punktów synchronizacji. Każde przejście przez zero napięcia synchronizującego wyzwała generator przebiegu piłokształtnego. Gdy napięcie tego przebiegu przekroczy wartość napięcia odniesienia U_{REG} , to zostanie wygenerowany impuls załączający tyrystor. Należy zauważyć, że w przypadku błędnej detekcji przejść przez zero napięcia synchronizującego, nieprawidłowe impulsy bramkowe występują tylko, gdy napięcie piłokształtne U_p przekroczy wartość napięcia odniesienia U_{REG} . Przy zakłóconym napięciu zasilającym impuls bramkowy może nie wystąpić, lub może mieć zbyt krótki przebieg, co może prowadzić do uszkodzenia tyrystora.

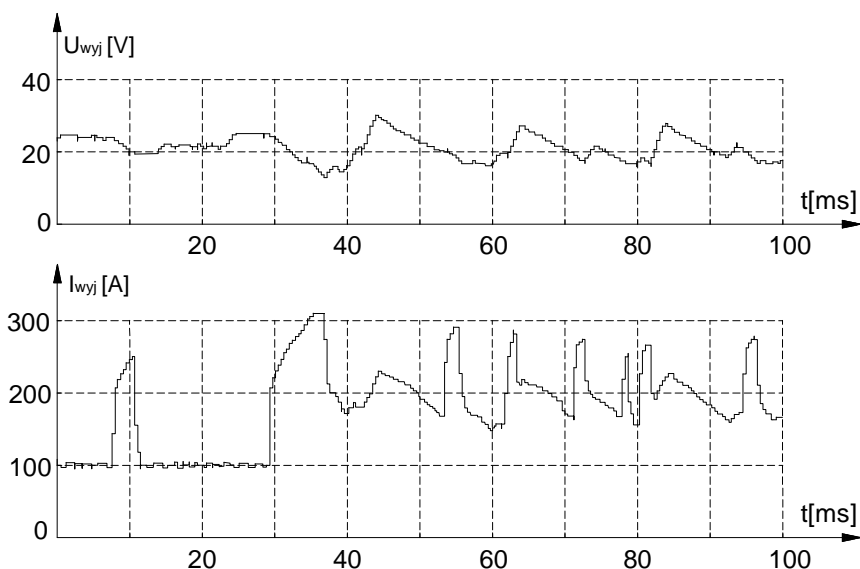
W czasie przeprowadzania badań nastąpiło uszkodzenie urządzenia spawalniczego. Uszkodzeniu uległ tyrystor SCT280 będący częścią modułu tyrystorowego PTT650DVA włoskiej firmy S.CO.M.E.S. Na rysunku 12 pokazano płytkę krzemową uszkodzonego tyrystora. Powodem uszkodzenia było silne odkształcenie przebiegu napięcia zasilającego, które miało wpływ na pracę układu formującego impulsy bramkowe tyrystorów. Zbyt krótkie impulsy bramkowe powodowały wydłużenie czasu rozprzestrzeniania się obszaru przewodzenia struktury krzemowej. Duża gęstość prądu w obszarze przyległym do bramki powodowała wydzielanie nadmiernej energii strat na małej powierzchni, a następnie stopienie złącza w pobliżu bramki i rozprzestrzenienie się defektu [2], [6].



Rys. 12. Uszkodzona płytkę krzemowa tyrystora

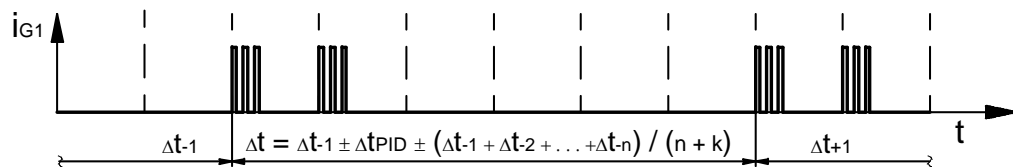
3. STEROWANIE TRÓJFAZOWEGO MOSTKA TYRYSTOROWEGO PRZY ODKSZTAŁCONYM NAPIĘCIU ZASILAJĄCYM

Odkształcony przebieg napięcia zasilającego może się przyczynić do uszkodzenia urządzenia spawalniczego, ale też może mieć zasadniczy wpływ na przebieg procesu spawania (rys. 13).



Rys. 13. Przebieg napięcia i prądu spawania przy nieprawidłowej detekcji punktów synchronizacji

Aby uniezależnić się od błędnej detekcji punktów synchronizacji, dla odkształconego napięcia zasilającego, zmieniono sposób sterowania mostkiem tyrystorowym. Idea tego rozwiązania polega na sterowaniu załączaniem tyrystorów poprzez korygowanie położenia w czasie, punktu załączania tyrystorów na podstawie wartości uchybu otrzymywanego z cyfrowego regulatora PID (rys. 14). Gdy urządzenie znajduje się w stanie jałowym ustalane jest wstępnie położenie punktu załączania tyrystorów z uwzględnieniem punktów synchronizacji.



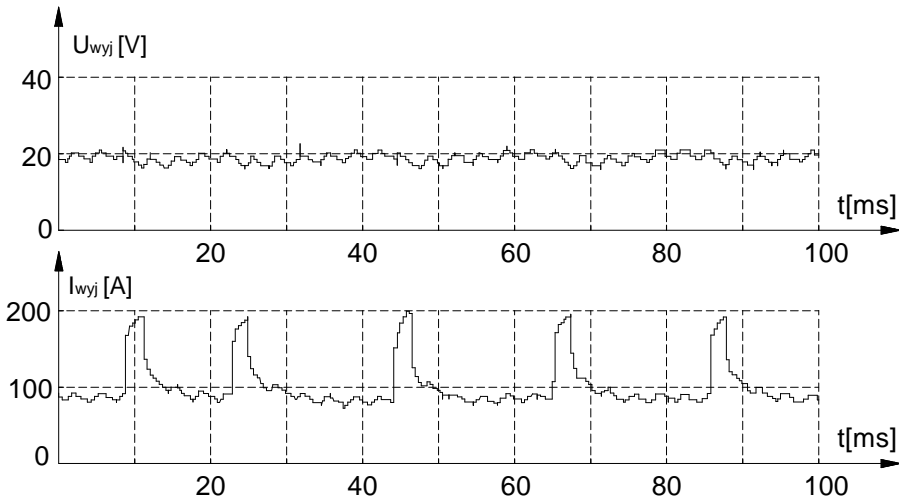
Rys. 14. Sterowanie położeniem impulsów bramkowych

Zmodyfikowano mikroprocesorowy program układu sterowania tak, aby położenie w czasie, kolejnych generowanych impulsów bramkowych, odbywało się zgodnie z zależnością:

$$\Delta t = \Delta t_{-1} \pm \Delta t_{PID} \pm \frac{\Delta t_{-1} + \Delta t_{-2} + \dots + \Delta t_{-n}}{n + k} \quad (1)$$

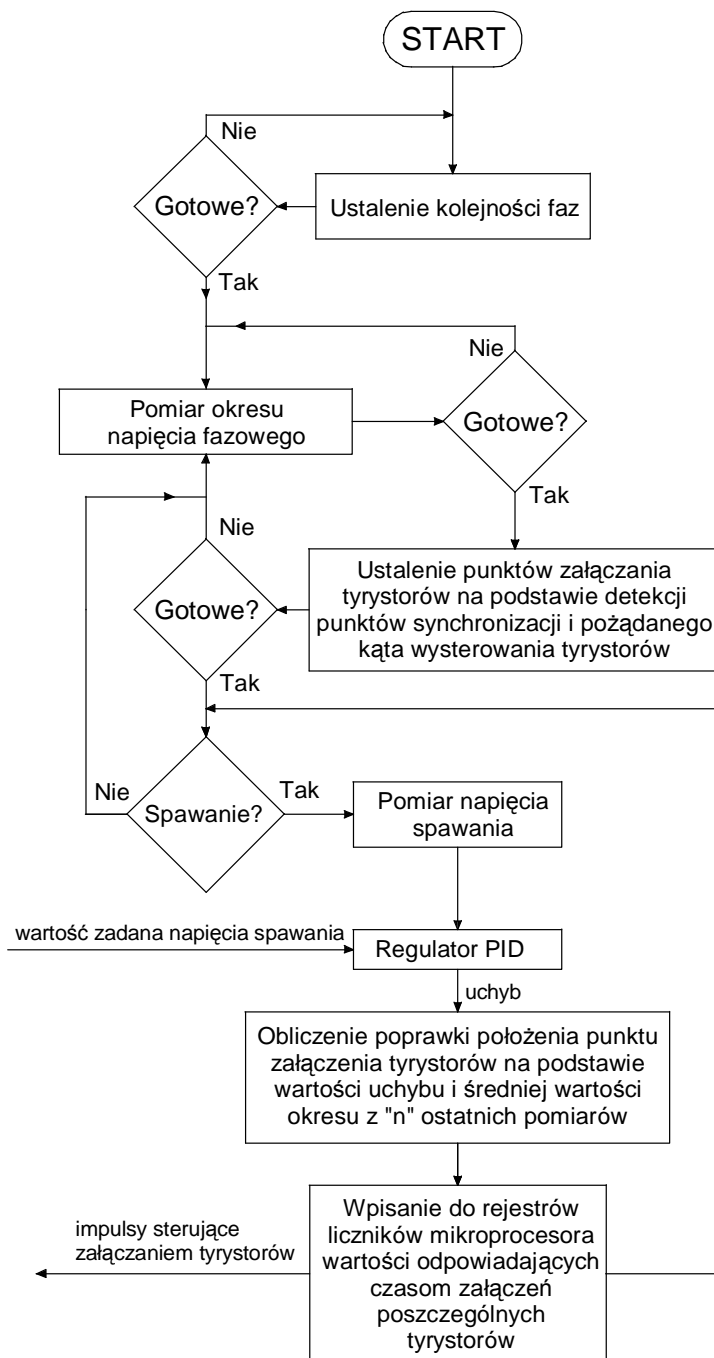
gdzie:

- $\Delta t_{-2}, \Delta t_{-1}, \Delta t_{-n}$ – przedziały czasowe między kolejnymi impulsami bramkowymi,
- Δt_{PID} – wartość korekcji przesunięcia czasowego otrzymanego z regulatora *PID*,
- n, k – stałe zależne od własności dynamicznych generatora prądowórczego.

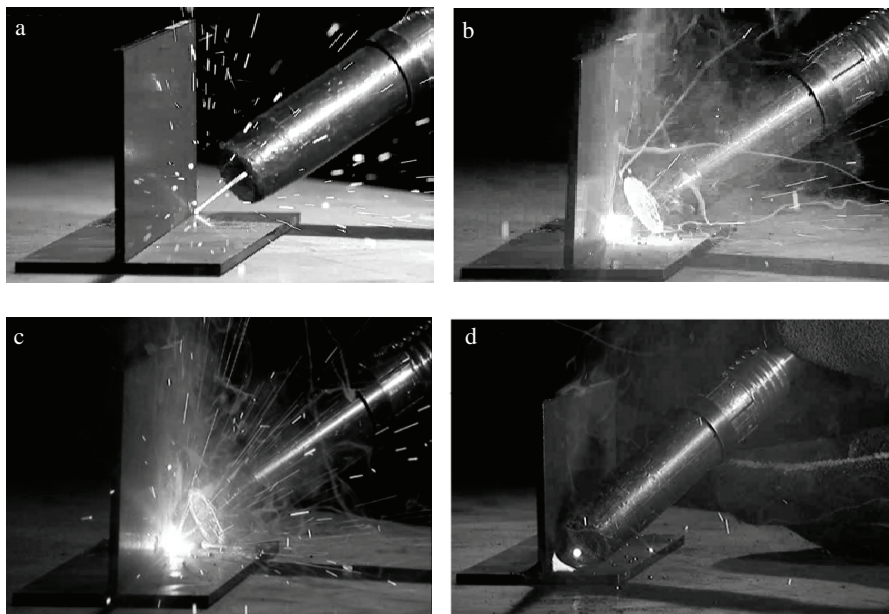


Rys. 15. Przebieg napięcia i prądu spawania po zastosowaniu zmodyfikowanego układu sterowania

Po modyfikacji algorytmu mikroprocesora sterującego tyrystorami (rys. 16), wykonano próby spawania. Pomimo silnie odkształconego napięcia zasilającego uzyskano stabilny łuk spawalniczy (rys. 15, 17). Tyrystory są załączane trzema impulsami gwarantującymi pewność załączenia i nieuszkodzenie tyrystorów. Prawidłowe wyznaczenie punktów synchronizacji przez układ sterowania pozwoliło na uzyskanie niezakłóconej charakterystyki statycznej $= f(J)$ (rys. 2, charakterystyka 2), z nachyleniem regulowanym poprzez realizację algorytmu sterowania mikroprocesora.



Rys. 16. Schemat blokowy algorytmu sterowania mostka tyrystorowego



Rys. 17. Proces spawania: a) i b) zajarzanie łuku, c) palenie się łuku, d) wygaszenie łuku

4. PODSUMOWANIE

W urządzeniach spawalniczych, w których stosuje się mostki tyrystorowe, przy silnie odkształconym napięciu zasilającym, w typowych rozwiązaniach układowych występuje problem z prawidłową detekcją punktów synchronizujących. Niezależnie, jaki układ sterowania badano, analogowy, czy cyfrowy, to poprawne działanie układu regulacji zawsze zależało od precyzji, z jaką były wykrywane momenty przejść przez zero napięć fazowych. Zastosowanie nowego opracowanego rozwiązania układu cyfrowego sterowania wyzwaniem tyrystorów, uniezależniło pracę układu, od jakości energii zasilania. Urządzenie stało się niewrażliwe na znaczne odkształcenie przebiegu napięcia zasilającego, gdzie w przypadku typowych analogowych i cyfrowych układów sterujących poprawna praca stawała się niemożliwa. Szczególnie jest to istotne w przypadku urządzeń spawalniczych, gdzie każde zaburzenie pracy układu zasilającego ma wpływ na jakość otrzymywanych połączeń spawanych.

LITERATURA

- [1] DOBAJ E., *Maszyny i urządzenia spawalnicze*, WNT, Warszawa 2005.
- [2] LUCIŃSKI J., *Układy tyrystorowe*, WNT, Warszawa 1978, 52–85.

- [3] NAWROCKI Z., *Wzmacniacze operacyjne i przetworniki pomiarowe*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2008.
- [4] PAWLACZYK L., ZAŁOGA Z., *Energoelektronika. Ćwiczenia laboratoryjne*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2005.
- [5] STOPCZYK W., NAWROCKI Z., *Wirtualny punkt synchronizacji w układach sterowania trójfazowymi mostkami tyrystorowymi*, [w:] *Maszyny Elektryczne. Zeszyty Problemowe*, Nr 98, Katowice 2013, 199–203.
- [6] ŻYBORSKI J., LIPSKI T., *Zabezpieczenia diod i tyrystorów*, WNT, Warszawa 1979, 17–49.
- [7] *Equipment catalogue*, Lincoln Electric, Cleveland 2013.

CONTROL OF THREE-PHASE THYRISTOR BRIDGE POWERED BY DEFORMED VOLTAGE SUPPLY

In welding power systems with thyristor regulatory elements where stability and accuracy of the control of output parameters play a key role it becomes important to precisely detect moments of zero crossing in adequate phase voltage of power line. When we have strong mains with sinusoidal voltage waveforms, zero crossing detection of phase voltages is simple. It is different in the case of mains phase voltage waveforms which are deformed and when switching thyristor bridge visibly deformed voltage waveforms. Such a situation we have where the thyristor bridge is powered by the generator. The article describes the digital control system of 20 kW three-phase, 6-pulse thyristor bridge using new control system. The system was tested in the welding machine with 500A of output current, powered by generator with output power of 13.2 kW. Despite a significant deformation voltage supply, system still worked correctly. The article presents the output voltage waveforms for typical control systems and a new system with the deformed power supply.

Paweł PTASZNIK*

EXPERT SYSTEM APPROACH IN DESIGNING KNOWLEDGE-BASED CONTROLLER

In this article the knowledge-based control approach will be proposed for nonlinear systems. Firstly some basic concepts from the artificial intelligence will be defined, then the expert system design process will be introduced and finally a practical example will be discussed. The principle of this method is to support the controller with the human-like reasoning to determine the appropriate control mode and to estimate unknown parameters. Note that this is the heuristic approach, hence neither optimal steering, nor stability is guaranteed.

1. INTRODUCTION

It is relatively frequent situation for control system designers to realize, that the object which seemed to be easily driven by a human is extremely difficult to stabilize automatically. The mathematical model of such an object is usually either not complete or it depends on large amount of unknown parameters, e.g. mass, moment of inertia, resilience. Model equations may be so complex, that not only will the stability analysis be impossible, but also designed controller will not reproduce the given state values. Nonetheless, human being is still able to control the considered structure, because of its control methods, that are not based on mathematical dependencies, but on knowledge about the object. Some may wish to call it *intelligence*. According to [1], there is a significant distinction between data and knowledge. Modern computers are able to process data at very fast rates, but the processed information must be appropriately structured. This is a serious limitation, because our knowledge about systems we use is mostly unstructured. For example the Internet is almost inexhaustible source of data, but the machines are hardly able to obtain any significant

* Wrocław University of Technology, Institute of Electrical Machines, Drives and Measurements, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: pawel.ptasznik@pwr.edu.pl

information using it. It might be said, that human brain works in just the opposite way, i.e., it is rather slow in performing computations, but introduces incredible performance in searching for the information in almost infinite size database. Half-joking it might be said, that human brain has the $O(1)$ search algorithm implemented. In the next part of this scripture the Knowledge-Based Expert System (KBES) will be presented as a tool that compromises between data structuring and human-like performance of a controller.

2. KNOWLEDGE-BASED EXPERT SYSTEM

After [4] Knowledge-Based Expert System is the most popular and successful of the artificial intelligence based tools that have been evolved to address problems in planning, diagnosis, classification, monitoring and design. In Expert Systems a few types of knowledge representation is available, but for clarity in this article the *production rules* and *facts*, sometimes called *triplets*, will be used. Inference mechanisms also vary and are extensively described in [2], [4] and [3]. The software tool for building expert systems described in this paper uses *forward chaining*.

The database, i.e., the part of the system responsible for data acquisition is usually separated from main reasoning engine. It is a good practice, because it permits to modify one part without violating the structure of the latter. The knowledge acquisition can be defined as a transfer and transformation of expert knowledge, which can potentially solve the desired problem, from some source to the system. This particular problem refers to the subfield of AI called *machine learning* and machines that learn vary in terms of information obtaining. The knowledge might be:

1. introduced manually by a programmer,
2. obtained by data manipulation,
3. obtained from the set of actual data by induction,
4. obtained via empirical discovery of new rules.

There are multiple historical examples [2] of expert systems using each of those methods, and might one be interested in studying them thoroughly, he should be able to easily find the required information in the literature. The nonlinear control system proposed in this elaboration should consider using of the first and the second method mentioned above.

One substantial property of expert systems, that distinguish them from other artificial intelligence structures, like neural networks, is the possibility of backtracking the reasoning chain. This means, that the control system designer is always able to inspect the path, which led the reasoning system to the particular conclusion. In other words, the control system debugging and adjusting is relatively easy. In the next section the CLIPS environment for developing expert systems will be introduced, as well as some basic examples will be provided.

3. BUILDING EXPERT SYSTEM WITH CLIPS

CLIPS (C Language Integrated Production System) is a public domain software tool for building expert systems. It was originally designed in 80s of the twentieth century by NASA scientists, but the latest version CLIPSJNI v0.3 written in Java is dated on 04.03.2011. There also exists an extension supporting *fuzzy logic* called FuzzyCLIPS.

The CLIPS database is the set of facts, that are declared with *assert* function. The *facts* function is used for inspecting the database content.

```
CLIPS> (assert (VelocitySensor1 15))
<Fact-1>
CLIPS> (assert (VelocitySensor2 0))
<Fact-2>
CLIPS> (facts)
f-0 (initial-fact)
f-1 (VelocitySensor1 15)
f-2 (VelocitySensor2 0)
For a total of 3 facts.
```

As already mentioned, the reasoning is performed by *forward chaining* method. The CLIPS engine uses the existing facts to apply* the appropriate rule. The rules of the form

```
IF conditions are true
THEN execute the following actions
```

are exactly the expert knowledge, which should be provided by the control system developer. The more precise rules are provided to the program, the greater potential efficiency of the system should be noticed. On the contrary, the facts should be provided rather by the controlled object, then by a person. Only one rule may be fired at a time, consequently should there be some particular rules, that conflict with each other, the embedded conflict resolution algorithm will be used. For more information about conflict resolving the reader is referenced to [5] and [3].

To illustrate the reasoning mechanism of the CLIPS inference system one may wish to imagine the small part of the nonlinear control system, which is responsible for velocity sensor failure detection. For simplicity it is assumed, that the difference

* In CLIPS nomenclature the term *fire* is used for applying the appropriate rule.

between two sensors indications implies the crash of one of them. In this particular part of the system the two rules should be defined:

```

CLIPS> (defrule MAIN::SensorMatch
(VelocitySensor1 ?s1)
(VelocitySensor2 ?s2)
(test (>= (abs (- ?s1 ?s2)) 0.001))
=>
(assert (VelocitySensor crashed)))
CLIPS> (defrule MAIN::EmergencyControl
(VelocitySensor crashed)
=>
(assert (use-controller emergencycontroller)))

```

Those rules may be introduced to the CLIPS using the following syntax

IF Sensor indications differ	IF Sensor crashed
Then sensor crashed	then use emergency control

Having the facts about velocity sensors indications defined, the program may be executed and the following output should be produced

According to the facts 1 and 2, rule 1 (SensorMatch) is fired. This rule produced new entry indicating the velocity sensor crash and therefore rule 2 (EmergencyControl) is applied. Note that despite the fact that facts 1 and 2 are still present at the end of the program execution, the rule 1 is not fired again. This is due to internal conflict resolution system, that prevents from firing the rule twice on the same set of data. It is also worth noticing, that CLIPS may provide the user with the complete data manipulation history (backtracking), which was mentioned in the previous section.

4. CLIPS INTEGRATION TO THE CONTROL SYSTEM

In the previous section the basic abilities of the CLIPS inference have been shown. The simple examples have been handled using CLIPS Java command line interface, where the definitions had to be introduced manually to the system. Obviously, this way is comfortable, when one wish to demonstrate some basic activities, but for the control system design purposes the reasoning module must be integrated with the remaining part of the project.

According to [6], there is a possibility of building a CLIPS native library with the C-language sources provided within a CLIPS package. This method may be efficient enough, assuming that the control system will be used on the same platform, on which

it is already in development. If not, it is better to consider integrating the CLIPS utilities with the control system so that it will be platform independent. In this paper the CMake build system is proposed for this purpose.

As shown in the Figure 1, the Expert System should support the Control System, as a separate unit, with decision making process. Therefore it is a good practice to separate its sources from the main project tree, as shown in the Figure 3. Files *CLIPSJNI_Environment.h* and *CLIPSJNI_Environment.c* should not be taken into account, because they are used for building Java interface executable, which is naturally not desired in this case. The corresponding CMake project files should have the statements listed in the Figures 2a and 2b included. The *desired flags* may be another flags facilitating the development. In the original CLIPS makefile, for example *-Wall* is proposed along with some other with similar meaning.

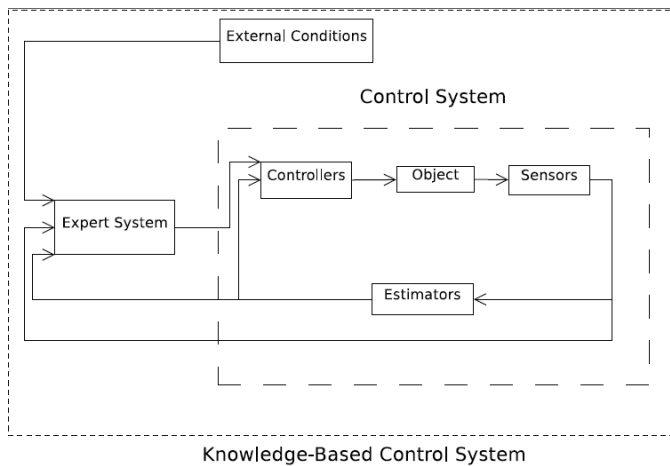


Fig. 1. Graphical representation of Knowledge-Based Expert System

CMake is an extensible, open-source system that manages the build process in an operating system and in a compiler-independent manner [7], consequently it is suitable for control purposes, especially when designed algorithms need to be implemented in the object.

With such configured build system it is safe to develop the controller without worrying about its portability. However, during the development process one should take deeply into consideration remarks about memory management in CLIPS program [6]. It is extremely unsafe to store the pointers returned from CLIPS in the local memory, because in the inference system the garbage collector[†] mechanism is implemented.

[†] Garbage collection is a form of automatic memory management. The collector attempts to reclaim memory occupied by objects that are no longer in use by the program.


```

make_minimum_required( VERSION 2.8 )
project(CLIPS)
include_directories(include include/libCLIPS)
add_subdirectory(src)

(a) ./CMakeLists.txt

file(GLOB LIB_CLIPS_SRCS
${CMAKE_CURRENT_SOURCE_DIR}/libCLIPS/*.c)
set(CMAKE_CXX_FLAGS "-std=c99 -another_desired_flags")
set(CMAKE_EXE_LINKER_FLAGS "-lm")
add_library(libraryCLIPS STATIC ${LIB_CLIPS_SRCS})
add_executable(main main.c)
target_link_libraries(main libraryCLIPS)

(b) ./src/CMakeLists.txt
    
```

Fig. 2. CMakeLists files for sample project

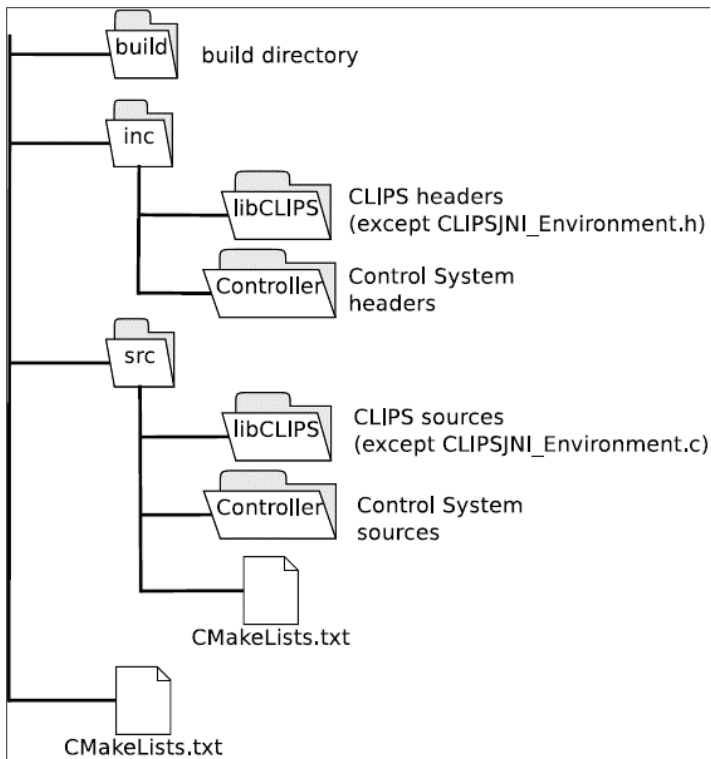


Fig. 3. Proposed directory structure

5. PRACTICAL EXAMPLE

So far the basics of the expert systems design have been presented as well as some system integration steps have been proposed. A rule example partially indicates the potential application field, however some may still be wandering, what are this expert systems really useful for. Nevertheless, one may implement an expert system-like behavior using *if-then* statements, whatever programming language he uses. Of course it is true, but not with extremely huge knowledge base. With big amount of rules to process *if-then* statements become difficult to maintain, and then the expert system should be used.

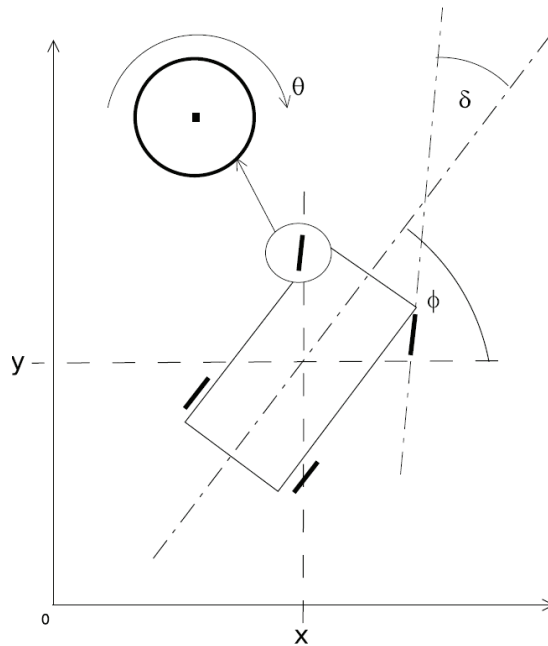


Fig. 4. Graphical interpretation of vehicle states (1)

As an example the experimental autonomous vehicle control system will be briefly introduced. The vehicle is considered as an object with 5 states distinguished centered.

$$q = (x, y, \phi, \delta, \theta)^T. \quad (1)$$

The graphical interpretation of the coordinates (1) is presented in the figure 4. X and Y are the Cartesian coordinates, Φ is the orientation of the car, δ is the orientation of the front wheels with respect to the body, and θ is a turn angle of the

front wheels. State δ may also be identified with steering wheel turn angle, and θ may be identified with the tire valve angular position. Motion equations of such an object may be obtained by defining the non-holonomic constraints [8]:

$$\begin{aligned} \dot{x}_p \sin(\Theta + \delta) - \dot{y}_p \cos(\Theta + \delta) &= 0, \\ \dot{x}_t \sin(\Theta) - \dot{y}_t \cos(\Theta) &= 0, \\ \dot{x}_p \sin(\Theta + \delta) - \dot{y}_p \cos(\Theta + \delta) - R\dot{\phi} &= 0 \end{aligned}$$

where

$$\begin{aligned} xp &= x + L \cos \Theta & yp &= y + L \sin \Theta \\ xt &= x - L \cos \Theta & yt &= y - L \sin \Theta \end{aligned}$$

L – half of the vehicle length R – wheel radius

That constraints may be presented in the matrix form also known as Pfaff form.

$$A\dot{q} = \begin{bmatrix} \sin(\Theta + \delta) & -\cos(\Theta + \delta) & -L \cos \delta & 0 & 0 \\ \sin \Theta & -\cos \Theta & L & 0 & 0 \\ \cos(\Theta + \delta) & \sin(\Theta + \delta) & L \sin \delta & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{\Theta} \\ \dot{\delta} \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} = 0. \quad (3)$$

Now, by calculating the null space G of matrix A the complete motion equations of the vehicle are obtained.

$$\dot{q} = Gu = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2}R(\cos \delta \cos \Theta + \cos(\Theta + \delta)) & 0 \\ -\frac{1}{2}R(\cos \Theta \sin \delta + 2 \cos \delta \sin \Theta) & 0 \\ -\frac{R \sin \delta}{2L} & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

As one can see, the first control input u_1 may be interpreted as an angular velocity of front wheels, and the second control input u_2 may be interpreted as angular velocity of front wheels turning. Actually, in the First Polish Autonomous Vehicle experimental Knowledge-Based Control System not only were the kinematic equations considered, but also the dynamics has been calculated using Euler–Lagrange formalism. However, it is not necessary to introduce those complicated dependencies in order to explain the idea of the reasoning part of the control system. In the figure 5 the graphical representation of autonomous vehicle control system is shown.

It is worth noticing, that even the most sophisticated trajectory tracking algorithms are not sufficient to consider such a car self-driving. In this particular case multiple controllers (not necessarily linear) are used and their main responsibility is to ensure that car is reproducing the referenced trajectory. Then there are vision system and radars, that are responsible for detecting the traffic conditions and gathering useful information, e.g. road signs. That will be extremely difficult to produce multiple *if-then* rules in order to design adequate nonlinear controller, taking all the road conditions into consideration, therefore the expert system is used. The expert system rule base used in autonomous vehicle control system is not yet fully finished, but in that development stage one could divide them into several categories, which are:

- Human inquiry-based: That category consists of rules, that process the reference values given by human, such as: destination point, preferred road options and some velocity constraints. For example, given destination point is forwarded to the path-resolving algorithm (A* in most cases) and then, considering the velocity constraints and other events, reference trajectory is calculated.
- Radar-based: This category consists of rules, that are triggered by facts asserted by radar module. The sample facts may be: another vehicle detected, lane blocked, or distance to the obstacle. The reasoning system may react with asserting velocity constraints, recalculating the path or even emergency stopping the car.
- Sign-based: This category of rules is strongly dependent on visual system, that is responsible for sign detecting. Whenever the fact indicating the new road sign is asserted, expert system reacts with deploying appropriate constraints, such as speed limit, recalculating the path (e.g., when left turn is forbidden), or just communicating with human (e.g., petrol station in 20 km).
- System-based: This category consists of rules, that should fire, whenever some system event is detected. The system event may be understood as any control system dependent anomaly, such as extremely different sensor indications, sensor providing an error code, or persistent trajectory tracking error. The desired actions are, e.g., trajectory tracking algorithm alternation.

The sample rule responsible for applying the velocity constraint after detecting the speed-limit sign is presented below.

This rule searches the database for appropriate facts. The first should represent the vehicle moving with some velocity, present on some road lane, performing some action and having lights on or off. The latter should represent the speed limit sign. When the rule fires, it erases the fact representing the vehicle, and replaces it with the new one, with new velocity asserted. It also provides the human with warning message. In the end it erases the fact associated with speed limit sign to prevent its future unwanted usage.

```

(defrule sign-speedlimit
?v <- (volvo (velocity ?)(lane ?ln)(action ?act)(lights ?lgt))
?z <- (sign velocity ?limit)
=>
(retract ?v)
(assert (volvo (velocity ?limit)(lane ?ln)(action ?act)(lights ?lgt)))
(assert (statement velocity (str-cat "ATTENTION: Speed limit: "
?limit)))
(retract ?z)
)

```

5. SUMMARY

This article hardly covers the most basic expert systems principles and do not respond to the question of how to fully design the knowledge-based nonlinear controller, but naturally that was not the objective. This elaboration should encourage the engineers, who have faced the problem with control system design, to use the working knowledge-based solutions, rather than defining whole reasoning system on their own. That should accelerate the development process. For those who wish to implement their ideas to the CLIPS, positions [2] and [3] are recommended.

The examples adduced in this work are very simple, so as they explain the main idea of the CLIPS reasoning engine. Both the knowledge base and the internal structures of the presented subsystems are very complicated, therefore it is not possible to describe them exhaustively. To implement good rules to the control system, one should consult his ideas with people experienced in the use of the particular object. Actually the decision-making system in described autonomous vehicle is developed by many engineers and it still needs to be adjusted.

REFERENCES

- [1] *Clips reference manual*, Quicksilver Beta, March 22nd 2008.
- [2] GIARRATANO J.C., *Clips user's guide*, 31st December 2007.
- [3] GIARRATANO J.C., RILEY G.D., *Expert Systems: Principles and Programming Course Technology*, 1998.
- [4] MARTIN K., HOFFMAN B., *Mastering CMake*, Kitware, Inc., September 2013.
- [5] TCHOŃ K., MAZUR A., DULĘBA I., HOSSA R., MUSZYŃSKI R., *Manipulatory i roboty mobilne*, Akademicka Oficyna Wydawnicza PLJ, Warszawa, 2000.
- [6] JACKSON P., *Introduction to expert systems*, International Computer Science Series. Wokingham: Addison-Wesley Publ. Co., 1986.
- [7] SCHALKOFF R., *Intelligent Systems: Principles, Paradigms and Pragmatics: Principles, Paradigms and Pragmatics*, Jones & Bartlett Learning, 2011.

Krzysztof PODLEJSKI*, Jarosław SZAFRAN*

MODELOWANIE STANDARDU PROFIBUS W ŚRODOWISKU LABVIEW

Środowisko LabVIEW dostarcza podstawowych narzędzi do zaprojektowania modelowania standardu PROFIBUS takich jak PROFIBUS Master i Slave służących do wykonania polecenia zapisu i odczytu rejestrów wejściowych, i wyjściowych, obliczania sumy kontrolnej CRC czy zapisu pojedynczego rejestru. Rodzina PROFIBUS składa się z trzech wersji DP, PA i FMS różniących się zastosowaniem i wymaganiami dotyczącymi transmisji i bezpieczeństwa także typami wykorzystywanych ramek protokołu komunikacyjnego. W Profibus wykorzystuje się dwa odmienne podejścia do organizacji ruchu w sieci. Pierwszym jest protokół odpytywania, w którym kontrola dostępu do magistrali jest scentralizowana Metoda druga oparta jest o zasadę pierścienia logicznego (*token passing*).

1. WPROWADZENIE

Profibus to standard przemysłowy przeznaczony do pomiarów, kontroli, sterowania i przesyłania danych w rozproszonych systemach automatyki określony normami DIN 19245 i EN50170. W skład standardu wchodzi trzy wersje: Profibus DP optymalizowany według kryterium dużej szybkości i efektywności transmisji przy możliwie niskich kosztach, Profibus PA stosowany w automatyzacji procesów produkcyjnych w środowiskach zagrożonych wybuchami (wersja iskrobezpieczna) i Profibus FMS wykorzystywany do komunikacji pomiędzy urządzeniami „inteligentnymi” (sterowniki PLC, komputery przemysłowe). Profibus FMS jest wersją uniwersalną wykorzystywaną najczęściej na poziomie wydziału systemu przemysłowego (poziom gniazd). Warstwa fizyczna dla wersji DP i FMS to RS485 i światłowód z wykorzystaniem powtarzaczy a dla wersji PA stosowany jest standard IEEE 1158-2 zapewniający wymagania iskrobezpieczeństwa. Dostępne jest tunelowanie protokołów poprzez sieć Ethernet i protokół TCP/IP. Organizacja komunikacji w sieci opiera się na dwóch

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-370 Wrocław, e-mail: krzysztof.podlejski@pwr.edu.pl

różnych rozwiązaniach: metodzie odpytywania (master-slave) i zasadzie pierścienia logicznego (token passing). W Profibus wykorzystuje się pięć typów ramek (komunikatów) i cztery rodzaje usług [2]–[4], [7], [8], [11].

Środowisko LabVIEW oferuje szerokie możliwości diagnostyczne standardu Profibus. Przykładowo pakiet „Comsoft” zawiera Profibus VIS, dostęp do urządzenia Slave–DP i danych diagnostycznych. Narzędzie PROFIBUS-DP-Master Express VI Standard umożliwia prosty dostęp do urządzenia Master []. Blok konfiguracyjny Express VI integruje środowisko LabVIEW w sieciach PROFIBUS, bez konieczności tworzenia dodatkowego oprogramowania []. Aplikacje napisane w LabVIEW mogą pracować pod kontrolą systemu MS Windows, Vista, Unix, Linux, Mac OS, itp., także w systemach czasu rzeczywistego. Zagadnienia modelowania elementów standardu PROFIBUS lub całej sieci omawiane są w przykładowych pracach [6], [9]–[13], [15]–[18].

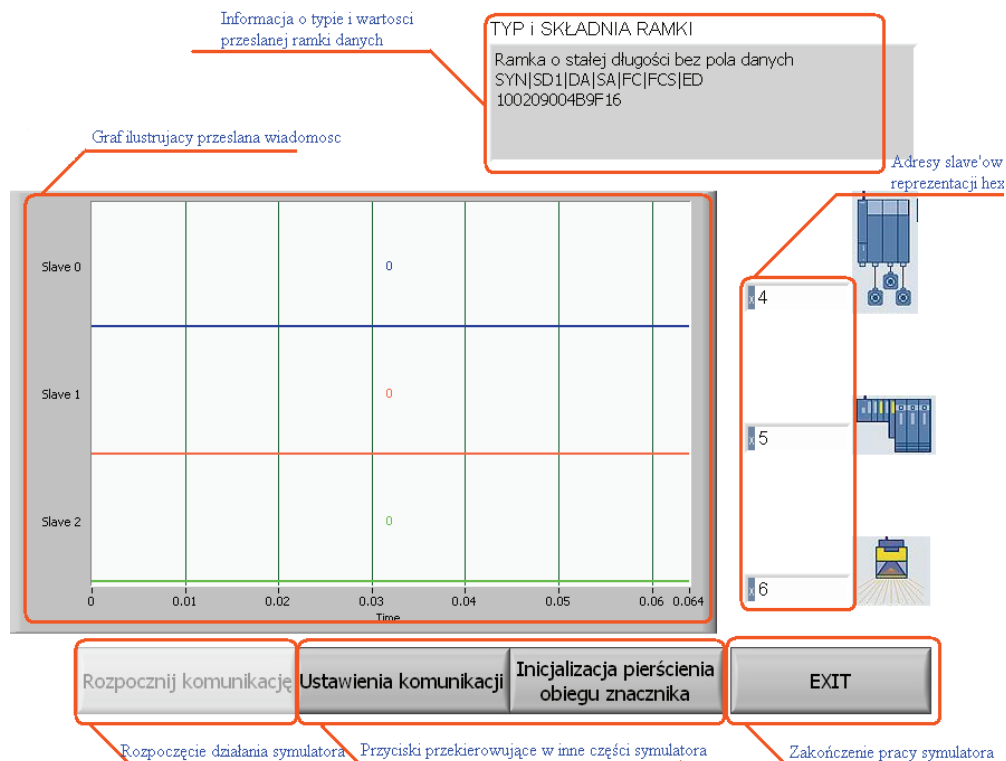
2. PRZYKŁADOWE ELEMENTY APLIKACJI MAINPROFIBUS

2.1. PODSTAWOWE STRUKTURY

Aplikacja modeluje działanie komunikacji pomiędzy urządzeniami Master i Slave w czterech przypadkach: praca poprawna, inicjalizacja komunikacji, utrata znacznika (tokena) w pierścieniu oraz podstawowe ustawienia magistrali (rys. 1). Program napisano w dwóch pętlach używając wielu zagnieżdżeń subVI. Pętla znacznika z częstotnością 1000 ms zmienia położenie znacznika a jej działanie aktywowane jest po wykonaniu ustawień w pętli głównej przechowującej dane o kolejności urządzeń Master w odpowiednich rejestrach, co jest warunkiem przekazywania znacznika zgodnie z priorytetami adresowymi. Pętla główna programu wykorzystuje architekturę maszyny stanów aktywną na zdarzenia wywoływane przez użytkownika. W tej architekturze podstawowymi składnikami są: pętla While zapewniająca ciągłość przejść między stanami, rejestr przesuwany zawierający aktualny stan maszyny oraz struktura Case odpowiadająca poszczególnym stanom. W implementacji pętli głównej aplikacji stany reprezentowane są, jako składowe zmiennej typu Enum [1], [13], [15].

Po uruchomieniu aplikacji wybierany jest stan „rozpoczęcie”, w którym zmiennym przypisane są wartości domyślne i ustawiane właściwości przycisków w panelu użytkownika Stan „bezczywność” jest stanem odniesienia, w którym umieszczona jest struktura „zdarzeniowa” reagująca na zdarzenia wywoływane przez kontrolki z obiektu Front Panel takie jak: ustawienia, inicjalizacja, zmiana adresów urządzeń Slave, i inne.

Realizację stanu bezczynności uzyskano przez wykorzystanie w strukturze zdarzeniowej elementu z aplikacji Timeout z częstotnością domyślną dla tej struktury. Definiowane są zdarzenia zmian wartości następujących kontrolki: inicjalizacja, ustawienia, start, exit, wyslij, zmiana adresu odbiorcy (urządzenia Slave).



Rys. 1. Panel ustawień symulatora

Stan „wyślij realizuje wysyłanie ramki danych od urządzenia Master do określonego urządzenia Slave wywołując subVI: ramka.vi i subVI: string-to-digital.vi.

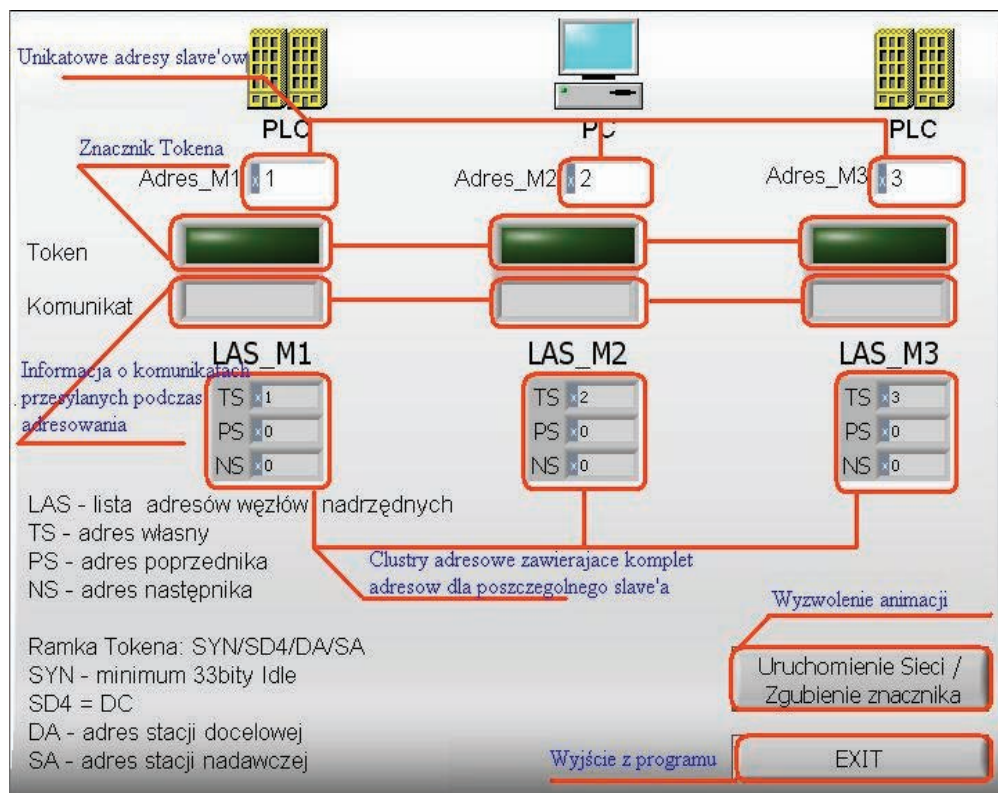
Stan „zakończ” kończy pracę aplikacji po aktywacji zdarzenia EXIT w panelu użytkownika.

2.2. ADRESOWANIE URZĄDZEŃ MASTER

Adresowanie urządzeń Master jest wewnętrzną aplikacją programu głównego odpowiedzialną za inicjalizację obiegu znacznika w pierścieniu logicznym (z aktywnym panelem użytkownika przedstawionym na rys. 2). W poszczególnych stanach realizowane są następujące akcje:

- stan **start** realizuje powtórny inicjalizację zmiennych do wartości domyślnych oraz uruchamia bufor przechowujący adresy urządzeń Master. Dla zmiennych zastosowano referencję do kontrolki znajdujących się na panelu użytkownika programu głównego. Takie rozwiązanie umożliwia zarówno pobieranie aktualnej wartości, jak i ich nadpisywanie,

- stan **bezczynność** wykorzystuje struktury zawierające obsługę następujących zdarzeń dotyczących zmiany wartości kontrolek: „exit”, „inicjalizacja” (przejście do stanu „inicjalizacja_ring” maszyny stanów), „A_M1” do „A_M3” (dodanie do bufora adresów urządzeń Master adresu przypisanego do wymienionych zmiennych),
 - stan **inicjalizacja_ring** rozpoczyna obieg znacznika w pierścieniu,
 - stan **stop** wykonuje czynności kończące pracę programu (np. przypisanie wartości zmiennych do zmiennych globalnych, zamknięcie panelu użytkownika).
- Główny panel użytkownika przedstawiono, wraz z opisem, na rys. 3.



Rys. 2. Inicjalizacja obiegu znacznika w pierścieniu logicznym

niezbędnych ustawień (np. parzystość lub jej brak, prędkość transmisji). Wstępne czynności poprzedzają inicjalizację obiegu znacznika w pierścieniu logicznym, przy czym urządzenie Master o najniższym adresie ma najwyższy priorytet. Składowe komunikatu do urządzeń typu Slave zawierają typ ramki, jej zawartość i adres. Podstawowym zagadnieniem w realizacji aplikacji w LabVIEW jest typ zmiennej stałoprzecinkowej o długości 64 bitów przy wymaganiach standardu PROFIBUS często przekraczających tą wartość. Problem rozwiązano sklejając dane w odpowiednich etapach tworzenia ramki, co jednak powoduje dodatkowe przekształcenia typów danych, szczególnie widoczne przy obliczaniu sumy CRC.

LITERATURA

- [1] CHRUSCIEL M., *LabVIEW w praktyce*, BTC, Legionowo 2008.
- [2] DEREŃ A., *Zastosowanie sieci przemysłowych*, Turck, Warszawa 2003.
- [3] MIELCZAREK W., *Interfejsy cyfrowe*, Helion, 2004
- [4] NAWROCKI W., *Rozproszone systemy pomiarowe*, WKŁ, Warszawa 2006.
- [5] [<http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/en/nid/201711>]
- [6] <http://www.imne.pwr.wroc.pl/> Krzysztof PODLEJSKI, Krzysztof BRUNICKI, „Zagadnienie komunikacji między sieciami przemysłowymi” PNIMNIPE.
- [7] www.profibus.org.pl
- [8] www.profibus.com
- [9] www.automation.com
- [10] www.prosoft-technology.com
- [11] <http://www.lumel.com.pl>
- [12] www.LabVIEW.pl
- [13] www.eti.pg.gda.pl
- [14] <http://www.ni.com>
- [15] <http://m6.mech.pk.edu.pl>
- [16] <http://www.ee.pw.edu.pl>
- [17] <http://automatykab2b.pl>
- [18] <http://www.anybus.com>

MODELLING STANDARD PROFIBUS IN LABVIEW

Modelled standard PROFIBUS of simulator mainPROFIBUS. Shown communication between master and slave devices. Describes the basic structure of the program, addressing the master and slave devices.

SPIS RZECZY

Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA, Marcin KAMIŃSKI, Analiza porównawcza wybranych neuroregulatorów prędkości dla napędu z połączeniem sprzężystym – opis zastosowanych modeli	3
Marcin KAMIŃSKI, Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA, Analiza porównawcza wybranych neuroregulatorów prędkości dla napędu z połączeniem sprzężystym – wyniki badań	14
Bronisław FIRAGO, Analysis of frequency-controlled induction motor at higher than rated frequencies and a constant stator voltage	30
Piotr SOBAŃSKI, Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA, Zastosowanie redundantnego falownika napięcia w układzie napędowym z silnikiem indukcyjnym	44
Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA, Piotr SOBAŃSKI, Przegląd dwupoziomowych falowników napięcia odpornych na uszkodzenia tranzystorów IGBT	54
Piotr SOBAŃSKI, Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA, Analiza i diagnostyka uszkodzeń tranzystorów w przekształtniku sieciowym AC/DC	70
Grzegorz TARCHAŁA, Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA, Ekwiwalentne sterowanie ślizgowe prędkością kątową silnika indukcyjnego	82
Piotr DERUGO, Analiza wpływu konkurencyjnych warstw Petriego na działanie regulatora neuronowo-rozmytego	97
Piotr DERUGO, Krzysztof SZABAT, Zastosowanie adaptacyjnej sieci falkowej do regulacji prędkości silnika prądu stałego	111
Piotr DERUGO, Mateusz DYBKOWSKI, Analiza wpływu wartości początkowych wektora wag na pracę bezczujnikowego układu adaptacyjnego sterowania DTC-SVM	120
Krzysztof DRÓŻDŹ, Marcin KAMIŃSKI, Piotr J. SERKIES, Krzysztof SZABAT, Zastosowanie sieci neuronowych do estymacji prędkości napędu elektrycznego z silnikiem synchronicznym z magnesami trwałymi	132
Krzysztof DRÓŻDŹ, Optymalizacja rozmytego filtra Kalmana przy wykorzystaniu algorytmów genetycznych	141
Krzysztof DRÓŻDŹ, Identyfikacja parametrów układu dwumasowego za pomocą rozmytego filtra Kalmana	156
Krzysztof P. DYRCZ, Marcin SKÓRA, Szybkie prototypowanie układów sterowania z wykorzystaniem nowoczesnych mikroprocesorowych zestawów uruchomieniowych	170
Paweł EWERT, Czesław T. KOWALSKI, Wykrywanie uszkodzeń w zanurzonych agregatach pompowych z silnikami indukcyjnymi	181
Paweł EWERT, Czesław T. KOWALSKI, Marcin WOLKIEWICZ, Model polowo-obwodowy silnika indukcyjnego ze zwarciami zwojowymi	194
Piotr GAJEWSKI, Krzysztof PIENKOWSKI, Modelowanie i analiza elektrowni wiatrowej z generatorem PMSG	207
Marcin KAMIŃSKI, Estymacja zmiennych stanu układu dwumasowego za pomocą modeli neuronowych	222
Bogusław KAROLEWSKI, Modelowanie wpływu małej elektrowni wodnej na sieć	239

Kamil KLIMKOWSKI, Mateusz DYBKOWSKI, Wpływ uszkodzenia tranzystora IGBT przeksztaltnika częstotliwości na pracę napędu indukcyjnego	249
Kamil KLIMKOWSKI, Mateusz DYBKOWSKI, Układy napędowe z silnikami indukcyjnymi sterowane metodami wektorowymi DFOC oraz DTC-SVM odporne na uszkodzenia przemiennika częstotliwości	260
Kamil KLIMKOWSKI, Mateusz DYBKOWSKI, Analiza wpływu uszkodzeń czujników prądu stojana na pracę wektorowego układu napędowego – koncepcja układu odpornego	270
Sebastian KNYCHAS, Tłumienie drgań skrętnych dwumasowego układu napędowego pracującego w adaptacyjnej strukturze sterowania z neuronowo-rozmytymi regulatorami typu TSK	282
Jacek LISTWAN, Mateusz DYBKOWSKI, Krzysztof PIENKOWSKI, Analiza wrażliwości wybranych estymatorów zmiennych stanu na błędną identyfikację parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego	293
Petr ORSÁG, Stanislav KOČMAN, The influence of the voltage unbalance and voltage variations on operation characteristics of an electrical drive with an induction motor	308
Piotr SERKIES, Predykcyjne sterowanie pozycją w napędzie indukcyjnym z połączeniem sprzężystym	321
Piotr SERKIES, Dobór długości horyzontu predykcji wyjść i sterowań regulatora predykcyjnego w napędzie z połączeniem sprzężystym	332
Marcin SKÓRA, Porównanie strategii sterowania prądem silnika PM BLDC. Badania symulacyjne	344
Marcin SKÓRA, Czesław T. KOWALSKI, Wpływ uszkodzeń czujników położenia wirnika na pracę napędu z silnikiem PM BLDC	357
Karol WRÓBEL, Struktura sterowania układem trójmasowym z regulatorem stanu	367
Karol WRÓBEL, Piotr SERKIES, Zastosowanie sterowania predykcyjnego w układzie trójmasowym	376
Marcin WOLKIEWICZ, Grzegorz TARCHAŁA, Czesław T. KOWALSKI, Monitorowanie stanu uzwojeń stojana w zamkniętej strukturze sterowania prędkością silnika indukcyjnego	387
Paweł ZALAS, Ludwik ANTAL, Magnetoelektryczny silnik małej mocy wzbudzany magnesami hybrydowymi	401
Maciej GWOŹDZIEWICZ, Jan ZAWILAK, Dwukierunkowy jednofazowy silnik synchroniczny z magnesami trwałymi	408
Adam GOZDOWIAK, Piotr KISIELEWSKI, Model turbiny parowej z regulatorem	413
Adam GOZDOWIAK, Piotr KISIELEWSKI, Modelowanie układu regulacji mocy czynnej turbogeneratora	421
Maciej GWOŹDZIEWICZ, Starting properties of single-phase line-start permanent magnet synchronous motor	428
Stanisław AZAREWICZ, Adam ZALAS, Paweł ZALAS, Awaryjne stany pracy silników indukcyjnych pierścieniowych	434
Marek CIURYS, Ignacy DUDZIKOWSKI, Silnik bezszczotkowy o wirniku kubkowym	445
Tomasz JANTA, Pomiarowe potwierdzenie izotropii magnetycznej dielektromagnetyku	453
Daniel DUSZA, Zdzisław NAWROCKI, Przekładnik prądowy Brooksa i Holtza i z modyfikacją Bayajiana i Skaetsa	461
Daniel DUSZA, Bartłomiej RZEPECKI, Magnetizing current effect minimization in current transformers	469
Piotr MADEJ, Zmieniony schemat zastępczy przetwornika napięciowego i wyznaczenie jego parametrów	477
Krzysztof PODLEJSKI, Tomasz JOKIEL, Bezprzewodowa transmisja danych w standardzie ZigBee – stanowisko laboratoryjne	488

Grzegorz KOSOBUDZKI, Pomiar parametrów krótkotrwałych zapadów napięcia	498
Tomasz SIKORSKI, Grzegorz KOSOBUDZKI, Marek ZENGER, Zaburzenia jakości energii elektrycznej w sieciach dystrybucyjnych	506
Mateusz PUSTUŁKA, Jan IŻYKOWSKI, Mirosław ŁUKOWICZ, Zastosowanie sztucznych sieci neuronowych do lokalizacji zwarć łukowych w liniach elektroenergetycznych w warunkach nasycenia przekładników prądowych	514
Wiesław STOPCZYK, Zdzisław NAWROCKI, Sterowanie trójfazowego mostka tyrystorowego przy odkształconym napięciu zasilającym	526
Paweł PTASZNIK, Expert system approach in designing knowledge-based controller	540
Krzysztof PODLEJSKI, Jarosław SZAFRAN, Modelowanie standardu PROFIBUS w środowisku LabVIEW	550

CONTENTS

Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA, Marcin KAMIŃSKI, Comparative analysis of chosen neuro-controllers for the drive system with elastic joint – description of tested models	3
Marcin KAMIŃSKI, Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA, Comparative analysis of chosen neuro-controllers for the drive system with elastic joint – tests results	14
Bronislav FIRAGO, Analysis of frequency-controlled induction motor at higher than rated frequencies and a constant stator voltage	30
Piotr SOBAŃSKI, Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA, Application of redundant voltage inverter in induction motor drive	44
Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA, Piotr SOBAŃSKI, Survey on two-level voltage inverters robust to IGBT faults	54
Piotr SOBAŃSKI, Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA, Analysis and diagnosis of IGBT faults in AC/DC line side converter	70
Grzegorz TARCHAŁA, Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA, Equivalent sliding-mode control of the induction motor speed	82
Piotr DERUGO, Analysis of competitive Petri layers impact on fuzzy Mamdani type regulator performance	97
Piotr DERUGO, Krzysztof SZABAT, Application of the wavelet network to speed control of DC motor	111
Piotr DERUGO, Mateusz DYBKOWSKI, Analysis of impact of initial weight vector values on work of the adaptive sensorless DTC-SVM control system	120
Krzysztof DRÓZDŹ, Marcin KAMIŃSKI, Piotr J. SERKIES, Krzysztof SZABAT, Application of neural networks for state variables estimation of drive with permanent magnet synchronous motor	132
Krzysztof DRÓZDŹ, Application of the genetic algorithms for optimization of the fuzzy Kalman filter	141
Krzysztof DRÓZDŹ, Identification of mechanical parameters of the two-mass system using fuzzy Kalman filter	156
Krzysztof P. DYRCZ, Marcin SKÓRA, Rapid prototyping of control systems using modern evaluation tools	170
Paweł EWERT, Czesław T. KOWALSKI, Detection of the damage of the submerged pump aggregates with induction motors	181
Paweł EWERT, Czesław T. KOWALSKI, Marcin WOLKIEWICZ, Field-circuit mathematical model of the induction motor with shorted turns in the stator winding	194
Piotr GAJEWSKI, Krzysztof PIENKOWSKI, Modeling and analysis of wind power system with PMSG generator	207
Marcin KAMIŃSKI, Estimation of state variables of two-mass system using neural models	222
Bogusław KAROLEWSKI, Modeling the impact of low hydroelectric power station on supply network	239

Kamil KLIMKOWSKI, Mateusz DYBKOWSKI, Influence of IGBT transistor fault in frequency inverter to the performance of the induction motor drive	249
Kamil KLIMKOWSKI, Mateusz DYBKOWSKI, Fault tolerant induction motor drives with vectorial control methods DFOC and DTC-SVM for a frequency inverter	260
Kamil KLIMKOWSKI, Mateusz DYBKOWSKI, Influence of the stator current sensors faults to the performance of vector controlled induction motor drive – concept of fault tolerant structure	270
Sebastian KNYCHAS, Damping of the torsional vibrations of the two-mass drive system working in adaptive control structure with TSK neuro-fuzzy controller	282
Jacek LISTWAN, Mateusz DYBKOWSKI, Krzysztof PIENKOWSKI, Sensitivity analysis of selected state variable estimators for improper identification of equivalent circuit parameters of an induction motor	293
Petr ORSÁG, Stanislav KOCMAN, The influence of the voltage unbalance and voltage variations on operation characteristics of an electrical drive with an induction motor	308
Piotr SERKIES, Predictive position control of the induction drive with elastic coupling two-mass system	321
Piotr SERKIES, Selection of the outputs and control prediction horizon length for predictive controller in the drive with elastic coupling	332
Marcin SKÓRA, Comparison of current control strategy of PM BLDC motor. Simulation research	344
Marcin SKÓRA, Czesław T. KOWALSKI, Impact of the rotor position sensor failure to the PM BLDC drive	357
Karol WRÓBEL, Control of the three-mass system using state controller	367
Karol WRÓBEL, Piotr SERKIES, Application of the model predictive control for three-mass drive system	376
Marcin WOLKIEWICZ, Grzegorz TARCHAŁA, Czesław T. KOWALSKI, Stator winding condition monitoring in a field-oriented control of induction motor drive	387
Paweł ZALAS, Ludwik ANTAL, Magnetolectric low power synchronous motor with hybrid magnets – production technology	401
Maciej GWOŹDZIEWICZ, Jan ZAWILAK, Two-directional single-phase synchronous motor	408
Adam GOZDOWIAK, Piotr KISIELEWSKI, Model of steam turbine with regulator	413
Adam GOZDOWIAK, Piotr KISIELEWSKI, Modeling of the turbogenerator active power control system	421
Maciej GWOŹDZIEWICZ, Starting properties of single-phase line-start permanent magnet synchronous motor	428
Stanisław AZAREWICZ, Adam ZALAS, Paweł ZALAS, Emergency operation of slip-ring induction motors	434
Marek CIURYS, Ignacy DUDZIKOWSKI, Brushless DC motor with a cup-rotor	445
Tomasz JANTA, Measurement confirmation of magnetic isotropy of dielectromagnetics	453
Daniel DUSZA, Zdzisław NAWROCKI, Brooks and Holtz and with Bayajian and Skaets modification current transformer	461
Daniel DUSZA, Bartłomiej RZEPECKI, Magnetizing current effect minimization in current transformers	469
Piotr MADEJ, Revised the equivalent circuit of the voltage transmitter and determination its parameters	477
Krzysztof PODLEJSKI, Tomasz JOKIEL, Wireless data transmission standard ZigBee – laboratory stand	488
Grzegorz KOSOBUDZKI, Measurement of the parameters of short-term voltage dips	498

Tomasz SIKORSKI, Grzegorz KOSOBUDZKI, Marek ZENGER, Disturbances of power quality in distribution system	506
Mateusz PUSTUŁKA, Jan IŻYKOWSKI, Mirosław ŁUKOWICZ, Arc fault location on power transmission lines under saturation of current transformer based on artificial neural network	514
Wiesław STOPCZYK, Zdzisław NAWROCKI, Control of three-phase thyristor bridge powered by deformed voltage supply	526
Paweł PTASZNIK, Expert system approach in designing knowledge-based controller	540
Krzysztof PODLEJSKI, Jarosław SZAFRAN, Modelling standard PROFIBUS in LabVIEW	550