

Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów  
i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej

**70**

---

Seria:  
Studia i Materiały

**34**

## **Zagadnienia maszyn, napędów i pomiarów elektrycznych**

---



Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej · Wrocław 2014

## Recenzenci

Stefan BROCK, Marek CIURYS, Mateusz DYBKOWSKI, Krzysztof DYRCZ, Dariusz JANISZEWSKI, Przemysław JASZAK, Marcin KAMIŃSKI, Bogusław KAROLEWSKI, Grzegorz KOSOBUDZKI, Marcin KOWOL, Jerzy LESZCZYŃSKI, Zdzisław NAWROCKI, Sebastian OBERHAUSEN, Tomasz PAJCHROWSKI, Leszek PAWLACZYK, Marcin PAWLAK, Tomasz SIKORSKI, Krzysztof SZABAT, Grzegorz TARCHAŁA, Grzegorz WIŚNIEWSKI, Marcin WOLKIEWICZ, Piotr ZIENTEK

## Kolegium Redakcyjne

Ludwik ANTAL – redaktor naczelny, Mateusz DYBKOWSKI – redaktor tematyczny, Grzegorz KOSOBUDZKI – redaktor tematyczny, Czesław KOWALSKI, Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA, Paweł ZALAS – redaktor tematyczny, Jan ZAWILAK

## Rada Programowa

Pavel BRANDŠTETTER – Technical University of Ostrava, Czech Republic, Stephen DODDS – East London University, United Kingdom, Viliam FEDAK – Technical University of Košice, Slovak Republic, Bronislav FIRAGO – Belarusian National Technical University – Republic of Belarus, Kazimierz GIERLOTKA – Politechnika Śląska, Polska, Lech GRZESIAK – Politechnika Warszawska, Polska, Jacek KABZIŃSKI – Politechnika Łódzka, Polska, Stefan KULIG – TU Dortmund University, Germany, Marian ŁUKANISZYN – Politechnika Opolska, Polska, Vitezslav STYSKALA – Technical University of Ostrava, Czech Republic, Roman MUSZYŃSKI, Politechnika Poznańska, Polska, Sergey RYVKIN – Russian State University for Humanities, Russia, Ryszard ROSKOSZ – Politechnika Gdańska, Polska, Wojciech SZELAĞ – Politechnika Poznańska, Polska, Jan VITTEK – University of Žilina, Slovak Republic

Wydrukowano na podstawie dostarczonych materiałów

Wszelkie prawa zastrzeżone. Żadna część niniejszej książki, zarówno w całości, jak i w 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 2014

OFICYNA WYDAWNICZA POLITECHNIKI WROCŁAWSKIEJ

Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław

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

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

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

ISSN 1733-0718

Druk i oprawa: EXPOL, P. Rybiński, J. Dąbek, sp.j., ul. Brzeska 4, 87-800 Włocławek  
tel. 54 232 37 23, e-mail: [sekretariat@expol.home.pl](mailto:sekretariat@expol.home.pl)

*induction motor, Direct Torque Control,  
Flux-Space-Vector Modulation, field weakening control*

Khanh NGUYEN THAC\*, Teresa ORLOWSKA-KOWALSKA\*\*

## **CONTROL OF THE DTC-FSVM BASED INDUCTION MOTOR DRIVE IN A WIDE SPEED RANGE**

In this paper the direct flux and torque control structure based on Flux-error Space Vector Modulation (DTC-FSVM) has been analyzed and compared to a classical DTC-SVM system. The control structures have been tested in a wide speed range including field weakening algorithm based on the voltage and current limits of the voltage inverter and the induction motor. The proposed control strategies are verified through simulation with a 3 kW induction motor drive.

### **1. INTRODUCTION**

Induction motors (IM) due to their operational reliability, small size and low cost in comparison to DC motors and permanent magnet synchronous motors, are continuously most popular among the electrical motors applied in the industry [6], [9]. However, the complicated mathematical model of the induction motor entails that complex control methods and structures must be used to obtain the dynamic behavior of these drives similar to classical DC motor drives with cascade control structure. Presently the quite matured control methods, which ensure excellent dynamics of the IM drive, are Field Oriented Control (FOC) and Direct Torque Control (DTC) methods [2]–[4], [6], [9], [13]. Both techniques can be considered as high performance vector controllers based on the decoupling of motor flux and torque. The DTC systems, which were first introduced in the middle of 1980s, ensure a very quick and precise torque control response with relatively simple control structure based on hysteresis controllers for the stator flux and electromagnetic torque [3], [9], [13]. However, classical DTC method has several disadvantages, from which the most

---

\* Department of Electrical and Electronic Engineering, Hanoi University of Mining and Geology, Duc Thang Ward, Bac Tu Liem District, Hanoi, Vietnam, e-mail: nguyenthackhanh@humg.edu.vn

\*\* Institute of Electrical Machines, Drives and Measurements, Wrocław University of Technology, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, Poland, e-mail: teresa.orlowska-kowalska@pwr.wroc.pl

important is a variable switching frequency. Nowadays, apart from classical DTC method, based on the voltage switching table (ST-DTC), some new direct torque control techniques have been developed [4]–[6]. The overview of the DTC methods was presented in [6].

Simple structure and very good dynamic behavior are main features of classical ST-DTC based schemes. On contrary, the DTC techniques based on Space-Vector-Modulation ensure constant switching frequency, but the control structure is more complicated and first of all contains PI controllers and requires vector transformation of coordinate systems. In these schemes the reference voltage vector is generated based on the torque and flux errors. This reference voltage vector is next utilized for generating inverter switching states using the principle of SVM (Space Vector Modulation).

Recently a novel approach of the direct flux and torque control with SVM has been proposed [12], which consists in replacing the reference voltage vector by reference stator flux-error vector, which is called Flux-error Space Vector Modulation (F-SVM). The stator flux-error vector is used as a main variable for calculation IGBT switching-on times of the VSI (Voltage Source Inverter).

The effectiveness of this control concept has been tested in this paper in a wide speed range of the IM drive system, especially in the field-weakening (FW) region. In these tests the FW method, which ensures maximum DC bus voltage utilization is used. Taking into account a voltage limit and a current limit of inverter and induction motor in FW region (as in [7], [8]), a control strategy for FW-operation-based DTC-FSVM method with maximum torque capability algorithm is presented. The control scheme utilizes the stator flux components as control variables and decreases the d-component of the stator flux as soon as the voltage corresponding to the maximum torque achievable at a given speed tends to exceed the maximum voltage.

## 2. PRINCIPLE OF THE FLUX-ERROR SPACE VECTOR MODULATION

The stator flux vector control method relies directly on the Faraday's law. Under space vector theory, this law can be written as,  $\mathbf{u}_{ind} = T_N d\boldsymbol{\psi}_s / dt$ , i.e. the rate of change of the stator flux vector  $\boldsymbol{\psi}_s$  is equal to the induced voltage vector ( $\mathbf{u}_{ind}$ ). If stator winding resistance is negligible, the induced voltage is equal to the applied stator voltage ( $\mathbf{u}_s$ ).

In discrete time domain, this equation can be interpreted as

$$\Delta\boldsymbol{\psi}_s = \mathbf{u}_s T_s / T_N = \mathbf{u}_s \tau_s, \quad (1)$$

where,  $T_s$  is a sampling time period in [s] and  $T_N = 1/\Omega_b$  is the nominal time constant in [s], therefore  $\tau_s$  is defined as *relative sampling time period* in [p.u.].

A vector displacement  $\Delta\boldsymbol{\Psi}_s^*$  is based on an error between actual  $\boldsymbol{\Psi}_{s(k)}$  and predicted  $\boldsymbol{\Psi}_{s(k+1)}$  stator flux vectors (Fig. 1a) [12]; it can be obtained by applying a voltage vector  $\mathbf{u}_s^*$  for a time  $\tau_s$  (Fig. 1b). In three phase voltage space vector controlled VSI, the stator flux-error vector can be defined as:

$$\Delta\boldsymbol{\Psi}_s^* = \mathbf{u}_s^* \tau_s = (\mathbf{u}_R \tau'_R + \mathbf{u}_L \tau'_L + \mathbf{u}_0 \tau'_0), \quad (2)$$

where:  $\mathbf{u}_R, \mathbf{u}_L$  are the right and left adjacent active voltage vectors in a given sector;  $\mathbf{u}_0$  – the zero voltage vectors;  $\tau'_R, \tau'_L, \tau'_0$  normalized ( $\tau' = t/T_N$ ) switching-on times of the right, left and the zero voltage vectors respectively.

In Fig. 1, the stator flux-error vector can be defined by modulus  $\Delta\psi_s^* = |\Delta\boldsymbol{\Psi}_s^*|$  and argument  $\gamma_s$ . In a steady state, with the assumption that stator flux  $\psi_s$  and stator frequency are constants, the stator flux-error vector components can be calculated as:

$$|\Delta\boldsymbol{\Psi}_s^*| = \Delta\psi_s^* = 2|\boldsymbol{\Psi}_s| \sin\left(\frac{1}{2}\omega_s \tau_s\right), \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \gamma_s &= \left[ \pi - \left( \frac{1}{2}\pi - \frac{1}{2}\omega_s \tau_s \right) + \varepsilon \right] \\ &= \frac{1}{2}\pi + \frac{1}{2}\omega_s \tau_s + \varepsilon. \end{aligned} \quad (4)$$

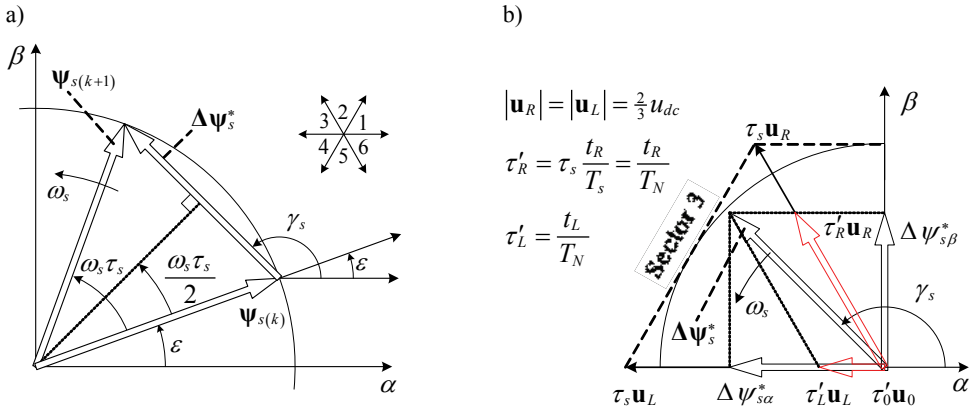


Fig. 1. Trajectory of the stator flux-error vector: a) definition of the stator flux-error vector, b) stator flux-error vector in specific voltage sector

For a small value of the sampling time interval, the product  $\omega_s \tau_s$  will be very small. Therefore,  $\sin\left(\frac{1}{2} \omega_s \tau_s\right) \approx \frac{1}{2} \omega_s \tau_s$ . For example, at angular velocity  $\omega_s = 1$  [p.u.], if sampling time period  $T_s$  is 1 ms, then the difference between actual value  $\sin\left(\frac{1}{2} \omega_s \tau_s\right)$  and its approximation  $\frac{1}{2} \omega_s \tau_s$  is less than 0.2%. So, the stator flux-error modulus in equation (3) can be simplified as:

$$\Delta\psi_s^* = \omega_s \tau_s \psi_s^*. \quad (5)$$

Similarly to the well know Voltage Space Vector Modulation (V-SVM) method, with reference stator voltage vector as an input information, in Flux Space Vector Modulation (F-SVM) method the stator flux-error  $\Delta\psi_s^*$  can be used as an input information.

In the presented F-SVM, three operation regions are used (like in V-SVM strategy): linear region, overmodulation (divided into region I and region II) and six-step mode. An operation region is defined by modulation index (6):

$$M_i = \frac{\Delta\psi_s^*}{\frac{2}{\pi} \tau_s u_{dc}} \quad (6)$$

where,  $\Delta\psi_s^*$  – stator flux-error vector module;  $u_{dc}$  – DC link voltage.

Operation regions dependent on modulation index values are shown in the Table 1.

Table 1. Operation regions dependent on modulation indexes

Operation regions			
Linear	Overmodulation		Six-step
	Region I	Region II	
$0 \leq M_i < 0.907$	$0.907 \leq M_i < 0.952$	$0.952 \leq M_i < 1$	$M_i = 1$

In the linear operation region, switching-on times can be calculated as follows.

$$t_R = T_s \frac{3 M_i \sin(\pi/3 - \alpha)}{\pi \sin(\pi/3)}, \quad (7a)$$

$$t_L = T_s \frac{3 M_i \sin(\alpha)}{\pi \sin(\pi/3)}, \quad (7b)$$

$$t_0 = T_s - (t_R + t_L). \quad (7c)$$

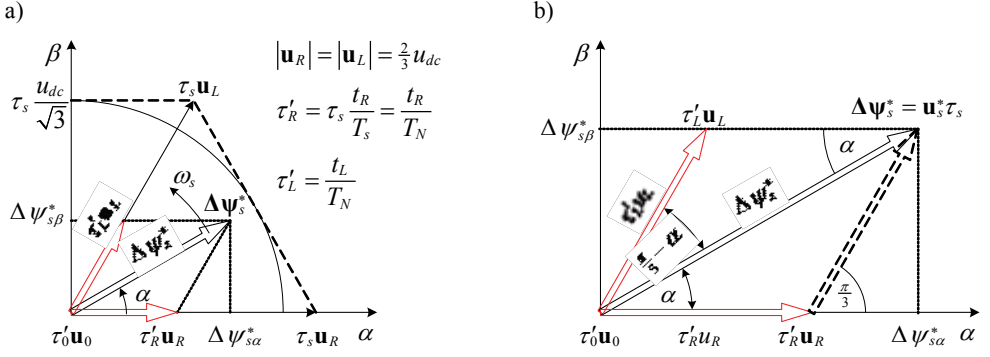


Fig. 2. Flux-error vector modulation in the linear region

In the Fig. 2 an illustration of the Flux-error Vector Modulation in the linear region is given. The overmodulation and six-step operation modes are used in the drive system to enable the full DC link voltage utilization of the converter (details on the overmodulation algorithm was shown in [13]).

### 3. DIRECT TORQUE CONTROL WITH FLUX-ERROR SPACE VECTOR MODULATION

In the closed-loop flux and torque control methods based on Stator-Flux-Orientation (SFO), the reference stator flux vector is used, therefore its angular frequency,  $\omega_{ss} = \omega_m + \omega_r$  (or position angle,  $\gamma_{ss} = 1/T_N \int \omega_{ss} dt$ ) must be known. The mechanical speed,  $\omega_m$  can be received from the encoder (or well-known speed estimators), so only slip speed must be estimated. There exist different methods for slip speed estimation, which are presented in the references [9], [13]. Thus, the stator flux vector position can be presented as:

$$\gamma_{ss} = \gamma_{ss(k-1)} + \Delta\gamma_{ss}, \quad (8)$$

where:  $\gamma_{ss(k-1)}$  – previous angle position in the last sampling time,

$\Delta\gamma_{ss} = \Delta\gamma_{ss}^{\text{stat}} + \Delta\gamma_{ss}^{\text{dyn}}$  – change of the stator flux vector position angle in the current sampling time,

$\Delta\gamma_{ss}^{\text{stat}}$  – stationary change of the stator flux vector position angle,

$\Delta\gamma_{ss}^{\text{dyn}}$  – dynamic change of the stator flux vector position angle.

General stator flux vector movement and its components are illustrated in Fig. 3.

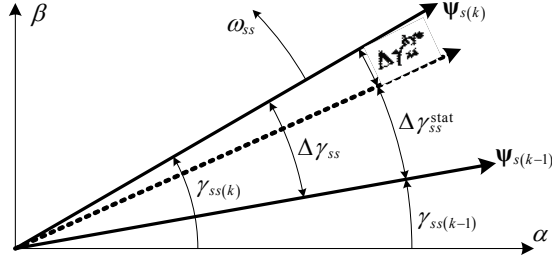


Fig. 3. Stator flux vector position components

The predictive direct stator flux vector control algorithm is proposed in [1], which is equipped with one PID controller. The aim of the controller is to estimate the slip angle,  $\Delta\gamma_{slip}$ . Another predicted value is a mechanical speed,  $\omega_{m\text{predic}}$ , which multiplied by a sampling time,  $\tau_s$ , makes mechanical angle,  $\Delta\gamma_m$ . As a result, change of the stator flux vector angle can be obtained as a sum of the mechanical and slip angles,  $\Delta\gamma_{ss} = \Delta\gamma_m + \Delta\gamma_{slip}$  and stator flux vector position (8) can be obtained as:

$$\gamma_{ss}^* = \gamma_{ss(k-1)} + \Delta\gamma_m + \Delta\gamma_{slip}. \quad (9)$$

Block diagram of this algorithm is shown in Fig. 4.

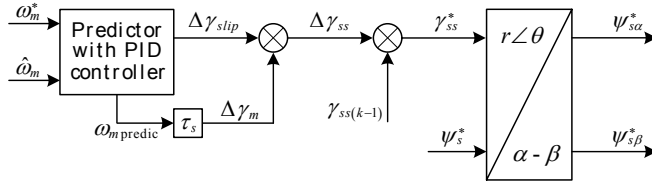


Fig. 4. Prediction of the shifted stator flux vector angle

In the reference [11] authors proved that derivative of the electromagnetic torque is proportional to the instantaneous slip angular frequency, which means we can use a PI controller to control the slip frequency in order to control the electromagnetic torque.

In the case of closed-loop flux and torque control and under constant flux ( $\psi_r = \text{const}$ ), the stator flux vector position angle  $\gamma_{ss}^*$  can be calculated as:

$$\gamma_{ss}^* = \frac{1}{T_N} \int_0^t \omega_{ss} dt = \frac{1}{T_N} \int_0^t (\omega_m + \omega_r) dt \quad (10)$$



Many schemes used this idea for calculation of the synchronous speed  $\omega_{ss}$  or stator flux vector position angle  $\gamma_{ss}$  [6, 12] (Fig. 5).

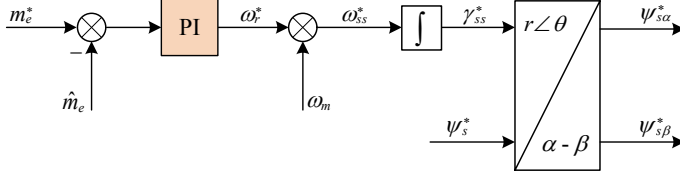


Fig. 5. Slip angular frequency generated by torque controller

Therefore, the flux position angle can be rewritten as:

$$\gamma_{ss}^* = \frac{1}{T_N} \int_0^t \omega_m dt + \frac{1}{T_N} \int_0^t \omega_r^* dt = \gamma_{m(k-1)} + \Delta\gamma_m + \Delta\gamma_{slip} \quad (11)$$

In the steady-state, under discrete time domain, the stationary angle position changes can be calculated as:

$$\Delta\gamma_{ss}^{stat} = \tau_s \omega_{ss}. \quad (12)$$

When the load torque changes, predicted flux vector position angle  $\gamma_{ss}^* = 1/T_N \int (\omega_m + \omega_r^*) dt$  deviates from the actual position angle  $\gamma_{ss} = 1/T_N \int (\omega_m + \omega_r) dt$ , and thus the dynamic angle referred to the torque change is produced  $\Delta\delta_\psi = \Delta\gamma_{ss}^{dyn}$ :

$$\Delta\gamma_{ss}^{dyn} = \gamma_{ss}^* - \gamma_{ss} = \frac{1}{T_N} \int (\omega_r^* - \omega_r) dt \quad (13)$$

Equation (13) shows, that we can obtain the dynamic position angle by a PI controller from difference of the slip angular frequency,  $\delta_{or} = \omega_r^* - \omega_r$  [5, 10] (see Fig. 6).

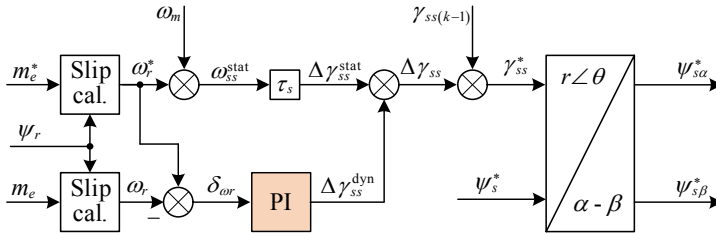


Fig. 6. Dynamic flux vector position generated by slip controller

In the Fig. 6, slip calculation blocks are based on the following expression [9]:

$$\omega_r = \frac{r_r}{\psi_r^2} m_e. \quad (14)$$

To choose the best scheme for stator flux vector position generating, in this section all presented schemes are tested and compared under steady-state and dynamical modes, in a wide speed range. The simulation results for above schemes in high speed region are presented in Fig. 7, for step changes of the load torque (from 0.5s to 0.7s the load torque is reduced 50% from the previous steady state value.)

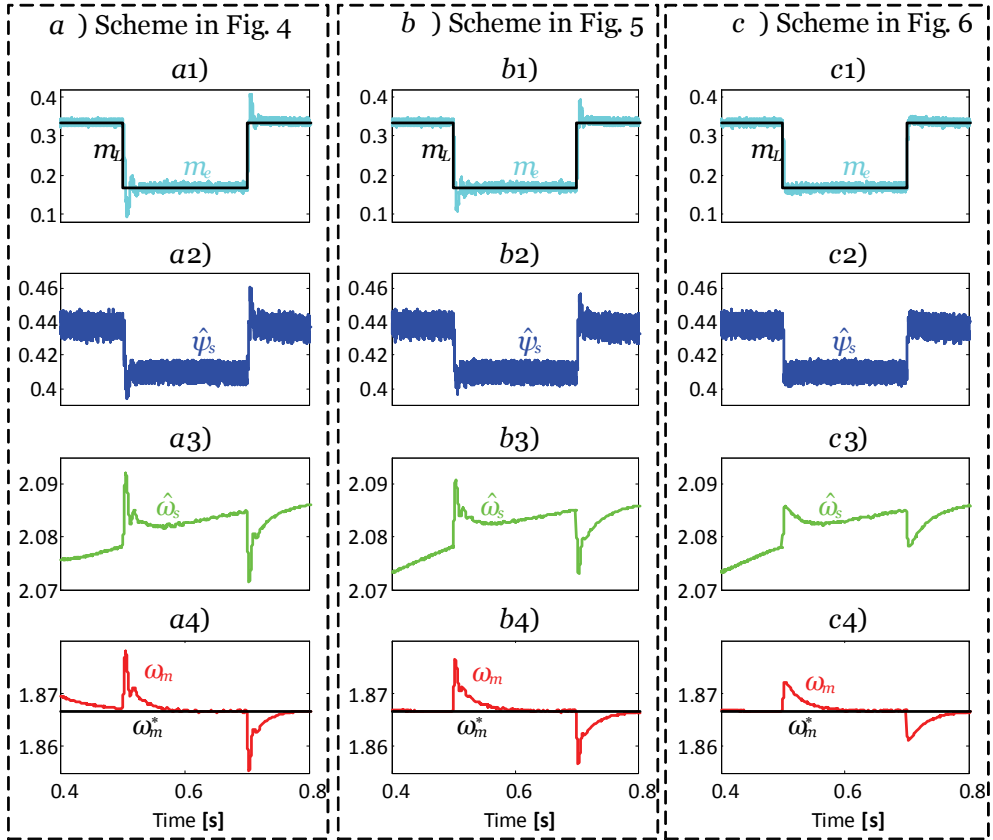


Fig. 7. Simulation results: torque (a1–c1), flux (a2–c2), stator frequency (a3–c3) and speed (a4–c4) transients under load torque changes

These simulation results show that the dynamics of the third scheme (Fig. 6) is very good. As a result, stator flux, electromagnetic torque and speed quickly respond to the reference or load torque changes if compared with other schemes (see Fig. 7c).



In the block scheme of Fig. 9, the Torque-Maximized Field Weakening (TMFW) algorithm described detail in [7], [8] is used. In this algorithm, only mechanical speed ( $\omega_m$ ) and DC link voltage ( $u_{dc}$ ) are input variables, therefore it is not dependent on the reference frame (RFO or SFO) chosen for its development.

#### 4. TEST RESULTS

In the following figures, simulation results are presented to show the comparison between two DTC structures under the same MTFW algorithm and operation conditions, such as voltage, load torque and reference speed. The test results for the classical DTC-SVM structure (with V-SVM) are plotted in the left hand side of each figure, while the results of the DTC-FSVM scheme are presented in the right hand side, respectively. All tests were performed for 3.0kW, 1400 rpm induction motor and following per-unit parameters:  $r_s = 0.0707$ ,  $r_r = 0.0637$ ,  $x_s = x_r = 1.9761$ ,  $x_M = 1.8780$ ,  $\psi_{rN} = 0.8$  (calculated according [12]). Simulations were performed for the same voltage and current limit constraints ( $u_{max} = 0.64$  [p.u.],  $i_{max} = 1.5$  [p.u.]), thus the value of the base and critical speeds were obtained as  $\omega_{mb} = 0.55$  [p.u.] and  $\omega_{mc} = 1.27$  [p.u.].

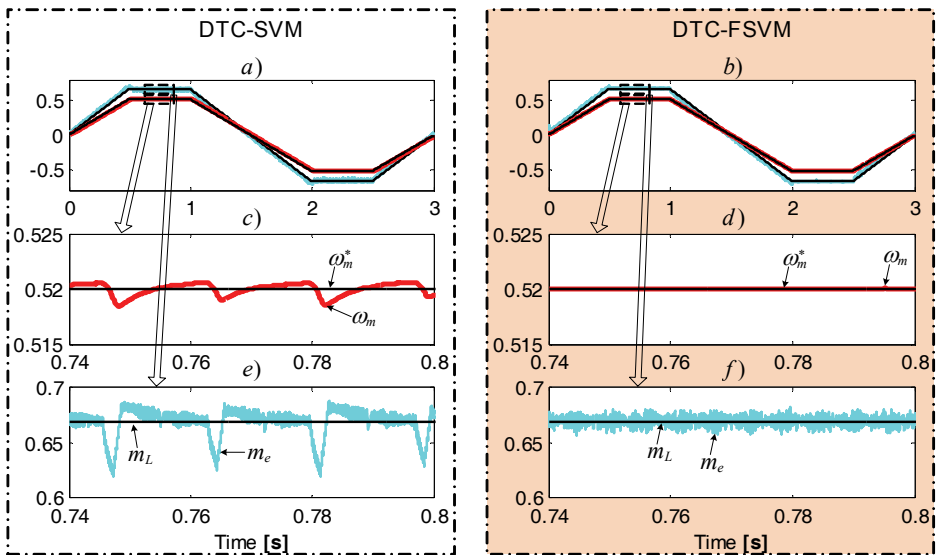


Fig. 10. Simulation results: start up, steady state at  $\omega_m = 0.52$  [p.u.] and breaking cycle in both directions: (a, b) reference and motor speed, load and motor torque, (c-f) zoom in the speeds and torques at steady state

In Fig. 10 simulation results under linear speed reference ramp start-up and steady state at  $\omega_m^* = 0.52$  [p.u.] speed (constant torque region), for maximum load torque  $m_L = m_N$  and breaking cycle in both directions are shown.

In the next Fig. 11 simulation results under linear speed reference ramp start-up and steady state at the speed  $\omega_m^* = 1.0$  [p.u.] (FW region I) and breaking cycle in both directions are presented. Maximum load torque satisfies constant power condition,  $\omega_m^* m_L = \omega_{mb} m_N$ .

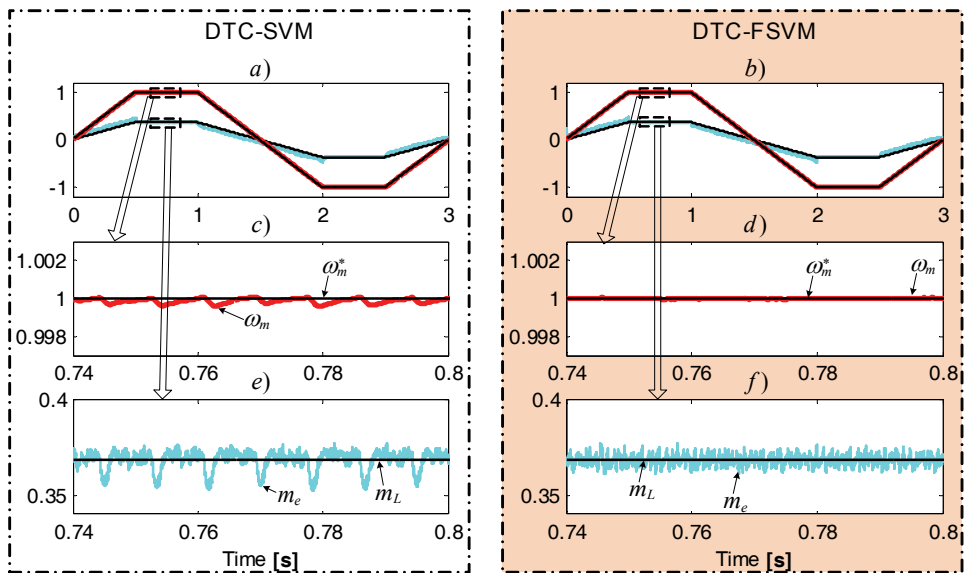


Fig. 11. Simulation results: Start up, steady state at  $\omega_m^* = 1.0$  [p.u.] and breaking cycle in both directions: (a, b) reference and motor speed, load and motor torque, (c-f) zoom in the speeds and torques at steady state

It can be seen from Fig. 10 and Fig. 11, that speed and torque transients of the DTC-FSVM scheme are much smoother than for the DTC-SVM scheme.

Next, the simulation results for the FW region II are presented in Fig. 12. In this test, linear speed reference ramp start-up, next steady state operation at the speed  $\omega_m^* = 1.8$  [p.u.] and then breaking process, with maximum steady state load torque equal  $0.175$  [p.u.] were applied for both DTC systems.

Under these operation conditions, the load torque is close to the torque limit (see Fig. 12e, f), therefore the PI controllers are working in nonlinear mode. As a result, both systems will be working in the overmodulation mode. Operation under overmodulation mode and saturation of the PI controllers cause that the DTC-SVM drive

cannot obtain maximum torque generation and reference speed also (see Fig. 12c). In comparison, the DTC-FSVM can work in dynamic mode, so in this test the VSI operates in six-step mode at steady state and system can obtain the desired speed value (see Fig. 12d).

So it is clearly seen that DTC-FSVM control structure with the flux position angle calculated according scheme of Fig. 6 give much better dynamical and static performance in the torque and speed control in the whole speed range, including overmodulation and six-step mode.

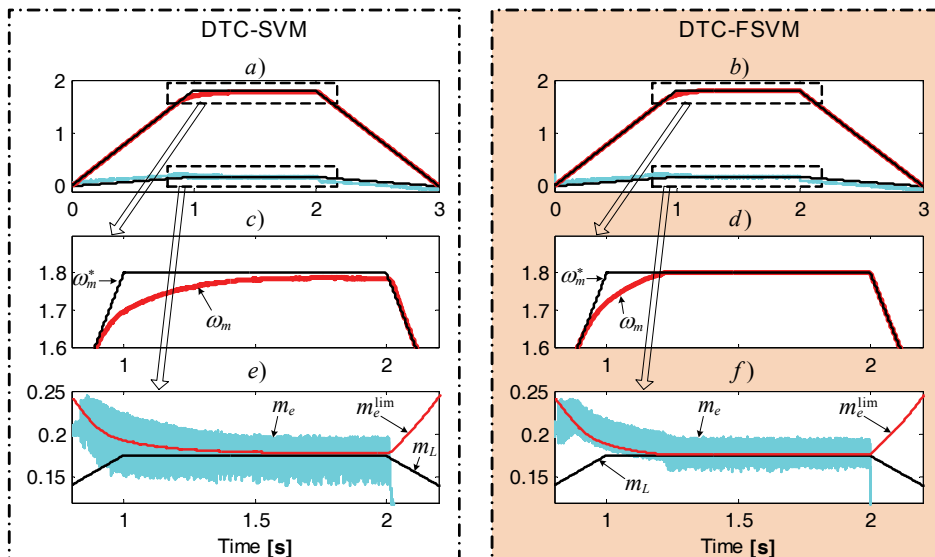


Fig. 12. Simulation results: ramp start up, steady state at  $\omega_m^* = 1.8$  [p.u.] and braking for two structures: (a, b) reference and motor speed, load and motor torque, (c-f) zoom in the speeds and torques at steady state

## 5. CONCLUSION

In this paper, the analysis of the flux-error space vector modulation (F-SVM) and three difference concepts of the flux vector position generation in the DTC-FSVM control structure of the induction motor drive are presented. The coordinate transformations, PI torque and flux controllers, which are specific for the classical DTC-SVM (with voltage space vector modulation) are eliminated and only one PI controller for slip speed is used. So, the presented configuration is very simple. In this control structure the torque-maximized flux weakening (TMFW) algorithm can be used and applied for advanced high speed applications

of VSI-fed IM drives, as for spindle and traction application. Test results shown that, the obtained drive systems can operate in a very wide speed range and have excellent torque response as well as smooth transients in the whole range of speed if compared with classical DTC-SVM structure.

#### REFERENCES

- [1] BLAHA P., VACLAVEK P., *A practical realization of PDSFC algorithm using Motorola DSP56F80X*, 2003 IEEE Int. Conf. on Industrial Technol., Maribor, Slovenia, 2003, 554–559.
- [2] BLASCHKE F., *The principle of field orientation as applied to the new TRANSVECTOR closed-loop control system for rotating field machines*, Siemens Review, 1972, No. 34, 217–220.
- [3] DEPENDBROCK M., *Direct self-control of the flux and rotary moment of a rotary-field machine*, 1987.
- [4] HABETLER T.G., PROFUMO F., PASTORELLI M., TOLBERT L.M., *Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation*, IEEE Trans. on Industry Appl., Sept.–Oct. 1992, Vol. 28, 1045–1051.
- [5] HEISING C., STAUDT V., STEIMEL A., *Speed-sensorless stator-flux-oriented control of induction motor drives in traction*, 2010 First Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), Padova, Italy, 2010, 100–106.
- [6] KAZMIERKOWSKI M.P., KRISHNAN R., BLAABJERG F., *Control in power electronics: selected problems*, Academic Press, 2002.
- [7] NGUYEN-THAC K., ORLOWSKA-KOWALSKA T., *Comparative analysis of chosen field weakening methods for the Space Vector Modulated - Direct Torque Controlled drive system*, Scientific Papers of the Institute of Electrical Machines, Drives and Metrology of the Wrocław University of Technology, Vol. 31, 2011, 267–280.
- [8] NGUYEN-THAC K., ORLOWSKA-KOWALSKA T., TARCHALA G.J., *Influence of the stator winding resistance on the field-weakening operation of the DRFOC induction motor drive*, Bulletin of the Polish Academy of Sciences. Technical Sciences, 2012, Vol. 60, 815–823.
- [9] ORLOWSKA-KOWALSKA, T., *Sensorless induction motor drives*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław, Poland, 2003.
- [10] SPICHARTZ M., STEIMEL A., STAUDT V., *Stator-flux-oriented control with high torque dynamics in the whole speed range for electric vehicles*, Emobility – Electrical Power Train, 2010, 1–6.
- [11] TAKAHASHI I., NOGUCHI T., *A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor*, IEEE Trans. on Industry Applications, 1986, Vol. IA-22, 820–827.
- [12] TRIPATHI A., KHAMBADKONE A. M., PANDA S. K., *Stator flux based space-vector modulation and closed loop control of the stator flux vector in overmodulation into six-step mode*, IEEE Trans. on Power Electronics, 2004, Vol. 19, 775–782.
- [13] VAS P., *Sensorless vector and direct torque control*, Oxford University Press, 1998.

*DTC-SVM, sterowanie wektorowe, silnik indukcyjny,  
regulator adaptacyjny, ANFC, kompensator neuronowo-rozmyty*

Mateusz DYBKOWSKI, Krzysztof SZABAT\*

## **BEZCZUJNIKOWY UKŁAD NAPĘDOWY Z KOMPENSATOREM NEURONOWO-ROZMYTYM**

W artykule przedstawiono możliwości wykorzystania adaptacyjnego regulatora neuronowo-rozmytego (ang. *Adaptive Neuro Fuzzy Controller – ANFC*) w bezczujnikowej strukturze bezpośredniego sterowania momentem elektromagnetycznym silnika indukcyjnego DTC-SVM. Sprawdzono możliwości jego aplikacji w charakterze tzw. kompensatora regulatora prędkości kątowej. Przeprowadzono badania eksperymentalne pozwalające na ocenę pracy napędu bezczujnikowego w różnych warunkach pracy. Zwrócono szczególną uwagę na zakres niskich prędkości kątowych, w których napędy tego typu mogą pracować w sposób niestabilny. Do estymacji prędkości i strumienia wirnika/stojana wykorzystano adaptacyjny estymator MRAS<sup>CC</sup>. Badania eksperymentalne wykonano przy wykorzystaniu układu szybkiego prototypowania DS1103.

### **1. WPROWADZENIE**

Układy bezczujnikowe stanowią alternatywne rozwiązanie dla napędów, w których często dochodzi do awarii układu pomiaru prędkości kątowej. W ostatnim dziesięcioleciu można zaobserwować intensywny rozwój systemów napędowych z silnikami indukcyjnymi [1], [3], które pozbawione są czujników wielkości mechanicznych. W ich miejsce wykorzystywane są estymatory zmiennych stanu. Układy takie nazywane są napędami bezczujnikowymi (ang. *sensorless*) [3]. Poza zwiększeniem bezpieczeństwa napędu eliminacja czujników prędkości obrotowej pozwala na minimalizację kosztów, redukcję przestrzeni zajmowanej przez napęd. Często estymatory zmiennych stanu (prędkości kątowej) wykorzystywane są jako układy redundantne [2]. Takie podejście powoduje zwiększenie bezpieczeństwa kompletnego napędu elektrycznego.

---

\* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul Smoluchowskiiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: mateusz.dybkowski@pwr.edu.pl, krzysztof.szabat@pwr.edu.pl





Można powiedzieć, że najnowsze metody sterowania DTC-SVM (bezpośrednie sterowanie momentu) coraz bardziej przypominają klasyczną metodę DFOC (ang. *Direct Field Oriented Control*) [2], [3]. Do ich prawidłowego działania niezbędna staje się transformacja współrzędnych, bloki estymacji strumienia wirnika i/lub stojana, a ich wewnętrzna struktura często wykorzystuje model matematyczny maszyny do obliczania odpowiednich wielkości strumienia zadanego lub kąta.

Składowe strumienia stojana niezbędne do prawidłowej pracy układu DTC-SVM można wyznaczyć z zależności:

$$\Psi_s^e = \frac{x_m}{x_r} \Psi_r^i + x_s \sigma \mathbf{i}_s, \quad \text{gdzie} \quad \sigma = 1 - \frac{x_m^2}{x_s x_r}. \quad (1)$$

Do wyznaczenia składowych strumienia wirnika wykorzystano model prądowy silnika indukcyjnego:

$$\frac{d}{dt} \Psi_r^i = \left[ \frac{r_r}{x_r} (x_m \mathbf{i}_s - \Psi_r^i) + j \omega_m^e \Psi_r^i \right] \frac{1}{T_N}. \quad (2)$$

Do estymacji prędkości kątovej wykorzystano estymator MRAS<sup>CC</sup> [3]. W układzie tym wartości składowych wektora strumienia wirnika obliczane są na podstawie modelu prądowego (2) (stąd oznaczenie C – ang. *current*), natomiast równanie estymatora prądu stojana wynika z przekształcenia równań opisujących silnik indukcyjny [3]:

$$T_N \frac{d \mathbf{i}_s^e}{dt} = \frac{1}{x_s \sigma} \left( \mathbf{u}_s - r_s \mathbf{i}_s^e - \frac{r_r x_m^2}{x_r^2} \mathbf{i}_s^e + \frac{x_m r_r}{x_r^2} \Psi_r^i - j \frac{x_m}{x_r} \Psi_r^i \omega_m^e \right). \quad (3)$$

Prędkość kątowa otrzymywana jest na wyjściu regulatora PI, który w tym przypadku spełnia zadanie mechanizmu adaptacji.

$$\omega_m^e = k_p (e_{is\alpha} \psi_{r\beta}^i - e_{is\beta} \psi_{r\alpha}^i) + k_I \int (e_{is\alpha} \psi_{r\beta}^i - e_{is\beta} \psi_{r\alpha}^i) dt, \quad (4)$$

$$e_{is\alpha,\beta} = i_{s\alpha,\beta} - i_{s\alpha,\beta}^e.$$

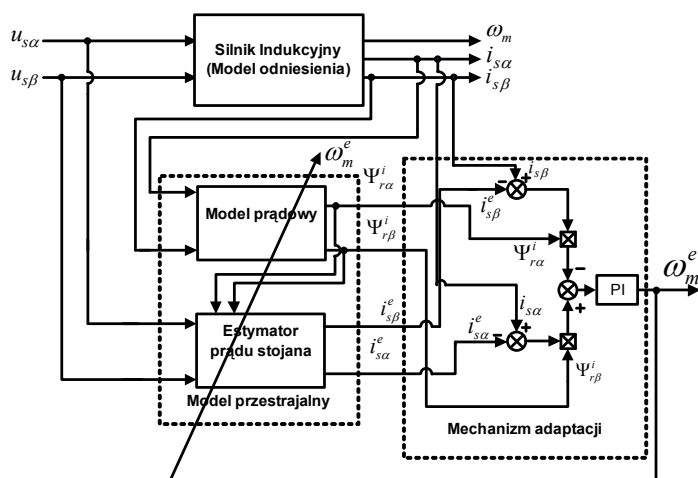
Otrzymywana w ten sposób prędkość kątowa wykorzystywana jest do przestrajania zarówno modelu prądowego jak i estymatora prądu stojana [2].

Schemat ideowy estymatora prędkości i strumienia wirnika typu MRAS pokazano na rys. 2.

W pracy zaproponowano wykorzystanie regulatora adaptacyjnego neuronowo-rozmytego (ANFC) [5] w systemie sterowania wektorowego silnika indukcyjnego, jako kompensatora neuronowo-rozmytego, poprawiającego pracę klasycznego regulatora prędkości typu PI.

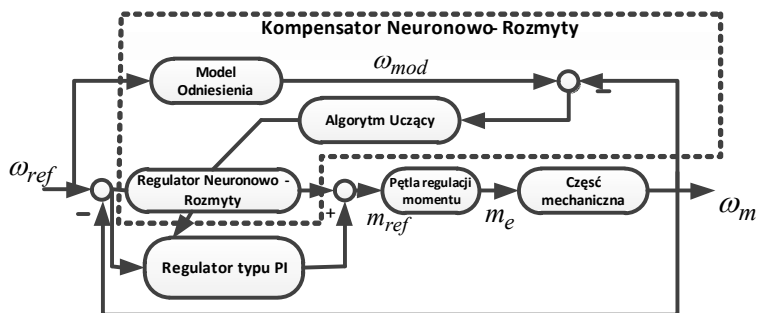
Rolą systemu adaptacyjnego jest zapewnienie stabilnej pracy napędu przy zmianach parametrów i warunków jego pracy [5]. Dzięki zastosowaniu dodatkowo wstęp-

nie nastrojonego regulatora PI uzyskuje się zapewnienie stabilnej pracy napędu w początkowej fazie jego pracy.



Rys. 2. Schemat blokowy estymatora MRAS<sup>CC</sup>

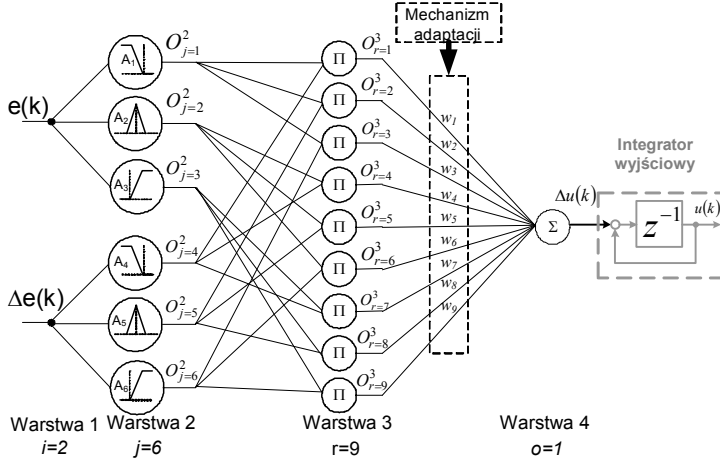
Schemat ideowy struktury sterowania kaskadowego z klasycznym regulatorem PI oraz z kompensatorem neuronowo-rozmytym przedstawiono na rys. 3, a schemat ideowy regulatora neuronowo-rozmytego na rys. 4.



Rys. 3. Schemat ideowy układu napędowego z kompensatorem neuronowo-rozmytym

Wykorzystanie regulatora ANFC jako kompensatora neuronowo-rozmytego nie zapewnia tak szybkiego procesu adaptacji, jak ma to miejsce w przypadku wykorzystania go jako podstawowego układu [4], jednak zapewnienia stabilność napędu podczas różnych warunków pracy, w tym także przy rozruchu dla zerowych wag początkowych.

W niniejszej pracy założono, że dominującym układem jest regulator PI z ograniczeniami sygnałów wyjściowych o dobranych nastawach  $K_p$  i  $T_i$ . Regulator adaptacyjny zapewni poprawę działania systemu w dłuższym przedziale czasowym.



Rys. 4. Struktura regulatora rozmytego (PD, jeśli integrator wyjściowy jest pominięty, PI jeśli integrator jest wykorzystywany) [2], [6]

Jako algorytm adaptacji wykorzystano metodę bazującą na lokalnym gradiencie, w celu adaptacji wag parametrów warstwy rozmytej sieci neuronowej. Funkcję celu definiuje się w następujący sposób [6]:

$$F = \frac{(\omega_m - \omega)^2}{2}. \quad (5)$$

W celu przyspieszenia działania algorytmu użyta została modyfikacja algorytmu optymalizacji polegająca na wprowadzeniu sygnału proporcjonalnego do zmiany błędu:

$$\delta_o \cong e_m - \Delta e_m. \quad (6)$$

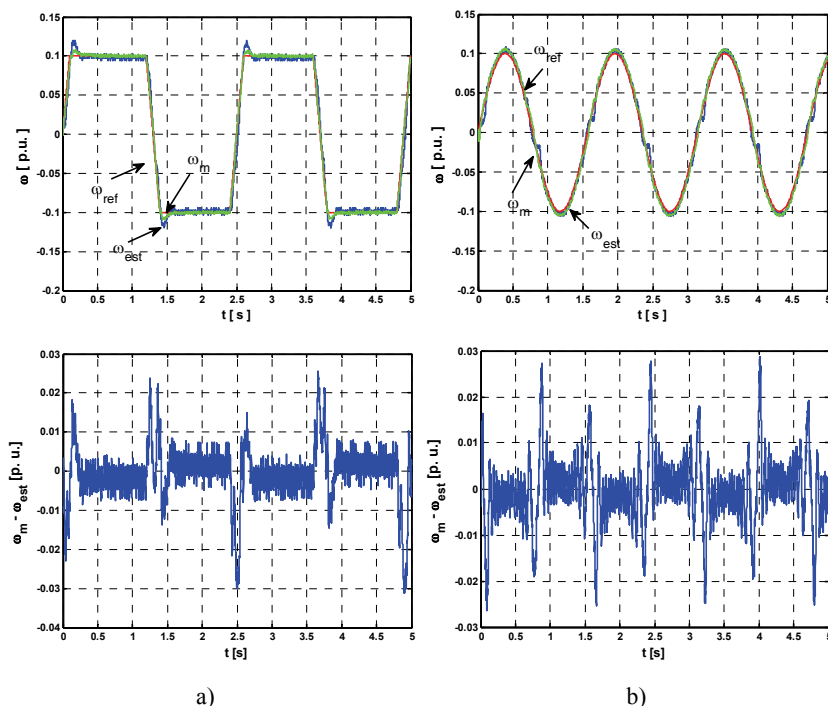
Wprowadzenie sygnału proporcjonalnego  $\Delta e_m$  zapewnia większą swobodę w kształtowaniu właściwości algorytmu. Natomiast rozbiecie współczynnika uczenia  $\gamma$  na dwie niezależne składowe  $k_p$  i  $k_d$  ułatwia uzyskanie korzystniejszych właściwości dynamicznych sterowanego obiektu. Po modyfikacjach algorytm przedstawia się następująco [5]:

$$\Delta w_j(k+1) = w_j(k) + (k_p e_m + k_d \Delta e_m) u_j. \quad (7)$$

### 3. ANALIZA PRACY BEZCZUJNIKOWEGO UKŁADU NAPĘDOWEGO DTC-SVM Z KOMPENSATOREM NEURONOWO ROZMYTYM

Wykonano badania eksperymentalne bezczujnikowego napędu sterowanego metodą DTC-SVM zarówno z klasycznym regulatorem PI w torze regulacji prędkości kątowej, jak i układu z dodatkowym kompensatorem neuronowo-rozmytym typu PD.

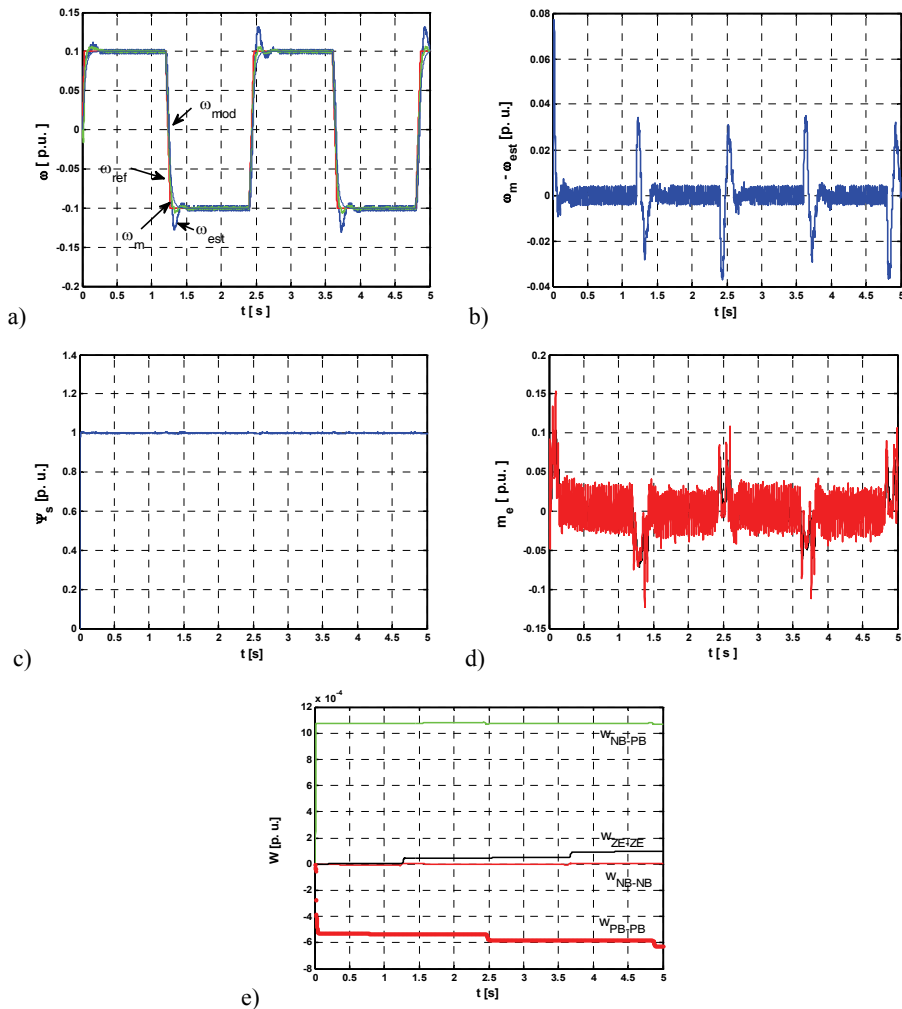
Na rysunku 5 przedstawiono wybrane wyniki badań eksperymentalnych napędu bezczujnikowego DTC-SVM z klasycznym regulatorem liniowym typu PI.



Rys. 5. Wyniki badań eksperymentalnych bezczujnikowego układu napędowego z silnikiem indukcyjnym sterowanym metodą DTC-SVM z regulatorem PI; przy skokowych zmianach prędkości kątowej  $\omega_m = \pm 0,1 \omega_{mN}$ , (a) oraz przy wymuszeniu sinusoidalnym  $\omega_m = \pm 0,1 \omega_{mN}$  (b)

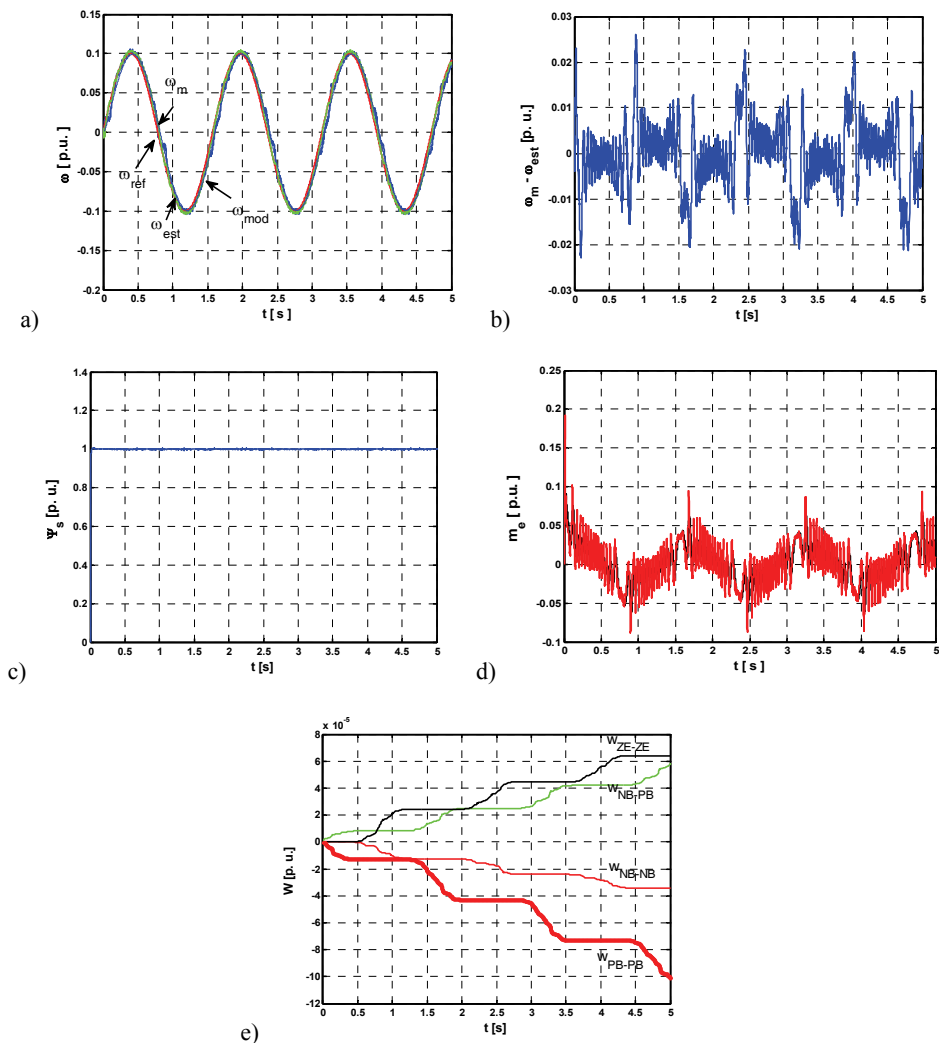
Struktura sterowania została sprawdzona przy pracy nawrotnej z prędkością zadaną 10% wartości znamionowej oraz dla wymuszenia sinusoidalnego. Badania miały na celu zilustrowanie zachowania się napędu w otoczeniu niskich prędkości kątowych oraz dla różnej dynamiki jej zmian. Napęd bezczujnikowy działa w sposób stabilny dla analizowanych wymuszeń. Błędy estymacji prędkości kątowej oscylują wokół zera. Podczas przejścia prędkości przez zero błędy te się zwiększają.

Na kolejnych przebiegach pokazano wpływ zastosowania kompensatora neuronowo-rozmytego w beczujnikowej strukturze sterowania DTC-SVM (rys. 6, 7).



Rys. 6. Wyniki badań eksperymentalnych beczujnikowego układu napędowego z silnikiem indukcyjnym sterowanym metodą DTC-SVM z regulatorem PI i kompensatorem neuronowo-rozmytym; przy skokowych zmianach prędkości kątowej  $\omega_m = \pm 0.1 \omega_{mN}$ , prędkości (a), błąd odtworzenia prędkości (b), moduł strumienia stojana (c), moment elektromagnetyczny (d), wybrane wagi (e)

Widoczne jest, że prędkość mierzona pokrywa się z prędkością estymowaną i prędkością z modelu napędu (rys. 6a, 7a) dla wszystkich wymuszeń prędkości kątowej. Podczas przejścia prędkości przez zero prędkość estymowana pokrywa się z wartością mierzoną.



Rys. 7. Wyniki badań eksperymentalnych bezczujnikowego układu napędowego z silnikiem indukcyjnym sterowanym metodą DTC-SVM z regulatorem PI i kompensatorem neuronowo-rozmytym; przy sinusoidalnych zmianach prędkości kątowej  $\omega_m = \pm 0.1 \omega_{mN}$ ; prędkości (a), błąd odtworzenia prędkości (b), moduł strumienia stojana (c), moment elektromagnetyczny (d), wybrane wagi (e)

Błędy odtwarzania prędkości w układzie DTC-SVM (rys. 6b, 7b) z kompensatorem neuronowo-rozmytym są mniejsze niż miało to miejsce w układzie z regulatorem PI (ulegają one stopniowemu zmniejszeniu wraz z czasem). Strumień stojana utrzymywany jest na stałej wartości (rys. 6c, 7c), wagi regulatora adaptacyjnego rosną od wartości równej zero i powodują, że napęd adaptuje się do aktualnych wa-

runków pracy napędu. Dla przebiegów o większej dynamice szybkość ich zmian jest większa.

Na rysunku 7 przedstawiono działanie układu przy sinusoidalnym wymuszeniu prędkości kątowej. Widoczne jest lepsze śledzenie wartości zadanej przez napęd niż miało to miejsce w układzie wyłącznie z regulatorem typu PI. Podczas przejścia prędkości przez zero błąd odtworzenia prędkości jest niewielki (mniejszy niż w przypadku układu bez kompensatora).

#### 4. WNIOSKI

Celem pracy była analiza pracy bezczujnikowego układu napędowego sterowanego metodą DTC-SVM z kompensatorem neuronowo-rozmytym w torze regulacji prędkości kątowej. Wykazano, że w przypadku zastosowania dodatkowego kompensatora neuronowo-rozmytego w układzie bezczujnikowym uzyskano poprawę działania napędu. Widoczna jest ona przede wszystkim podczas wolnych zmian prędkości.

Zastosowanie dodatkowego układu adaptacyjnego komplikuje budowę napędu jednak gwarantuje dopasowanie się obiektu do aktualnych warunków pracy.

*Praca zrealizowana w ramach projektu finansowanego przez Narodowe Centrum Nauki na podstawie decyzji UMO-2011/03/B/ST7/02517 (2012–2015).*

#### LITERATURA

- [1] DYBKOWSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., KAPELA D., *Analiza wpływu metod adaptacji regulatorów prędkości na właściwości dynamiczne napędu indukcyjnego*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów elektrycznych, Nr 64, Seria: Studia i Materiały, Nr 30, Oficyna Wydawnicza PWr., Wrocław 2010.
- [2] DYBKOWSKI M., *Speed estimation in the vector controlled induction motor drive – selected problems*, Scientific Works of Inst. El. Machines Drives and Measurements, Vol. 67, Monographs, No. 20, Oficyna Wydawnicza PWr., Wrocław 2013.
- [3] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2003.
- [4] PIEGAT A., *Modelowanie i sterowania rozmyte*, Akademicka Oficyna Wydawnicza EXIT, Warszawa 1999.
- [5] SZABAT K., *Struktury sterowania elektrycznych układów napędowych z połączeniem sprężystym*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2008.
- [6] CHUN-FEI HSUA, PING-ZONG LINB, TSU-TIAN LEEC, CHI-HSU WANGB, *Adaptive asymmetric fuzzy neural network controller design via network structuring adaptation*, Fuzzy Sets and Systems, Vol. 159, Iss. 20, 2008, 2627–2649.
- [7] FAA-JENG LIN, RONG-JONG WAI, PAO-CHUAN LIN, *Robust Speed Sensorless Induction Motor Drive*, IEEE Transaction on Aerospace and Electronic System, Vol. 35, Iss. 2, 1999, 566–578.



## SENSORLESS DIRECT TORQUE CONTROL OF INDUCTION MOTOR WITH ADAPTIVE NEURO-FUZZY COMPENSATOR

The possibility of application the adaptive neuro-fuzzy controller in the structure of Direct Torque Control as a so-called neuro-fuzzy speed compensator are presented in the paper. In the paper the simulation and experimental results of the vector controlled induction motor drive system under different conditions are presented. The simulation tests carried out in Matlab/Sim Power System software, DS1103 card is applied in the experimental tests.

*adaptacyjny regulator stanu, reguła delta,  
regulacja prędkości, układ dwumasowy,  
napęd elektryczny*

Marcin KAMIŃSKI\*

## **REGULATOR STANU ZE ZMIENNYMI PARAMETRAMI ZASTOSOWANY W STRUKTURZE STEROWANIA UKŁADU DWUMASOWEGO**

W artykule przedstawiono metodykę projektowania regulatora stanu, którego nastawy są aktualizowane *on-line* – w trakcie działania układu. W celu optymalizacji parametrów regulatora zastosowano regułę delta. Obiektem jest układ napędowy, posiadający w części mechanicznej elastyczny wał łączący silnik napędzający z maszyną roboczą. Założono również zredukowaną liczbę czujników pomiarowych, w związku z tym zastosowano filtr Kalmana. Wykonano testy porównawcze dla adaptacyjnego oraz klasycznego regulatora zastosowanego w pętli regulacji prędkości napędu. Uzyskano poprawę precyzji sterowania prędkością układu, szczególnie istotna jest poprawa działania klasycznego układu w obecności zmian parametrów obiektu.

### **1. WPROWADZENIE**

Zagadnienia precyzyjnego sterowania położeniem lub prędkością układu napędowego dotyczą przede wszystkim projektowania nowoczesnych oraz odpornych regulatorów lub układów odtwarzających zmienne stanu [1]–[3]. Kolejną kwestią, która jest często rozważana w projektowaniu napędów jest uwzględnienie konstrukcji części mechanicznej analizowanej struktury. W czasopiśmie naukowo-inżynierskich omawiane są zagadnienia związane z luzem elementów sprzęgających silnik z obciążeniem oraz dotyczące tarcia występującego w maszynach [4], [5]. Oddzielnym problemem jest występowanie elastyczności wału sprzęgającego. W takim przypadku, jeśli zastosowane będą klasyczne układy regulacji oraz wymuszana

---

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

będzie duża dynamika odpowiedzi obiektu, w przebiegach zmiennych stanu pojawiają się zakłócenia [6], [7].

W publikacjach opisano wiele rozwiązań dotyczących metod sterowania układu napędowego z elastycznym wałem, wśród nich należy wyróżnić algorytmy oparte na:

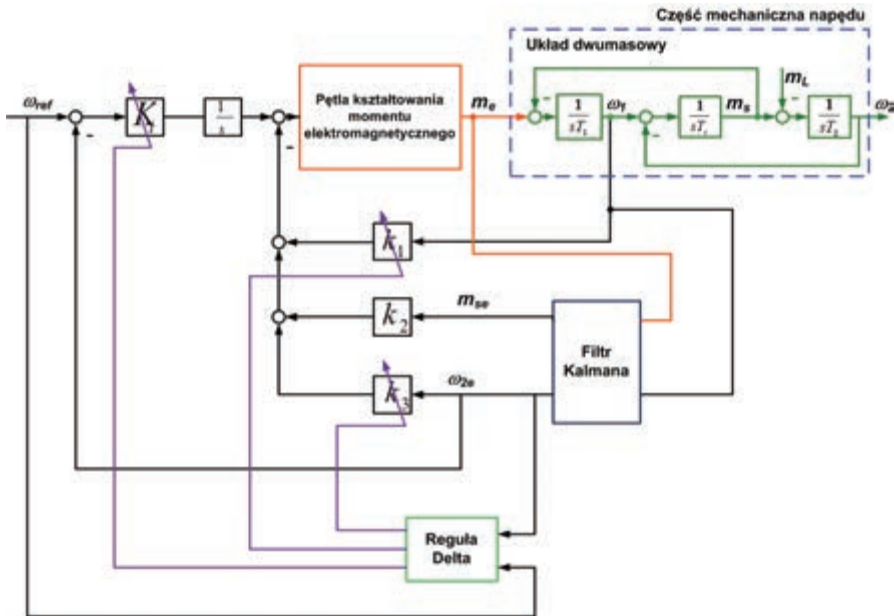
- sterowaniu ślizgowym [8],
- sieciach Petriego [9],
- modelach rozmytych [10],
- sieciach neuronowych [11],
- sterowaniu predykcyjnym [12].

Wymienione powyżej struktury sterowania charakteryzują się dobrymi właściwościami dynamicznymi. Jednak należy zauważyć, że są złożone obliczeniowo, zatem może występować problem implementacji sprzętowej. Poza tym często dokładność podążania za trajektorią zadaną zależy od precyzji odtwarzania zmiennych stanu. Jedną z najlepszych oraz najmniej złożonych metod (biorąc pod uwagę strukturę regulatora) jest zastosowanie regulatora stanu. Szczególnie w przypadku sterowania napędem elektrycznym o zwiększonej liczbie zmiennych stanu tłumienie oscylacji może być bardzo skuteczne. Problemem w przypadku aplikacji takiego regulatora jest jednak wrażliwość układu na zmiany parametrów obiektu [13]. W niniejszej publikacji zaproponowano rozwiązanie tego problemu poprzez wprowadzenie dodatkowej adaptacji nastaw regulatora. W tym celu zastosowano algorytm adaptacyjny znany z teorii sieci neuronowych – regułę delta [14]–[16]. Analizując przepływ danych w regulatorze stanu można zaobserwować analogię jego budowy do prostego modelu neuronowego (np. ADALINE [16]), natomiast współczynniki wzmocnień mogą być potraktowane jako wagi sieci neuronowej. Szczegóły dotyczące regulatora stanu oraz algorytmu adaptacji przedstawiono w dalszej części artykułu. Ponadto zamieszczono wyniki testów prezentujących działanie adaptacyjnego regulatora stanu oraz przebiegi prezentujące porównanie w odniesieniu do układu klasycznego. W badaniach analizowano wpływ zmian mechanicznej stałej czasowej maszyny roboczej oraz różne opóźnienia obwodu kształtowania momentu elektromagnetycznego. Jest to istotne, ponieważ w trakcie projektowania wpływ opóźnienia tej pętli, w celu uproszczenia obliczeń został pominięty. Wprowadzone założenie ma również dodatkową zaletę, umożliwia rozwinięcie otrzymanych wniosków na napędy elektryczne z różnymi typami silników. Podsumowując, w trakcie projektowania układ dwumasowy został przedstawiony w postaci transmitancji opisującej część mechaniczną.

Artykuł został podzielony na pięć części, pracę rozpoczyna krótkie wprowadzenie przedstawiające uzasadnienie analizowanej tematyki. Następnie opisano model układu dwumasowego, po czym przedstawiono syntezę regulatora stanu o zmiennych parametrach, przestrajanych zgodnie z regułą delta. W dalszej części publikacji zamieszczono wyniki badań oraz podsumowanie.

## 2. MODEL UKŁADU NAPĘDOWEGO Z POŁĄCZENIEM SPRĘŻYSTYM

Układ sterowania zastosowany dla silników połączonych wałem o skończonej sztywności oparto na klasycznej kaskadowej strukturze. Wewnętrzna pętla jest przeznaczona do kształtowania momentu elektromagnetycznego, zawiera: regulator prądu, układ pomiaru prądu, część związaną z energoelektroniką. W trakcie projektowania regulatora stanu założono idealne, bezzwłoczne działanie tego obwodu. W testach sprawdzano dodatkowo dokładność działania układu regulacji w przypadku reprezentacji tej części napędu za pomocą członu inercyjnego pierwszego rzędu ze stałą czasową  $T_{me}$  (dla regulatora projektowanego dla  $T_{me} = 0$  s). W zewnętrznej części zawarto regulator prędkości, który w niniejszym przypadku uwzględnia kontrolę wszystkich zmiennych stanu układu dwumasowego. W związku z powyższym w układzie istnieje konieczność odtwarzania zmiennych stanu, w tym celu zastosowano filtr Kalmana. Szczegóły dotyczące tego algorytmu odtwarzania w zastosowaniu do układu napędowego z elastycznym wałem zostały przedstawione w publikacji [6], [12]. Analizowana struktura sterowania została przedstawiona na rysunku 1.



Rys. 1. Schemat blokowy struktury sterowania

Część mechaniczną napędu stanowią człony całkujące reprezentujące: maszyny w układzie oraz element sprzęgający. Zakładając w rozważaniach odniesienie poszczególnych zmiennych stanu do wartości znamionowych, jednym ze sposobów opisu układu dwumasowego jest poniższy układ równań [10]–[13]:

$$\begin{aligned}
T_1 \frac{d\omega_1(t)}{dt} &= m_e(t) - m_s(t) \\
T_2 \frac{d\omega_2(t)}{dt} &= m_s(t) - m_l(t) \cdot \\
T_c \frac{dm_s(t)}{dt} &= \omega_1(t) - \omega_2(t)
\end{aligned}
\tag{1-3}$$

W powyższych wzorach oznaczono:  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  – prędkości silnika oraz obciążenia,  $m_s$  – moment skrętny,  $m_e$  – moment elektromagnetyczny,  $m_l$  – moment obciążenia,  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_c$  – mechaniczne stałe czasowe: silnika, maszyny roboczej oraz sprzęgła.

W badaniach przyjęto następujące wartości stałych czasowych:  $T_1 = T_2 = 203$  ms oraz  $T_c = 2,6$  ms.

### 3. ADAPTACYJNY REGULATOR STANU

Obliczenia przedstawione w artykule zostały zrealizowane zgodnie z metodą przedstawioną w [6]. Wstępnie założono następującą transmitancję obwodu kształtowania momentu elektromagnetycznego:

$$G(s) = 1. \tag{4}$$

Część regulatora bazująca bezpośrednio na uchybie pomiędzy wartością zadaną a prędkością maszyny roboczej, opisana jest poniższą zależnością:

$$R = \frac{K_i}{s}. \tag{5}$$

Wprowadzając do zapisu operator Laplace'a oraz uwzględniając równania (1)–(5), otrzymano następujący opis obiektu:

$$\begin{aligned}
T_1 s \omega_1 &= m_e - m_s \\
T_2 s \omega_2 &= m_s - m_l \\
T_c s m_s &= \omega_1 - \omega_2 \\
m_e &= R(\omega_{ref} - \omega_2) - k_1 \omega_1 - k_2 m_s - k_3 \omega_2
\end{aligned}
\tag{6-9}$$

Na podstawie powyższego układu równań możliwe jest wyznaczenie zależności:

$$\begin{aligned}
&\omega_2 (T_1 T_2 T_c s^3 + T_1 s + T_2 s + R + k_1 T_c T_2 s^2 + k_1 + k_2 T_2 s + k_3) \\
&= R \omega_{ref} - k_1 T_c s m_l - k_2 m_l - m_l - T_1 T_c s^2 m_l.
\end{aligned}
\tag{10}$$

Przekształcając równanie (10), uzyskano transmitancję przewodnią układu przedstawionego na rysunku 1:

$$\frac{\omega_2}{\omega_{ref}} = \frac{K_i}{s^4 T_1 T_2 T_c + s^3 k_1 T_c T_2 + s^2 (T_1 + T_2 + k_2 T_2) + s(k_1 + k_3) + K_i}, \quad (11)$$

zatem równanie charakterystyczne zamkniętego układu regulacji ma postać:

$$\begin{aligned} H(s) = & s^4 + s^3 \frac{k_1}{T_1} + s^2 \left( \frac{1}{T_2 T_c} + \frac{1}{T_1 T_c} + \frac{k_2}{T_1 T_c} \right) \\ & + s \left( \frac{k_1}{T_1 T_2 T_c} + \frac{k_3}{T_1 T_2 T_c} \right) + \frac{K_i}{T_1 T_2 T_c}. \end{aligned} \quad (12)$$

W celu wyznaczenia zależności opisujących wartości nastaw regulatora stanu ( $K_i$ ,  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_3$ ), wyrażenia przy operatorach Laplace'a z równania (12) porównano z odpowiednimi (tego samego rzędu) z poniższego równania:

$$\begin{aligned} & (s^2 + 2\xi_r \omega_o s + \omega_o^2) (s^2 + 2\xi_r \omega_o s + \omega_o^2) \\ & = s^4 + s^3 (4\xi_r \omega_o) + s^2 (2\omega_o^2 + 4\xi_r^2 \omega_o^2) + s (4\xi_r \omega_o^3) + \omega_o^4, \end{aligned} \quad (13)$$

gdzie:  $\xi_r$  – współczynnik tłumienia,  $\omega_o$  – częstotliwość rezonansowa. W efekcie formułowany jest układ równań, po rozwiązaniu którego otrzymywane są zależności opisujące parametry regulatora stanu:

$$\begin{aligned} k_1 &= 4\xi_r \omega_o T_1 \\ k_2 &= T_1 T_c \left( 2\omega_o^2 + 4\xi_r^2 \omega_o^2 - \frac{1}{T_2 T_c} - \frac{1}{T_1 T_c} \right) \\ k_3 &= T_1 T_2 T_c \left( 4\xi_r \omega_o^3 - \frac{k_1}{T_1 T_2 T_c} \right) = T_1 T_2 T_c 4\xi_r \omega_o^3 - k_1 \\ K_i &= \omega_o^4 T_1 T_2 T_c \end{aligned} \quad (14)–(17)$$

W celu poprawy odporności układu na zmiany parametrów obiektu wprowadzono adaptację nastaw zgodnie z algorytmem, który często stosowany jest w optymalizacji współczynników wagowych sieci neuronowych – regułą delta [14]–[16]. Trening tego typu modelu, ma na celu minimalizację funkcji celu względem parametrów sieci  $\mathbf{w}$ , czyli w każdej iteracji obliczeń  $k$  błąd  $E$  powinien być redukowany:

$$E(\mathbf{w}(k+1)) < E(\mathbf{w}(k)). \quad (18)$$

W trakcie wyznaczenia zależności funkcji celu od wartości sieci neuronowej wykorzystuje się rozwinięcie w szereg Taylora:

$$E(\mathbf{w}(k+1)) = E(\mathbf{w}(k) + \Delta\mathbf{w}(k)) \approx E(\mathbf{w}(k)) + \mathbf{g}(k)\Delta\mathbf{w}(k). \quad (19)$$

Zależność (18) jest spełniona jeśli:

$$\mathbf{g}(k)\Delta\mathbf{w}(k) < 0, \quad (20)$$

zatem adaptacja wag sieci neuronowej powinna być realizowana zgodnie z równaniem:

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \eta\mathbf{g}(k), \quad k = 0, 1, 2, \dots, \quad (21)$$

gdzie:

$$\mathbf{g}(k) = \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial \mathbf{w}}, \quad (22)$$

natomiast  $\eta$  – niewielka stała czasowa decydująca o kroku adaptacji. Przyjmując jako funkcję celu różnicę pomiędzy wartością rzeczywistą  $y$  a zadaną  $d$ , podniesiony do drugiej potęgi:

$$E(\mathbf{w}(k)) = (y(k) - d(k))^2 = \left( \sum_{i=1}^N x_i(k)w_i(k) - d(k) \right)^2, \quad (23)$$

po przekształceniach, uzyskiwane jest równanie opisujące adaptację parametrów:

$$\Delta\mathbf{w}(k) = -\alpha \left( \sum_{i=0}^N x_i(k)w_i(k) - d(k) \right) x_i(k), \quad (24)$$

gdzie  $\alpha = 2\eta$ .

W przypadku zastosowania powyższego algorytmu w regulatorze stanu, należy zaznaczyć, że minimalizowany jest błąd zdefiniowany następująco:

$$e = \omega_{refm} - \omega_2, \quad (25)$$

wartość zadana prędkości wprowadzana jest poprzez model odniesienia, opisany poniższą zależnością:

$$G_{ref}(s) = \frac{\omega^2}{s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2}, \quad (26)$$

w której oznaczono:  $\xi$  – współczynnik tłumienia oraz  $\omega$  – pulsacja rezonansowa. Parametry modelu odniesienia kształtują dynamikę wymuszaną w układzie regulacji. Ze względu na definicję minimalizowanego błędu (25) adaptacji w regulatorze stanu podlegały współczynniki:  $k_1$ ,  $k_3$ ,  $K_i$  (rysunek 1). Współczynnik  $\alpha$  decyduje o szybkości adaptacji. Wartościami wejściowymi  $x_i$ , ze wzoru (24) są: prędkości silnika, prędkość maszyny roboczej, uchyb regulacji prędkości  $\omega_2$ . Należy podkreślić, że obliczenia są realizowane *on-line*, w trakcie pracy napędu.

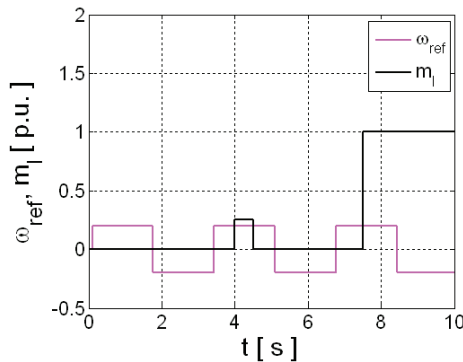
#### 4. WYNIKI BADAŃ

Układ regulacji opisany w poprzedniej części artykułu, przedstawiony na rysunku 1, zaimplementowano w programie Matlab/Simulink. Krok obliczeniowy przyjęto na poziomie  $t = 0,0001$  s. Wartości początkowe adaptowalnych nastaw regulatora stanu wyznaczono na podstawie (14), (16), (17). Poza testami prezentującymi wpływ opóźnień w pętli kształtowania momentu elektromagnetycznego, przyjęto  $T_{me} = 0$  s. W celu dokładniejszego porównania regulatora adaptacyjnego oraz klasycznego wyznaczono błąd zgodnie ze wzorem:

$$IAE = \int |\varepsilon| dt = \int |z - \omega_2| dt, \quad (27)$$

gdzie:  $z$  – wartość zadana prędkości,  $\omega_2$  – prędkość wyjściowa układu regulacji.

Na rysunku 2 zamieszczono wartości przebiegi, prezentujące zmiany wartości zadanej  $\omega_{ref}$  oraz momentu obciążenia  $m_l$  w strukturze sterowania. Poszczególne testy trwają 10 sekund, w tym czasie wymuszane są cykliczne nawroty z prędkością równą 20% wartości znamionowej oraz przełączane jest obciążenie.



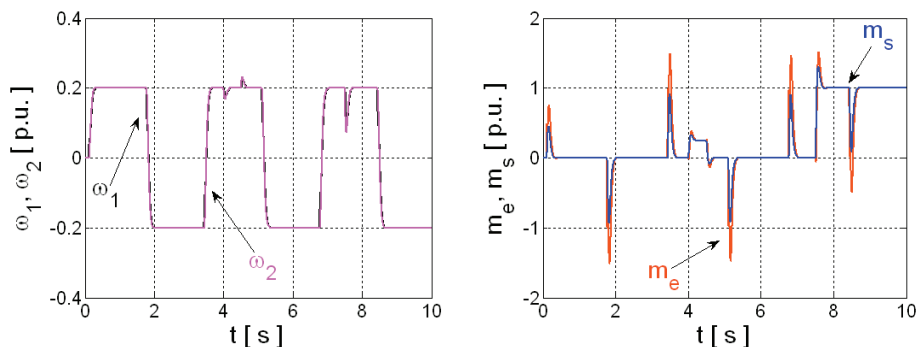
Rys. 2. Przebiegi sygnałów zadawanych w układzie napędowym

Na rysunku 3 zaprezentowano testy przedstawiające poprawność działania układu ze zmodyfikowanym regulatorem stanu. Prędkość zadana jest osiągana bardzo dynamicznie, w czasie przełączania momentu obciążenia (w trakcie kolejnych nawrotów napędu) układ regulacji reaguje, w wyniku czego uskok prędkości jest krótkotrwały, po czym utrzymana zostaje wartość referencyjna.

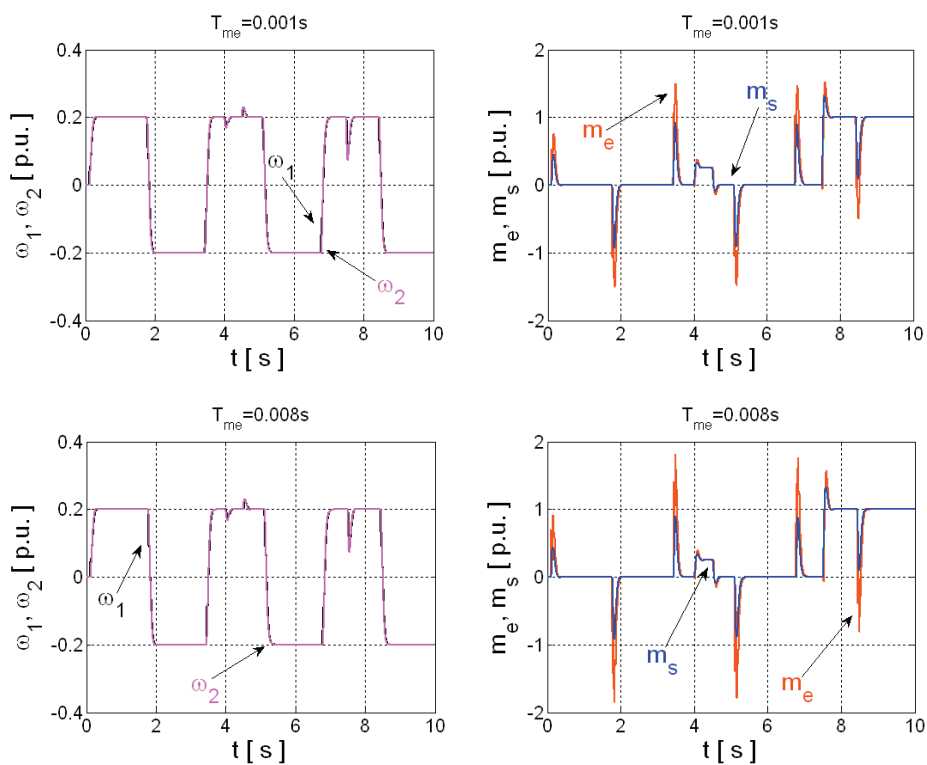
Następnie testowano wpływ opóźnienia pętli kształtowania momentu elektromagnetycznego. Uzyskane wyniki zamieszczono na rysunku 4. W przypadku wolniejszego obwodu elektromagnetycznego obserwowane jest nieznaczne zwiększenie wartości momentu w stanach przejściowych. Warto podkreślić, że w każdym z przypadków przebiegi prędkości w układzie napędowym są niemal identyczne. Na podstawie prze-



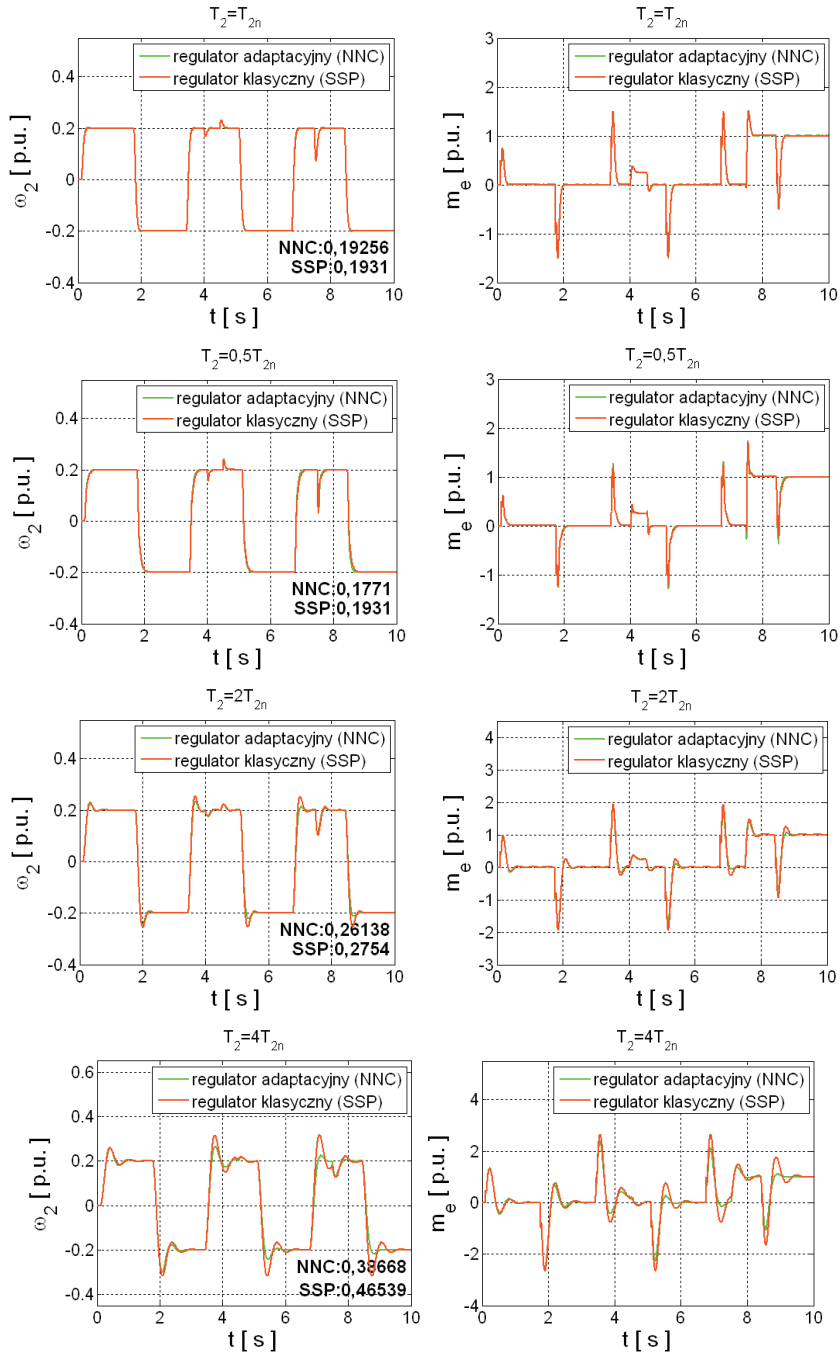
prowadzonej analizy można założyć, że adaptacyjny regulator stanu może być stosowany w układach napędowych z różnymi typami silników.



Rys. 3. Przebiegi zmiennych stanu w strukturze sterowania z adaptacyjnym regulatorem stanu



Rys. 4. Przebiegi zmiennych stanu w strukturze sterowania z adaptacyjnym regulatorem stanu, wykonane dla różnych wartości parametru  $T_{me}$



Rys. 5. Porównanie działania adaptacyjnego regulatora stanu z klasyczną strukturą, badania wykonane dla różnych wartości parametru  $T_2$

W kolejnym etapie badań wykonano testy porównawcze adaptacyjnego oraz klasycznego regulatora stanu. Analizowano działanie układu regulacji dla zmian stałej czasowej  $T_2$  (rysunek 5). Na przebiegach prędkości  $\omega_2$  zamieszczone zostały wartości błędu  $LAE$  dla obu testowanych regulatorów, obliczone dla identycznych warunków badań (pracy napędu). W każdym z przedstawionych przypadków regulator adaptacyjny wykazywał większą dokładność podążania według zadanej trajektorii prędkości. Zmiana  $T_2$  wprowadza istotne zakłócenia w działaniu układu z klasycznym regulatorem stanu, pojawiają się przeregulowania. W testach zrealizowanych dla regulatora adaptacyjnego można zaobserwować oddziaływanie algorytmu opisanego równaniem (24). W kolejnych cyklach pracy pojawia się uchyb regulacji, na podstawie tej informacji wprowadzana jest poprawka w nastawach regulatora. W efekcie, przykładowo dla większej wartości  $T_2$ , wymuszany moment elektromagnetyczny w stanach przejściowych przyjmuje mniejsze wartości, przeregulowania są tłumione, ponadto poprawione jest działanie układu w trakcie przełączeń obciążenia. Konkludując, przestrajanie wartości nastaw regulatora stanu powoduje zdecydowaną poprawę działania układu napędowego w przypadku zmian parametrów sterowanego obiektu.

## 5. PODSUMOWANIE

W artykule zaproponowano zmodyfikowany, adaptacyjny regulator stanu zastosowany w układzie regulacji prędkości napędu elektrycznego z połączeniem sprężystym. Zaprezentowano metodykę projektowania oraz wyniki testów. Precyzja działania klasycznego regulatora stanu jest w znacznym stopniu zależna od dokładności identyfikacji obiektu. Wprowadzenie adaptacji znacznie poprawia działanie układu regulacji. Uzyskane wyniki przedstawiają dużą dynamikę opisanego układu regulacji oraz odporność na zmiany wybranych parametrów układu napędowego.

## LITERATURA

- [1] JIE L., HAI-PENG R., YAN-RU Z., *Robust Speed Control of Induction Motor Drives Using First-Order Auto-Disturbance Rejection Controllers*, IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, Vol. 51, No. 1, 712–720.
- [2] SUN W., YU Y., WANG G., XU D., *A novel design method for adaptive full order observer feedback matrix and speed estimation algorithm*, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2014, 1–7.
- [3] PAJCHROWSKI T., ZAWIRSKI K., *Application of artificial neural network to robust speed control of servodrive*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, Vol. 54, No. 1, 200–207.
- [4] SZABAT K., *Model obserwatora zmiennych stanu dla układu z nieliniowym walem mechanicznym*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, 2009, Vol. 63, No. 29, 355–368.
- [5] VILLWOCK S., PACAS M., *Time-Domain Identification Method for Detecting Mechanical Backlash in Electrical Drives*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, Vol. 56, No. 2, 568–573.

- [6] 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, Wrocław 2008.
- [7] PAUL P., MUSZYŃSKI R., *Zmodyfikowany obserwator w układzie napędowym z połączeniem sprężystym*, Materiały konferencji SENE '03, 2003, 399–404.
- [8] KOROUNDI P., HASHIMOTO H., UTKIN V., *Discrete sliding mode control of two mass system*. Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 1995, Vol. 1, 338–343.
- [9] DERUGO P., *Analiza wpływu konkurencyjnych warstw Petriego na działanie regulatora neuronowo-rozmytego*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 69, Seria: Studia i Materiały, Nr 33, 2013, 97–110.
- [10] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., SZABAT K., *Control of the drive system with stiff and elastic couplings using adaptive neuro-fuzzy approach*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, Vol. 54, No. 1, 228–240.
- [11] KAMINSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., SZABAT K., *Neural speed controller based on two state variables applied for a drive with elastic connection*, 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC), 2014, 610–615.
- [12] SERKIES P. J., SZABAT K., *Application of the MPC to the position control of the two-mass drive system*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, Vol. 60, No. 9, 3679–3688.
- [13] SZABAT K., *Zastosowanie regulatora stanu w strukturze sterowania układu dwumasowego*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 62, Seria: Studia i Materiały, Nr 28, 2008, 452–457.
- [14] OSOWSKI S., *Sieci neuronowe do przetwarzania informacji*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, 2006.
- [15] FAUSETT L. V., *Fundamentals of Neural Networks: Architectures, Algorithms And Applications*, Prentice Hall, 1993.
- [16] WIDROW B., LEHR M. A., *30 years of adaptive neural networks: perceptron, Madaline, and backpropagation*, Proceedings of the IEEE, 1990, Vol. 78, No. 9, 1415–1442.

#### STATE SPACE CONTROLLER WITH CHANGEABLE PARAMETERS APPLIED IN CONTROL STRUCTURE OF TWO-MASS SYSTEM

In this paper design process of state space controller with on-line adaptation of parameters is presented. The delta rule is implemented for adaptation of gains of the controller. The object is electrical drive with elastic connection between motor and load machine. Reduced number of measurement sensors is assumed. For this purpose the Kalman filter is used. Tests show comparison between classical and proposed, adaptive controller. Improvement of speed control, using described controller, is achieved, especially in presence of parameters changes of the two-mass system.

*DFOC, napęd elektryczny,  
sterowanie wektorowe, silnik indukcyjny,  
sieci neuronowe, uszkodzenia wirnika, detektor*

Mateusz DYBKOWSKI\*

## **WYKORZYSTANIE SZTUCZNYCH SIECI NEUROOWYCH DO DIAGNOSTYKI WIRNIKA SILNIKA INDUKCYJNEGO W UKŁADZIE STEROWANIA POŁOWO-ZORIENTOWANEGO**

W artykule przedstawiono możliwości wykorzystania sztucznych sieci neuronowych do wykrywania uszkodzenia wirnika silnika indukcyjnego w strukturze sterowania połowo-zorientowanego DFOC. Sprawdzono i opisano wpływ uszkodzenia prętów klatki wirnika na przebiegi wybranych zmiennych stanu napędu, wyznaczono charakterystykę zmienności częstotliwości uszkodzeniowej w funkcji prędkości i momentu silnika. Wykonano detektor bazujący na teorii sztucznych sieci neuronowych i sprawdzono go w różnych warunkach pracy.

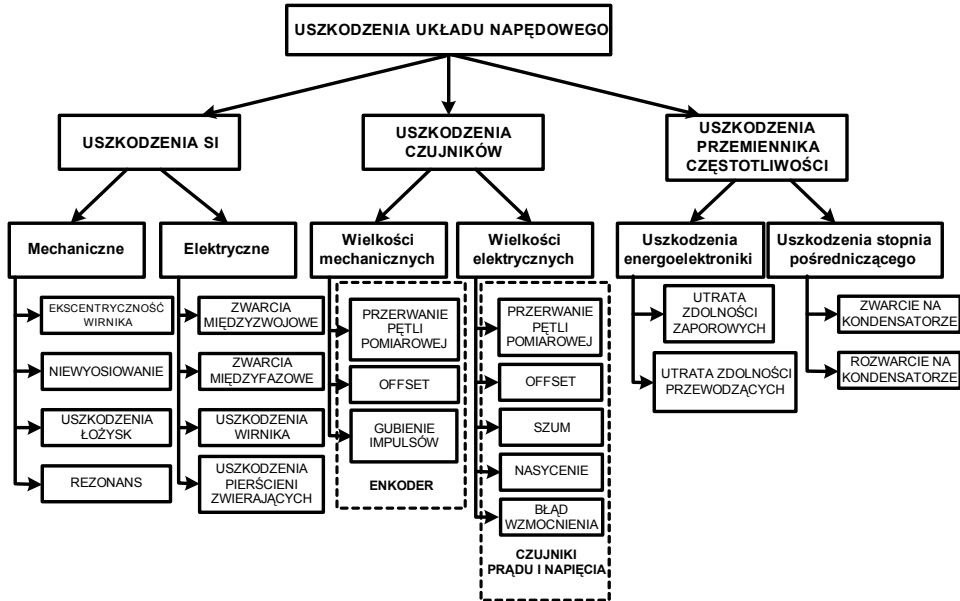
### **1. WPROWADZENIE**

Kompletny układ napędowy, składający się z silnika indukcyjnego, układu zasilania i energoelektroniki, części mechanicznej, wykonawczej oraz układów sprzęgających jest narażony na wystąpienie awarii, które mogą mieć różne skutki dla użytkownika [1], [2], [6]. W czasie normalnej pracy w silniku jest zachowana równowaga między działającymi siłami, znikająca w chwili pojawienia się uszkodzenia. Aby zapewnić ciągłość pracy każdego napędu elektrycznego z minimalnymi kosztami związanymi z przestojami linii produkcyjnych, konieczne jest ciągle monitorowanie stanu technicznego napędu z możliwie wczesnym wykrywaniem wszelkich uszkodzeń [1].

Na rysunku 1 przedstawiono przyczyny powstawania uszkodzeń układu napędowego. Wyróżniono trzy podstawowe uszkodzenia: silnika indukcyjnego, czujników pomiarowych i układu przemiennika częstotliwości [1], [2].

---

\* Politechnika Wrocławska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: mateusz.dybkowski@pwr.edu.pl



Rys. 1. Podział uszkodzeń układu napędowego z przekształtnikowym układem napędowym z silnikiem indukcyjnym [2], [6]

Wszystkie te uszkodzenia wywołują zjawiska elektryczne, magnetyczne, wibroakustyczne oraz cieplne [6]. Mają one znaczenie w pracy kompletnego układu napędowego, a niekiedy powodują, że praca napędu jest niemożliwa. Skutki uszkodzenia czujników pomiarowych mogą być różne i zależą od rodzaju awarii i układu, który został uszkodzony.

Ważną zaletą silników indukcyjnych, której w dużej mierze zawdzięczają dużą popularność, jest możliwość ich dalszej pracy mimo niewielkiego uszkodzenia klatki wirnika [3]. Nie oznacza to jednak, że uszkodzenie chociażby jednego pręta nie powoduje powstania niekorzystnych zjawisk w maszynie elektrycznej i całym układzie napędowym [4]. Uszkodzenie pręta klatki wirnika wydłuża czas rozruchu silnika, zmniejsza moment obrotowy, zwiększa wartość prądu stojana i wirnika oraz powoduje powstanie naciągu magnetycznego. Długi czas rozruchu oznacza wzrost temperatury wirnika i może prowadzić do dalszej degradacji jego uzwojenia, zwłaszcza w silnikach dużej mocy. Możliwość generowania przez układ mniejszego momentu elektromagnetycznego pod tym samym obciążeniem powoduje wzrost poślizgu maszyny. Prąd silnika zostaje zmodulowany podwojoną częstotliwością prądów wirnika. Pojawiające się zjawiska są widoczne w widmie częstotliwościowym i przebiegu modułu wektora przestrzennego prądu.

Można zauważyć, że w silniku z uszkodzonym prętem klatki wirnika zmienia się rozkład prądów w wirniku, powodując znaczny wzrost wartości prądów w prętach

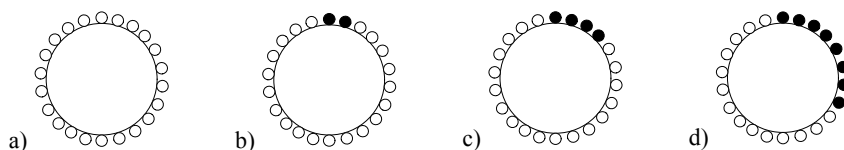
sąsiadujących z prętem uszkodzonym. Efektem jest bardzo duże obciążenie termiczne prętów i dalsza degradacja wirnika [3].

Uszkodzenie pojedynczych prętów nie daje zauważalnych symptomów na zewnątrz maszyny i jest bardzo trudne do wykrycia przez obsługę. Dlatego układy sterowania i estymacji niedostępnych zmiennych stanu powinny być jak najbardziej odporne na uszkodzenia wirnika. Istotne jest także, aby nowoczesne napędy były wyposażane w systemy diagnostyczne wykrywające pojawienie się takiej awarii [3], [4], [5].

W niniejszym artykule skupiono się na analizie pracy układu napędowego sterowanego metodą wektorową DFOC podczas wystąpienia uszkodzenia prętów klatki wirnika oraz sprawdzono możliwości wykrywania takich awarii przy wykorzystaniu sztucznych sieci neuronowych. Dokonano analizy zmiennych stanu w układzie z pomiarem wszystkich sygnałów.

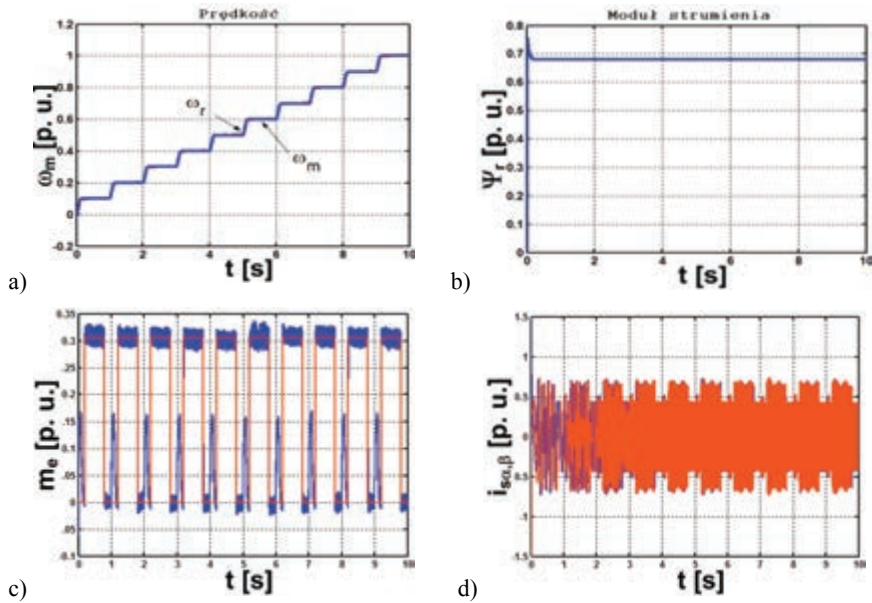
## 2. WPŁYW USZKODZENIA WIRNIKA SILNIKA INDUKCYJNEGO NA PRACĘ NAPĘDU STEROWANEGO METODĄ WEKTOROWĄ DFOC

W trakcie badań modelowano uszkodzenia wirnika przez całkowite przerwanie pręta wirnika. Badany silnik miał 22 pręty w klatce, maksymalna liczba uszkodzonych prętów wynosiła 8. Uszkodzenia dotyczyły tylko sąsiednich prętów wirnika. Schemat sposobu lokalizacji uszkodzonych prętów przedstawiono na rys. 2. Szczegółowy model matematyczny silnika z uszkodzonym wirnikiem oraz jego analizę przedstawiono w pracach [3], [4].

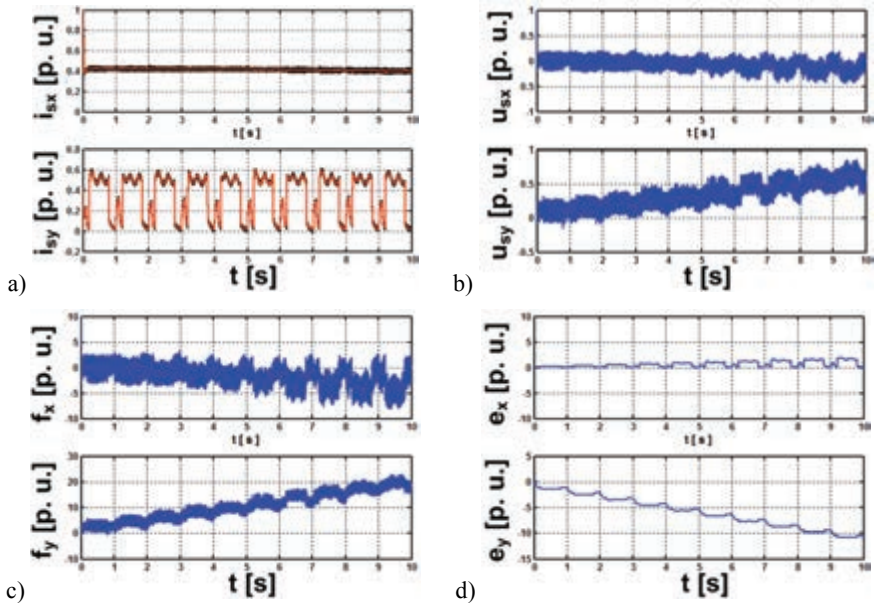


Rys. 2. Sposoby rozmieszczenia uszkodzeń poszczególnych prętów wirnika:  
a) wirnik zdrowy, b) uszkodzone 2 pręty, c) uszkodzone 4 pręty, d) uszkodzonych 8 prętów

Podczas testów przedstawionych na rys. 3 i 4 wartość zadana prędkości kątowej była kształtowana w taki sposób aby możliwe było sprawdzenie zachowania się układu w różnych warunkach pracy. Przedstawiono przebiegi zmiennych stanu układu napędowego z silnikiem indukcyjnym z uszkodzonymi 8 prętami klatki wirnika (układ z pomiarem prędkości kątowej). Na rysunku 3 widoczne są oscylacje momentu elektromagnetycznego SI oraz mierzonego prądu stojana. Prędkość kątowa i moduł strumienia wirnika także ulega odkształceniom związanym z uszkodzeniem wirnika.



Rys. 3. Przebiegi prędkości kątowej (a), modułu strumienia wirnika (b), momentu elektromagnetycznego (c) oraz prądu stojana (d) w układzie wektorowego sterowania SI z uszkodzonymi 8 prętami,  $m_o = 0,5m_N$

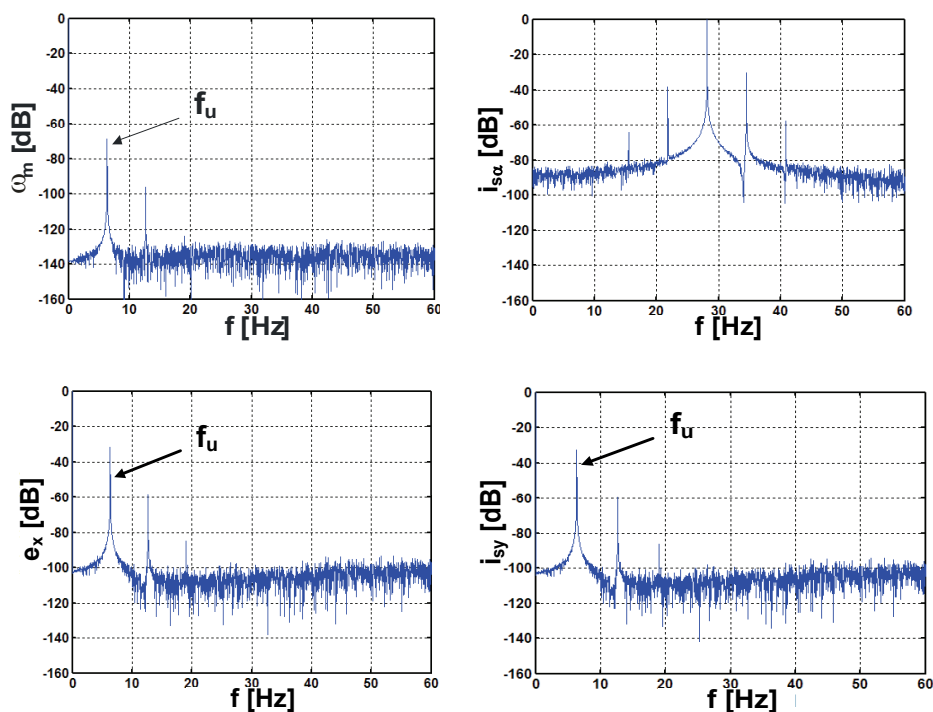


Rys. 4. Przebiegi składowych prądu stojana (a), napięcia stojana (b), sygnałów  $f_x, f_y$  (c) oraz sygnałów  $e_x$  i  $e_y$  (d) w układzie wektorowego sterowania SI z uszkodzonymi 8 prętami,  $m_o = 0,5m_N$



Na rysunku 4 widoczne są oscylacje składowych prądu stojana (przede wszystkim składowej  $i_{sy}$ ) oraz sygnałów napięcia stojana, sygnałów  $f_x, f_y$  oraz  $e_x$  i  $e_y$ . Istotną cechą widocznych oscylacji jest to, że ich częstotliwość nie zależy od zadawanej prędkości kątowej. Decyduje o niej stopień uszkodzenia wirnika i aktualny moment obciążenia SI [4].

Na rysunku 5 przedstawiono analizę FFT wybranych przebiegów z układu wektorowego sterowania.



Rys. 5. Widmo FFT wybranych sygnałów ze struktury DFOC z uszkodzonymi 2 prętami,  $m_o = m_N$

Analiza widmowa umożliwiła jednoznaczne wskazanie tych sygnałów, które mogą być wykorzystane w procesie wyznaczania stopnia uszkodzenia wirnika. Ich szczegółową analizę przedstawiono w pracy [6]. Wielkościami, w których najwyraźniej widoczna jest częstotliwość uszkodzeniowa ( $f_u$ ) są: prędkość kątowa  $\omega_m$ , moduł strumienia wirnika  $\Psi_r$ , składowe  $e_x, e_y$ , składowe prądu stojana  $i_{sx}, i_{sy}$  oraz napięcia sterujące  $u_{sx}$  i  $u_{sy}$  [6]. Wszystkie te sygnały zawierają informację o stopniu uszkodzenia wirnika, jednak nie we wszystkich da się w łatwy sposób uzyskać o nich informację

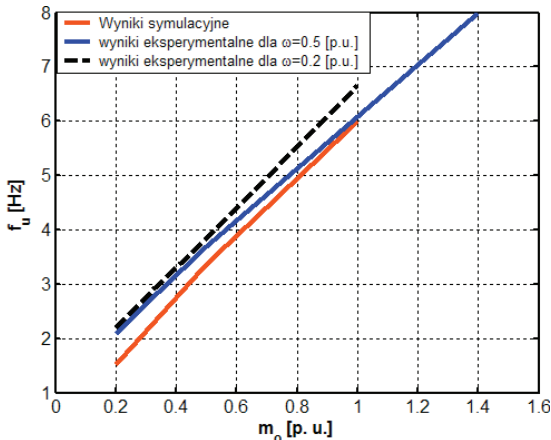
bez użycia transformaty Fouriera. Sygnałami, które pozwalają jednoznacznie ocenić stan maszyny on-line z wykorzystaniem np. sztucznych sieci neuronowych lub prostych metod numerycznych, są: składowe  $e_x$ ,  $e_y$ , składowe prądu stojana  $i_{sx}$ ,  $i_{sy}$  oraz moduł strumienia wirnika i mierzona (lub estymowana) prędkość kątowna. Tak duża liczba wielkości zawierających dane o stopniu uszkodzenia daje pewność, że algorytm umożliwi szybkie wykrycie uszkodzenia wirnika we wczesnym stadium jego wystąpienia.

W tabeli 1 przedstawiono zależność częstotliwości uszkodzeniowej od aktualnego momentu obciążenia [5], [6]. Można zaobserwować, że częstotliwość uszkodzeniowa  $f_u$  maleje wraz ze zmniejszaniem momentu obciążenia. Nie zależy ona od aktualnej wartości prędkości kątownej, co może mieć bardzo duże znaczenie w napędach beczujnikowych.

Tabela 1. Charakterystyka częstotliwości uszkodzeniowej w funkcji momentu i stopnia uszkodzenia wirnika

Moment [%]	$f_u$ [Hz]	Moment [%]	$f_u$ [Hz]	Moment [%]	$f_u$ [Hz]
<b>2 pręty uszkodzone</b>		<b>4 pręty uszkodzone</b>		<b>8 prętów uszkodzonych</b>	
100	6,30	100	6,00	100	5,66
70	4,54	70	4,44	70	4,40
50	3,30	50	3,37	50	3,50
20	1,43	20	1,53	20	1,80

Porównano charakterystykę częstotliwości uszkodzeniowej otrzymanej w badaniach symulacyjnych z wynikami otrzymanymi w badaniach laboratoryjnych (rys. 6) [5], [6].



Rys. 6. Charakterystyka częstotliwości  $f_u$  w funkcji momentu dla układu napędowego z silnikiem indukcyjnym o uszkodzonych 4 prętach klatki wirnika [6]

Sprawdzono zależność częstotliwości uszkodzeniowej od zmian momentu obciążenia dla prędkości 50% i 20% wartości znamionowej oraz dla 4 prętów uszkodzonych. Wyniki tych badań zamieszczono na rys. 6.

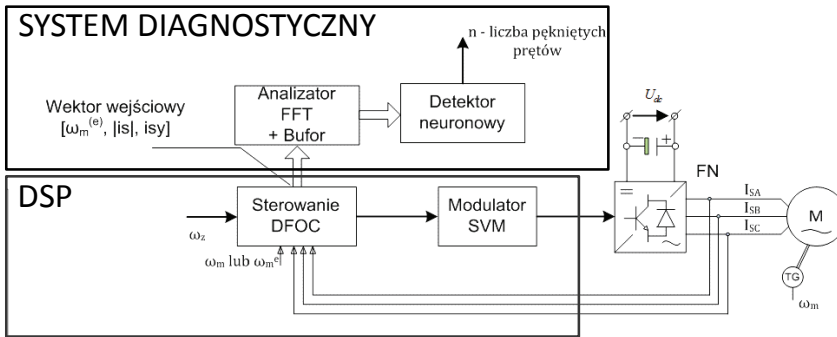
Wykazano, że w strukturze wektorowego sterowania DFOC możliwe jest dokładne określenie stopnia uszkodzenia wirnika przez wykorzystanie sygnałów dostępnych w wewnętrznej strukturze wektorowego sterowania i estymacji momentu elektromagnetycznego SI. Diagnostyka silnika może odbywać się z wykorzystaniem transformaty FFT [3] lub z wykorzystaniem tylko sieci neuronowych, na wejście których będą podawane sygnały zawierające częstotliwość uszkodzeniową oraz estymowaną wartość momentu elektromagnetycznego [6]. Dla momentu obciążenia większego od 60%  $m_N$  częstotliwość  $f_u$  się zmniejsza wraz ze wzrostem stopnia uszkodzenia wirnika, natomiast dla mniejszych momentów częstotliwość ta jest większa dla przypadków związanych z większym uszkodzeniem wirnika. Z widm częstotliwości prądu stojana wynika, że uszkodzone pręty wirnika dają wzrost pasma bocznych prążków widma wokół częstotliwości sieciowej  $f_s$  w harmonicznym  $f_i = f_s(1 \pm 2ks)$ ,  $k = 1, 2, 3, \dots$  [3], [6].

### 3. NEURONOWY DETEKTOR USZKODZENIA WIRNIKA SILNIKA INDUKCYJNEGO W UKŁADZIE STEROWANIA POŁOWO-ZORIENTOWANEGO

W niniejszym rozdziale zaprezentowano możliwości wykorzystania sztucznych sieci neuronowych do wykrywania uszkodzenia silnika indukcyjnego [8], pracującego w zamkniętej pętli regulacji prędkości kątowej (rys. 7, 8).



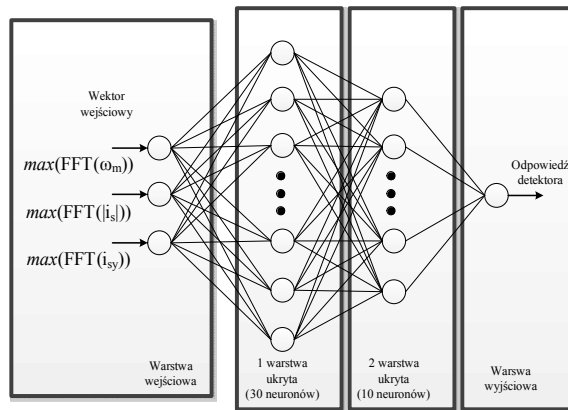
Rys. 7. Koncepcja działania systemu diagnostycznego z detektorem neuronowym



Rys. 8. Struktura neuronowego detektora uszkodzenia wirnika SI pracującego w układzie wektorowego sterowania DFOC

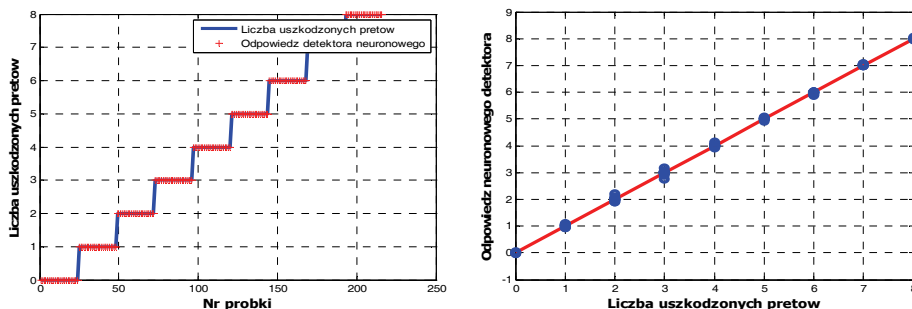
Wyniki przedstawionych badań pokazują, że możliwe jest wykorzystanie wewnętrznych sygnałów ze struktur wektorowego sterowania do wykrywania uszkodzenia wirnika silnika indukcyjnego.

System diagnostyczny, w którym wykorzystano sieć neuronową o strukturze 3-30-10-1 (rys. 9) [8], dokonuje identyfikacji liczby uszkodzonych prętów klatki wirnika na podstawie wcześniej obliczonych amplitud harmonicznych poślizgowych sygnałów prędkości mierzonej lub estymowanej, modułu wektora prądu stojana i składowej prądu stojana  $i_{sy}$  [6], [8].



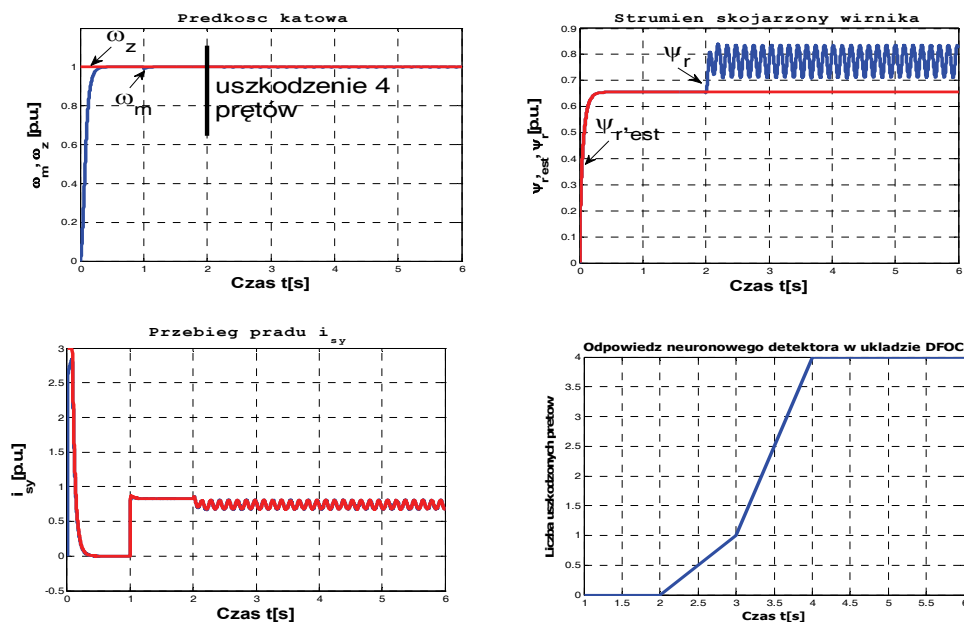
Rys. 9. Wektor wejściowy oraz struktura detektora neuronowego w układzie sterowania DFOC

Uzyskane odpowiedzi systemu diagnostycznego na ciąg danych testowych, przedstawiono na rys. 10 [6], [8]. Uzyskany błąd średniokwadratowy nie przekracza  $10^{-3}$ .



Rys. 10. Wyniki działania detektora neuronowego w strukturze DFOC

Zastosowanie bloku analizatora widmowego przed układem detektora neuronowego zapewnia bezbłędną identyfikację liczby uszkodzonych prętów w klatce wirnika SI. Niestety podejście takie wymaga zastosowania dodatkowych buforów wejściowych oraz zwiększonego zapotrzebowania na moc obliczeniową potrzebną do równoczesnej analizy FFT kilku sygnałów czasowych. Niewątpliwie jest to ogromna wada proponowanego detektora neuronowego. Zaproponowane podejście gwarantuje jednak niemal 100% wykrywalność uszkodzenia wirnika (rys. 10).



Rys. 11. Wyniki działania detektora neuronowego w strukturze DFOC w trybie on-line (4 uszkodzone pręty)

Na rysunku 11 przedstawiono odpowiedź systemu diagnostycznego pracującego w strukturze DFOC w trybie on-line [6], [8].

W chwili  $t = 0$  s wymuszono w układzie znamionową prędkość. Następnie w chwili  $t = 1$  s wymuszono znamionowy moment obciążenia. Po osiągnięciu przez układ napędowy stanu ustalonego w czasie  $t = 2$  s nastąpiło uszkodzenie 4 prętów klatki wirnika. Dla takiej sytuacji uzyskano poprawną identyfikację liczby uszkodzonych prętów po czasie równym  $t = 2$  s, która wynika z zastosowania bufora wejściowego, po wypełnieniu którego dokonywana jest analiza FFT, a następnie generowana odpowiedź detektora. Ze względu na powolnie postępujące uszkodzenie klatki wirnika czas odpowiedzi detektora nie jest krytyczny.

W takiej sytuacji detektor zwrócił pozytywny wynik po czasie równym  $t = 2$  s. Stosunkowo długi czas reakcji odpowiedzi systemu diagnostycznego jest skutkiem zastosowania bufora wejściowego, po wypełnieniu którego dokonywana jest analiza FFT, a następnie generowana odpowiedź detektora.

#### 4. WNIOSKI

Celem pracy było opracowanie neuronowego detektora uszkodzenia prętów klatki wirnika silnika indukcyjnego pracującego w układzie sterowania połowo zorientowanego. Opracowany został system bazujący na sygnałach dostępnych w wewnętrznej strukturze sterowania. Wykorzystano analizę FFT w celu zwiększenia skuteczności działania detektora neuronowego. Wadą przedstawionego rozwiązania jest skomplikowana struktura wewnętrzna detektorów i bardzo duże wymagania sprzętowe. Napędy, które pracują w trudnych i zmiennych warunkach przemysłowych, powinny być zaopatrzone w dodatkowe systemy diagnostyczne umożliwiające wczesne wykrycie uszkodzenia wirnika.

#### LITERATURA

- [1] BENBOUZID M.E.H., DIALLO D., ZERAOULIA M., *Advanced fault-tolerant control of induction motor drives for EV/HEV traction applications, from conventional to modern and intelligent techniques*, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 56, 2007, 519–528.
- [2] CAMPOS-DELGADO D.U., ESPINOZA-TREJO D.R., PALACIOS E., *Fault-tolerant control in variable speed drives, a survey*, Electric Power Applications IET, 2 (2), 2008, 121–134.
- [3] KOWALSKI C.T., *Monitorowanie i diagnostyka uszkodzeń silników indukcyjnych z wykorzystaniem sieci neuronowych*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 57, Seria: Monografie, Nr 18, Wrocław 2005.
- [4] KOWALSKI C.T., DYBKOWSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Rotor fault analysis in the field oriented controlled induction motor drive*, Proc. 17th Intern. Conf. EDPE 2009, on CD.
- [5] DYBKOWSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., KOWALSKI C., *Analiza układu wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym z uszkodzonymi prętami klatki wirnika*, Przegląd Elektrotechniczny, 87 (4), 2011, 215–219.

- [6] 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.
- [7] ORLOWSKA-KOWALSKA T., *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2003.
- [8] SOJKA A., *Wykorzystanie sztucznych sieci neuronowych do wykrywania uszkodzeń wirnika silnika indukcyjnego w układzie wektorowego sterowania*, praca dyplomowa pod kierunkiem M. Dybkowskiego, Wrocław 2012.

#### INDUCTION MOTOR ROTOR FAULTS DETECTION BASED ON NEURAL NETWORKS IN DIRECT FIELD ORIENTED CONTROL STRUCTURE

In the paper the influence of broken rotor bars to the properties of vector controlled induction motor drive system was checked. Characteristic frequency was shown. The rotor fault detector based on the neural network was described and tested in simulation. Proposed algorithm was applied in the Direct Field Oriented Control Structure of Induction Motor. Control structure was tested and checked during different drive operation. Simulation results were performed in Matlab Simulink software.

*DTC-SVM, sterowanie wektorowe, silnik indukcyjny,  
regulator adaptacyjny, ANFC, uszkodzenia czujnika prędkości,  
detektor uszkodzenia czujnika prędkości*

Mateusz DYBKOWSKI\*

## **UKŁAD NAPĘDOWY O ZWIĘKSZONYM STOPNIU BEZPIECZEŃSTWA Z ADAPTACYJNYM REGULATOREM NEURONOWO-ROZMYTYM**

W artykule przedstawiono możliwości wykorzystania adaptacyjnego regulatora neuronowo rozmytego w układzie bezpośredniego sterowania momentem elektromagnetycznym (DTC-SVM) silnika indukcyjnego o zwiększonym stopniu bezpieczeństwa. Wykonano badania ilustrujące wpływ zastosowania układu adaptacyjnego w torze regulacji prędkości kątowej na jakość pracy napędu podczas zmiany topologii układu sterowania, wywołanej uszkodzeniem czujnika prędkości kątowej. Badania wykonano w środowisku Sim Power System.

### **1. WPROWADZENIE**

Intensywny rozwój układów napędowych sterowanych metodami wektorowymi, w szczególności w przemyśle automotive, spowodował wzrost zainteresowania systemami o zwiększonym stopniu bezpieczeństwa – FTC (ang. *Fault Tolerant Control*) [6], [7], [10], [11]. Do podstawowych uszkodzeń napędów, występujących w przemyśle, zalicza się awarie silnika indukcyjnego, czujników pomiarowych oraz przemiennika częstotliwości.

Awarie każdego z elementów prowadzą do powstania niekontrolowanych zjawisk w układzie napędowym, a w skrajnym przypadku mogą doprowadzić do utraty jego stabilności i/lub uszkodzenia. Konieczne jest więc wykrywanie uszkodzeń w możliwie wczesnej fazie ich występowania i przełączaniu systemu na układ redundantny (jeżeli istnieje taka możliwość) [6].

---

\* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: mateusz.dybkowski@pwr.edu.pl



Jednym z najczęściej występujących uszkodzeń w złożonych układach napędowych jest uszkodzenie czujnika prędkości kątowej. Jego awaria, powoduje, że nie-  
możliwa staje się praca napędu, który z samego założenia wymaga tej mechanicznej  
zmiennej stanu do prawidłowej pracy. Istnieje wiele koncepcji wykrywania uszkodzeń  
tego typu układów pomiarowych i ich kompensacji [10]. Istotne jest aby w fazie  
zmiany topologii układu sterowania lub systemu pomiarowego przejście pomiędzy  
nimi było możliwie płynne i niezauważalne dla użytkownika [8], [10], [11].

W niniejszym artykule przedstawiono analizę układu napędowego sterowanego  
metodą wektorową DTC-SVM podczas wystąpienia uszkodzenia inkrementalnego  
czujnika prędkości kątowej [8]. Skupiono się na fazie przejścia pomiędzy systemem  
z pomiarem prędkości kątowej na układ bezczujnikowy [9]. Sprawdzone i porównano  
możliwości pracy takiego napędu z klasycznym regulatorem PI oraz z Adaptacyjnym  
Regulatorem Neuronowo-Rozmytym (ang. *Adaptive Neuro Fuzzy Controller* – ANFC)  
w torze regulacji prędkości kątowej. Wykonano badania symulacyjne w środowisku  
Sim Power System.

## 2. MODEL MATEMATYCZNY UKŁADU NAPĘDOWEGO DTC-SVM ORAZ REGULATORA ANFC

Jedną z najbardziej popularnych metod sterowania silnikiem indukcyjnym w zasto-  
sowaniach przemysłowych, jest struktura DTC-SVM [8], [9] (rys. 1), w której dzięki  
zastosowaniu modulatora wektorowego (ang. *Space Vector Modulation*) i zastąpieniu  
regulatorów histerezowych strumienia i momentu silnika (które występują w klasycz-  
nej strukturze DTC-ST) – regulatorami typu PI, można uzyskać stałą częstotliwość  
łączeń zaworów przemiennika częstotliwości, a tym samym stałą wartość strat łącze-  
niowych w przekształtniku [8].

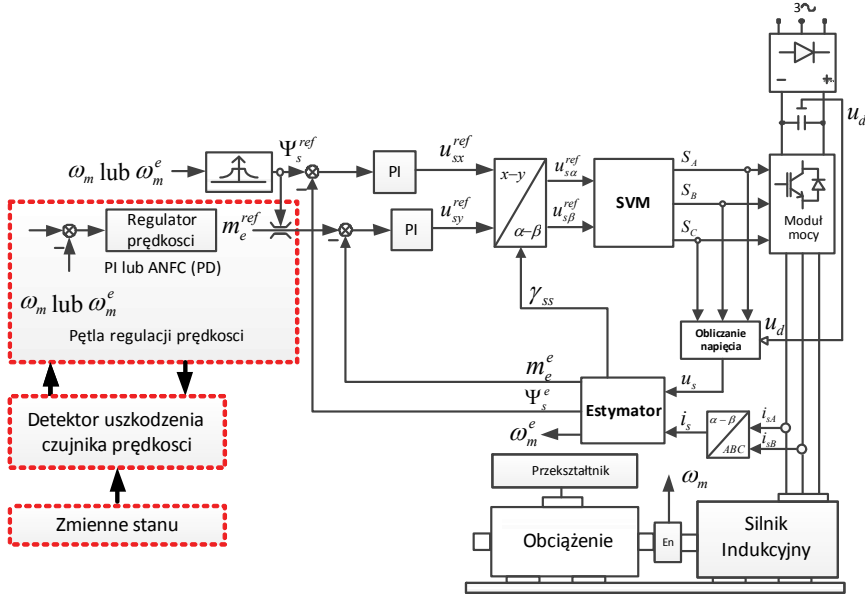
Schemat ideowy struktury DTC-SVM przedstawiono na rys. 1 [8]. Składowe  
strumienia stojana, niezbędne do prawidłowej pracy układu DTC-SVM można wyzna-  
czyć z zależności:

$$\Psi_s^e = \frac{x_m}{x_r} \Psi_r^e + x_s \mathbf{i}_s. \quad (1)$$

Do wyznaczenia składowych strumienia wirnika wykorzystano model prądowy  
silnika indukcyjnego:

$$\frac{d}{dt} \Psi_r^i = \left[ \frac{r_r}{x_r} (x_m \mathbf{i}_s - \Psi_r^i) + j \omega_m^e \Psi_r^i \right] \frac{1}{T_N}. \quad (2)$$

Do pomiaru prędkości kątowej wykorzystano enkoder inkrementalny o rozdziel-  
czości 5000 imp./obr.



Rys. 1. Struktura układu bezpośredniego sterowania momentem dla napędu z silnikiem indukcyjnym

W estymatorze prędkości MRAS<sup>CC</sup>, który wykorzystano w układzie jako system redundantny, wartości składowych wektora strumienia wirnika obliczane są na podstawie modelu prądowego (2) (stąd oznaczenie C – ang. *current*), natomiast równanie estymatora prądu stojana wynika z przekształcenia równań opisujących silnik indukcyjny [8]:

$$T_N \frac{d\mathbf{i}_s^e}{dt} = \frac{1}{x_s \sigma} \left( \mathbf{u}_s - r_s \mathbf{i}_s^e - \frac{r_r x_m^2}{x_r^2} \mathbf{i}_s^e + \frac{x_m r_r}{x_r^2} \Psi_r^i - j \frac{x_m}{x_r} \Psi_r^i \omega_m^e \right). \quad (3)$$

W estymatorze tym prędkość kątowna otrzymywana jest na wyjściu regulatora PI, który w tym przypadku spełnia zadanie mechanizmu adaptacji.

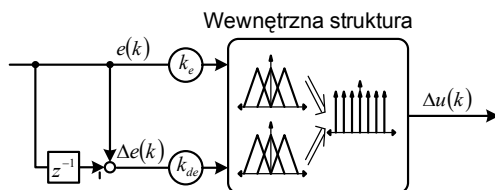
$$\omega_m^e = k_p (e_{is\alpha} \Psi_{r\beta}^i - e_{is\beta} \Psi_{r\alpha}^i) + k_I \int (e_{is\alpha} \Psi_{r\beta}^i - e_{is\beta} \Psi_{r\alpha}^i) dt, \quad (4)$$

$$e_{is\alpha,\beta} = i_{s\alpha,\beta} - i_{s\alpha,\beta}^e.$$

Otrzymywana w ten sposób prędkość kątowna wykorzystywana jest do przestrajania zarówno modelu prądowego jak i estymatora prądu stojana [8].

W układzie sprawdzono możliwości wykorzystania Adaptacyjnego Regulatora Neuronowo-Rozmytego w pętli regulacji prędkości kątownej w celu poprawy pracy napędu podczas zmiany topologii sterowania napędu. Schemat ideowy zastosowanego Regulatora Neuronowo-Rozmytego przedstawiono na rys. 2. Widoczne są relacje

między błędem regulacji prędkości kątowej  $e(k)$ , jego zmiany  $\Delta e(k)$  i sygnału sterującego  $\Delta u(k)$ . Układ ten jest regulatorem typu PD, jeżeli integrator wyjściowy zostanie pominięty (rys. 3) (taki układ poddany był analizie w niniejszej pracy) [2], [3], [4], [5].



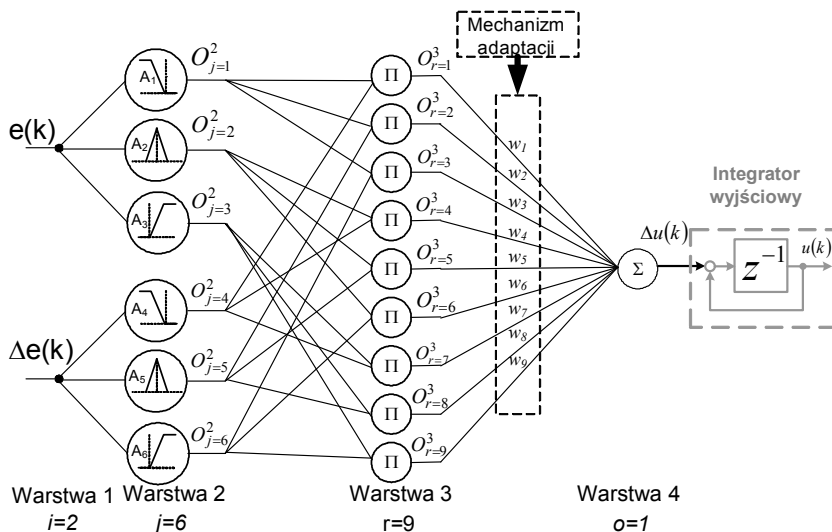
Rys. 2. Schemat regulatora typu PD lub ślizgowego regulatora rozmytego [1], [3]

Powierzchnię przełączania w regulatorze ślizgowym można obliczyć na podstawie właściwości bazy reguł, które opisują związek między błędem ( $e$ ) a jego zmianą. Podobnie jak dla klasycznego regulatora, powierzchnia przełączania może być opisana za pomocą zależności [2]:

$$s^* = \lambda^* e^* + \Delta e^*, \quad (5)$$

gdzie  $\lambda$  przedstawia nachylenie funkcji przełączającej  $\lambda^* e^* + \Delta e^* = 0$ .

Adaptacyjny regulator rozmyty można przedstawić jak na rys. 3.



Rys. 3. Struktura wewnętrzna regulatora rozmytego (PD, jeśli integrator wyjściowy jest pominięty, PI jeśli integrator jest wykorzystywany)

Baza reguł regulatora rozmytego opiera się na kilku zasadach opisanych warunkami IF-THEN:

$$R_j : \text{IF } x_1 \text{ is } A_r^j \text{ and } x_2 \text{ is } A_2^i \text{ THEN } y = w_i, \quad (6)$$

gdzie  $x_i$  – zmienna wejściowa,  $A_r^j$  – wejściowa funkcja przynależności,  $w_i$  – waga wyjściowa [2].

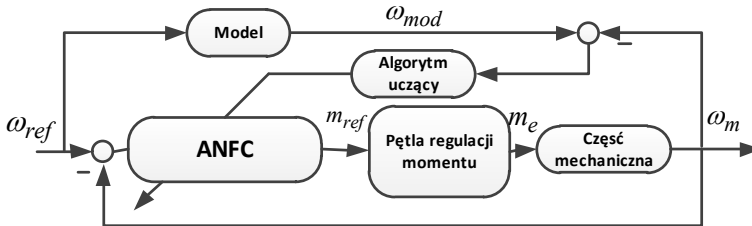
Regulator startuje z wagami zerowymi i jest dostrajany na podstawie błędu odtworzenia prędkości kątowej [2], [8]. Model odniesienia wykorzystywany w analizowanej strukturze sterowania może być opisany zależnością:

$$G_m(p) = \frac{\omega_n^2}{p^2 + 2\xi\omega_n p + \omega_n^2}, \quad (7)$$

gdzie  $\zeta$  – współczynnik tłumienia,  $\omega_n$  – częstotliwość rezonansowa.

Mechanizm adaptacji poszczególnych wag Regulatora Neuronowo-Rozmytego w warstwie wyjściowej opisano w sposób szczegółowy w pracy [4].

Na rysunku 4 przedstawiono schemat ideowy układu sterowania DTC-SVM z Adaptacyjnym Regulatorem Neuronowo-Rozmytym.



Rys. 4. Schemat ideowy układu sterowania DTC-SVM z regulatorem ANFC typu PD

### 3. ANALIZA PRACY UKŁADU NAPĘDOWEGO O ZWIĘKSZONYM STOPNIU BEZPIECZEŃSTWA

W przypadku inkrementalnego czujnika prędkości kątowej możliwe są do wystąpienia cztery typy uszkodzeń, przedstawione na rys. 5, które można opisać za pomocą równania [7]:

$$\omega_m^m = (1 - \gamma)\omega_m \quad (8)$$

gdzie:  $\omega_m^m$  – mierzona wartość prędkości mechanicznej,  $\omega_m$  – rzeczywista wartość prędkości mechanicznej,  $\gamma$  – współczynnik pomocniczy, przy czym:  $-1 \leq \gamma \leq 1$ .



Rys. 5. Rodzaje uszkodzeń czujników prędkości

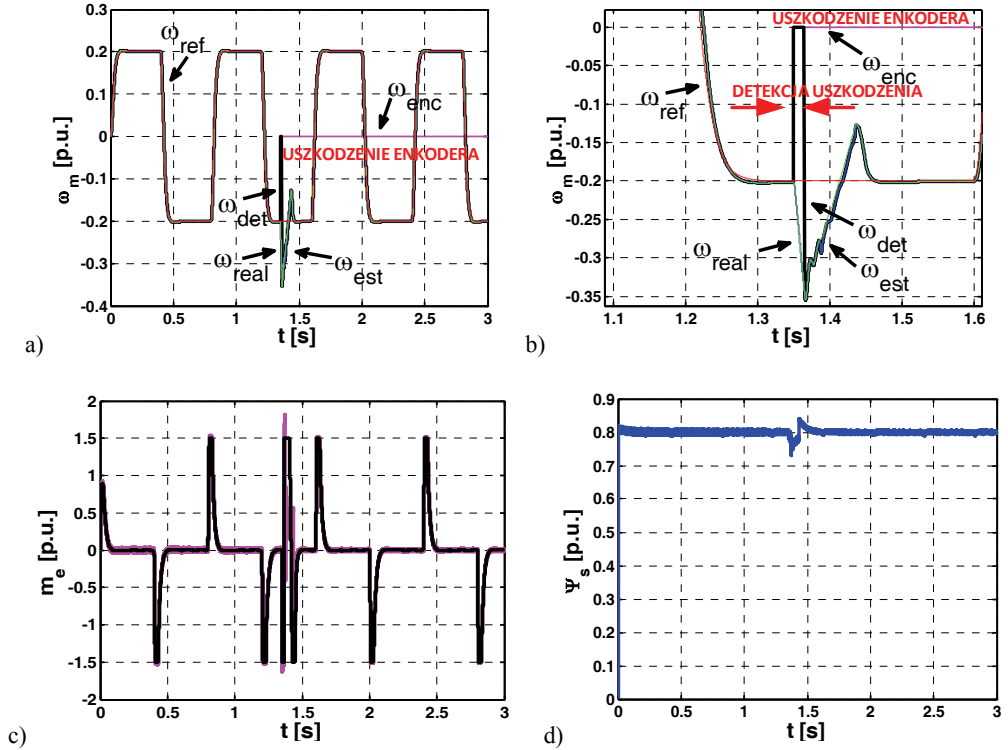
W zależności od współczynnika  $\gamma$ , otrzymywana wartość prędkości mechanicznej pobierana z czujnika może być przerywana lub zerowa. Brak impulsów wyjściowych z enkodera jest spowodowane całkowitym przerwaniem pętli pomiarowej. Ograniczenie liczby impulsów może być wynikiem blokowania otworów tarczy czujnika, a cykliczne przerywanie sygnału pomiarowego występuje dla uszkodzenia elektroniki bądź przewodów zasilających [10].

Najprostszym sposobem detekcji awarii w układach napędowych jest wykorzystanie zmiennych stanu z wewnętrznej pętli sterowania. W niniejszej pracy wykorzystano algorytm opisany w pracach [10], [11].

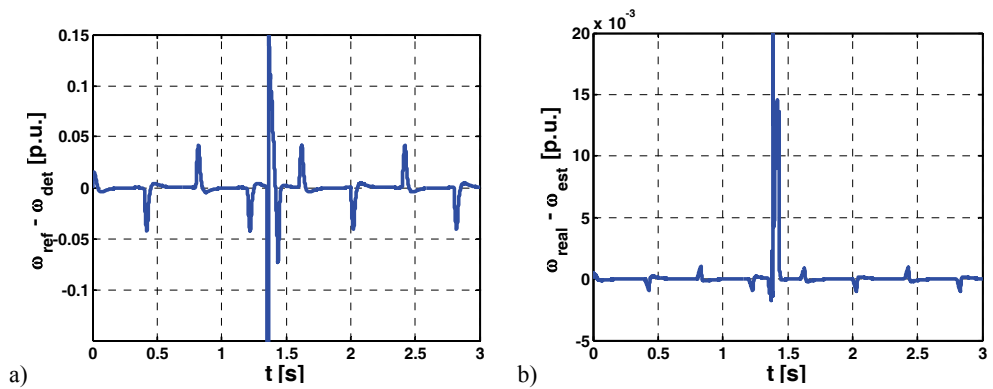
Analizie poddano zachowanie się układu sterowanego metodą DTC-SVM podczas zmiany topologii sterowania (z układu z pomiarem prędkości na system bezczujnikowy) wywołanej detekcją jednego z opisanych uszkodzeń czujnika prędkości kątowej. Sprawdzono działanie napędu z klasycznym regulatorem typu PI oraz z układem ANFC.

W celu możliwości oceny jakości adaptacji regulatora ANFC do zmiennych warunków pracy w pierwszej kolejności sprawdzono odpowiedź klasycznego układu DTC-SVM (z regulatorem liniowym typu PI) na zmianę w nadrzędnym torze regulacji z sygnału mierzonych na sygnał estymowany za pomocą estymatora MRAS. Wyniki tej analizy przedstawiono na rys. 6.

Napęd w czasie początkowym pracuje w układzie sterowania z pomiarem prędkości kątowej. Wartość strumienia stojana wyznaczana jest na podstawie modelu prądowego silnika indukcyjnego (1), (2). Po chwili  $t = 1,3$  s następuje awaria czujnika prędkości kątowej oraz jego detekcja (po upływie 10 ms). Napęd przełączony zostaje w tryb pracy bezczujnikowej. W momencie przejścia na tryb pracy bezczujnikowej następuje stosunkowo duży uchyb pomiędzy prędkością rzeczywistą (oraz



Rys. 6. Przebiegi prędkości (a, b), momentu elektromagnetycznego (c), modułu strumienia stojana (d) podczas zmiany struktury sterowania wywołanej uszkodzeniem czujnika prędkości kątowej ( $t = 1,3$  s); układ z klasycznym regulatorem PI

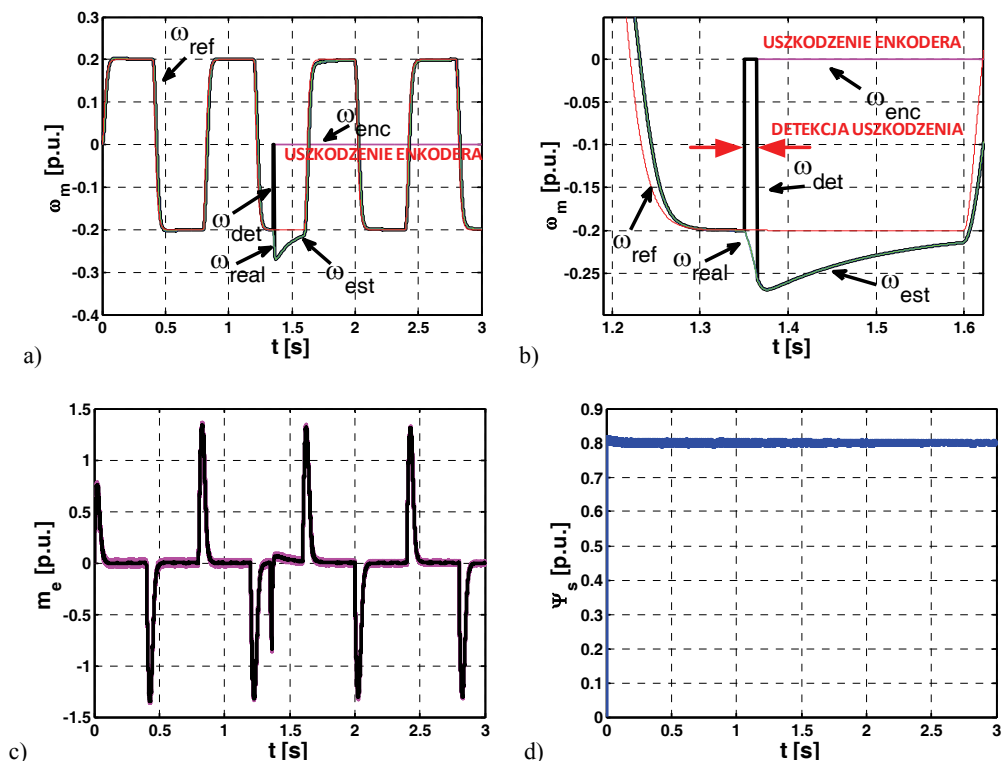


Rys. 7. Przebiegi uchybu w pętli sterowania prędkością oraz błędu odtwarzania podczas zmiany struktury sterowania wywołanej uszkodzeniem czujnika prędkości kątowej ( $t = 1,3$  s); układ z klasycznym regulatorem PI

estymowaną) a wartością zadaną. Parametry regulatora PI dobrane były dla układu z pomiarem prędkości, które przy zmianie topologii układu sterowania nie pozwalają na szybszą reakcję napędu. W czasie pracy napędu błąd estymacji prędkości jest bliski zeru (rys. 7).

Prędkość kąтова odtwarzana jest z niewielkim błędem także podczas zmiany sygnału podawanego na wejście struktury sterowania z pomiaru na wartość estymowaną. Istotne jest, że napęd z klasycznym regulatorem PI zapewnia stabilną pracę napędu nawet podczas występowania uszkodzenia czujnika prędkości kątowej i zmiany topologii sterowania.

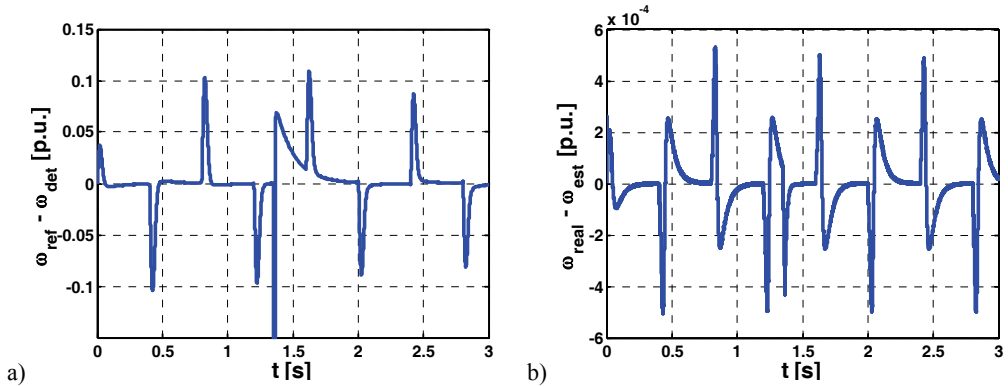
W kolejnej części pracy przedstawiono wybrane wyniki badań układu napędowego sterowanego metodą DTC-SVM odpornego na uszkodzenia czujnika prędkości kątowej z adaptacyjnym regulatorem neuronowo-rozmytym. Na podstawie wcześniejszych badań zdecydowano się wykorzystać układ typu PD, zwany regulatorem ślizgowym [4], [5].



Rys. 8. Przebiegi prędkości (a, b), momentu elektromagnetycznego (c), modułu strumienia stojana (d) podczas zmiany struktury sterowania wywołanej uszkodzeniem czujnika prędkości kątowej ( $t = 1,3$  s); układ z regulatorem ANFC

W pierwszej kolejności wykonano badania dla trajektorii zmian prędkości kątowej jak dla struktury z regulatorem typu PI. Wagi początkowe regulatora były ustalone na zero.

Na rysunku 8 przedstawiono przebiegi prędkości mierzonej, zadanej, estymowanej i rzeczywistej (z modelu silnika), a na rys. 9 odpowiadające im przebiegi błędów.



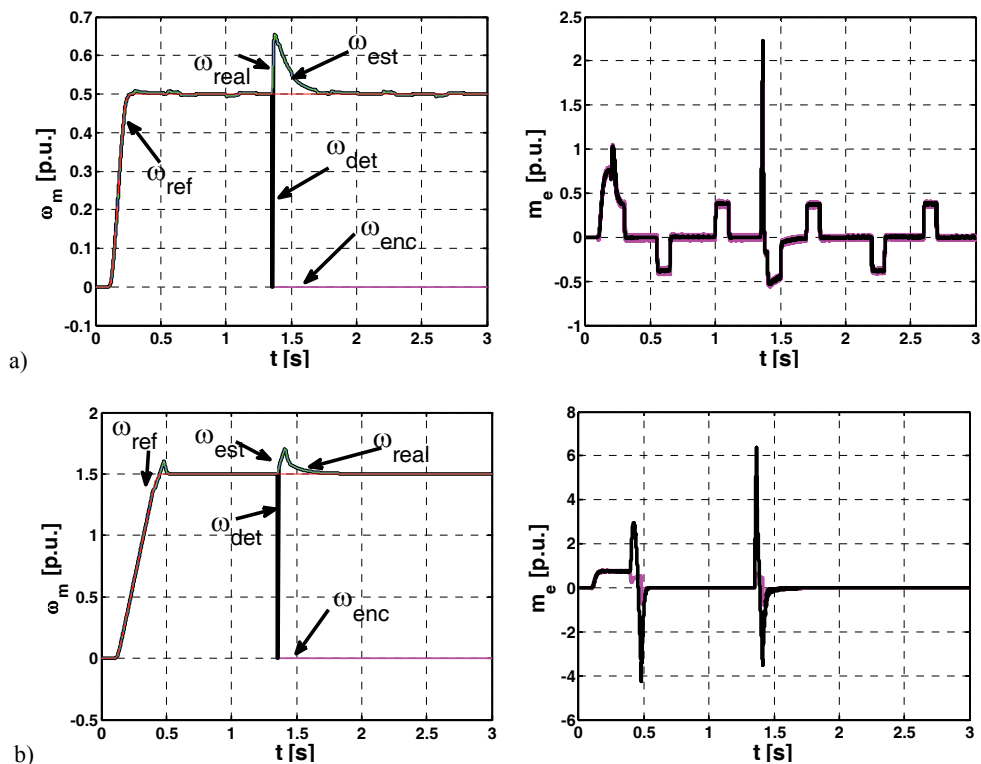
Rys. 9. Przebiegi uchybu w pętli sterowania prędkością oraz błędu odtwarzania podczas zmiany struktury sterowania wywołanej uszkodzeniem czujnika prędkości kątowej ( $t = 1,3$  s); układ z regulatorem ANFC

W przypadku układu z adaptacyjnym regulatorem neuronowo-rozmytym podczas normalnej pracy praktycznie nie da się zaobserwować różnicy pomiędzy działaniem obu napędów. Po wykryciu awarii enkodera i przełączeniu układu w tryb bezczujnikowy, zauważalne jest jednak, że układ z zaproponowanym regulatorem szybciej adaptuje się do aktualnych warunków pracy. Zapad prędkości jest zdecydowanie mniejszy niż w przypadku napędu z regulatorem typu PI, błędy odtwarzania prędkości przyjmują mniejsze wartości, co istotne ulegają one zmianom podczas kolejnych cykli pracy napędu.

Na kolejnym rysunku przedstawiono pracę układu z regulatorem ANFC podczas wystąpienia awarii czujnika prędkości dla innych jej wartości i podczas zmian momentu obciążenia.

Zmienny moment obciążenia wpływa w sposób istotny na pracę napędu oraz na wartość zapadu prędkości przy wystąpieniu uszkodzenia enkodera. Szczególnie widoczne jest to na przebiegu momentu elektromagnetycznego silnika indukcyjnego. W chwili awarii impuls dochodzi do ponad  $4\times$  większej wartości od momentu znamionowego. Podobnie w przypadku osłabiania pola. W momencie zmiany topologii sterowania powstaje duży uder momentu, który może doprowadzić do wyłączenia napędu przez zewnętrzne zabezpieczenia.





Rys. 10. Przebiegi prędkości i momentu elektromagnetycznego podczas zmiany struktury sterowania wywołanej uszkodzeniem czujnika prędkości kątowej ( $t = 1,3$  s) dla układu z regulatorem ANFC pracującego z prędkością 50% (a) i 150% wartości znamionowej

#### 4. WNIOSKI

Celem pracy było opracowanie układu wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym z adaptacyjnym regulatorem neuronowo-rozmytym (ANFC) odpornego na uszkodzenia czujnika prędkości kątowej. Wykazano, że zastosowanie tego typu rozwiązania poprawia pracę napędu podczas zmiany jego topologii na bezczujnikową wywołaną uszkodzeniem czujnika prędkości.

Czas detekcji ma istotny wpływ na wartość przeregulowania prędkości kątowej. Możliwe jest opracowanie detektora, cechującego się zdecydowanie krótszym czasem działania, a tym samym zmniejszenie skutków zmiany topologii struktury sterowania. W pracy zdecydowano się jednak na wykorzystanie bardzo prostego w konstrukcji systemu diagnostycznego cechującego się stosunkowo długim czasem potrzebnym na prawidłową diagnozę w celu dokładnego zilustrowania zjawisk zachodzących w na-

pędzie podczas zmiany struktury sterowania z układu z pomiarem prędkości na strukturę bezczujnikową.

#### LITERATURA

- [1] SZABAT K., ORLOWSKA-KOWALSKA T., *Vibration Suppression in Two-Mass Drive System using PI Speed Controller and Additional Feedbacks – Comparative Study*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2007, Vol. 54, No. 2, 1193–1206.
- [2] ORLOWSKA-KOWALSKA T., SZABAT K., *Control of the Drive System with Stiff and Elastic Couplings Using Adaptive Neuro-Fuzzy Approach*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2007, Vol. 54, No. 1, 228–240.
- [3] YAGER R.R., FILEV D.P., *Essentials of Fuzzy Modeling and Control*, Wiley, 1994.
- [4] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., SZABAT K., *Adaptive neuro-fuzzy control of the sensorless induction motor drive system*, 12th International Power Electronics and Motion Control Conference. EPE – PEMC 2006, 1836–1841.
- [5] ORLOWSKA-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] BENBOUZID M.E.H., DIALLO D., ZERAOUA M., *Advanced fault-tolerant control of induction motor drives for EV/HEV traction applications, from conventional to modern and intelligent techniques*, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2007, 56, 519–528.
- [7] CAMPOS-DELGADO D.U., ESPINOZA-TREJO D.R., PALACIOS E., *Fault-tolerant control in variable speed drives, a survey*, Electric Power Applications IET, 2008, 2 (2), 121–134.
- [8] 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, Oficyna Wydawnicza PWr., Wrocław 2013.
- [9] ORLOWSKA-KOWALSKA T., *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2003.
- [10] KLIMKOWSKI K., DYBKOWSKI M., *An influence of the chosen sensors faults to the performance of induction motor drive system working in vector control method*, Poznań University of Technology, Academic Journals, Electrical Engineering, 2014, No. 77, 185–192 (in Polish).
- [11] KLIMKOWSKI K., DYBKOWSKI M., *An analysis of the chosen sensors fault tolerant induction motor drive*, Poznań University of Technology, Academic Journals, Electrical Engineering, 2014, No. 77, 193–200 (in Polish).

#### FAULT TOLERANT DIRECT TORQUE CONTROL OF INDUCTION MOTOR WITH ADAPTIVE NEURO-FUZZY CONTROLLER

In the paper the possibility of adaptive neuro-fuzzy controller application in the Direct Torque Controlled (DTC-SVM) induction motor drive system was presented. Simulation results of the vector controlled induction motor drive system during the speed sensor faults were illustrated. System was checked during the control topology changes. Control structure was tested and checked during different drive operations. Simulation results were obtained using Sim Power System.

*napęd elektryczny 0, silnik indukcyjny, falownik napięcia,  
sterowanie odporne na uszkodzenia, sterowanie predykcyjne*

Piotr SOBAŃSKI, Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA\*

## **PREDYKCYJNY ALGORYTM STEROWANIA NAPĘDEM Z SILNIKIEM INDUKCYJNYM ZASILANYM Z 4-TRANZYSTOROWEGO FALOWNIKA NAPIĘCIA**

W artykule zaprezentowano predykcyjny algorytm bezpośredniego sterowania strumieniem stojana oraz momentem elektromagnetycznym silnika indukcyjnego zasilanego z 4-tranzystorowego falownika napięcia. Zaproponowana metoda regulacji może być wykorzystana w układach napędowych ze sterowaniem tolerującym uszkodzenia tranzystorów trójfazowego falownika napięcia. Zaletą przedstawionego rozwiązania jest stabilizacja napięć kondensatorów filtra wejściowego falownika napięcia, przy jednoczesnym zachowaniu wysokiej jakości regulacji zmiennych stanu w napędzie. Korzystne właściwości metody wynikają z zastosowanej adaptacji współczynnika wagowego funkcji kosztów sterowania, który reguluje szybkość procesu wyrównywania napięć na kondensatorach. W artykule zdefiniowano sposób strojenia regulatora predykcyjnego oraz zaprezentowano wyniki badań symulacyjnych potwierdzających skuteczność zaproponowanego rozwiązania.

### 1. WSTĘP

Awarie łączników półprzewodnikowych w energoelektronicznych układach przekształtnikowych AC/DC/AC zasilających maszyny prądu przemiennego stanowią 60% wszystkich awarii w napędach elektrycznych ze sterowaniem częstotliwościowym [19]. Zarówno w przypadku prostowników jak i falowników, nieprawidłowości pracy tranzystorów mogą doprowadzić do znacznego obniżenia jakości procesów przemysłowych realizowanych przez napędy elektryczne [14], [15]. Awarie tranzystorów w falownikach napięcia istotnie ograniczają możliwość regulacji wybranych zmiennych stanu napędu oraz zwiększają ryzyko kolejnych uszkodzeń [1], [13]. W związku z tym, najnowsze techniki sterowania napędami elektrycznymi obejmują monitorowanie stanu najbardziej narażonych na awarię elementów układów napędo-

---

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

wych oraz w przypadku jej wystąpienia, zakładają podjęcie działań mających na celu przywrócenie pełnej bądź częściowej funkcjonalności napędu. Na rysunku 1 przedstawiono charakterystyczną sekwencję zdarzeń, które są realizowane w ramach sterowania tolerującego uszkodzenia w elektrycznych układach napędowych [16], [19].



Rys. 1. Sekwencja zdarzeń w układach napędowych ze sterowaniem tolerującym uszkodzenia elementów napędu

Diagnostyka awarii tranzystorów w przemiennikach częstotliwości może być realizowana za pomocą prostych układów pomiarowych bądź algorytmów polegających na przetwarzaniu sygnałów, których pomiar jest wymagany z uwagi na przyjętą metodę regulacji zmiennych stanu w napędzie [8].

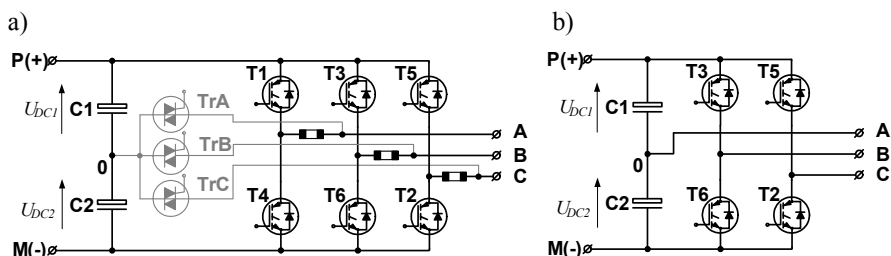
Niezależnie od wyboru metody diagnozowania uszkodzeń, konieczne jest zastosowanie przekształtnika energoelektronicznego o budowie umożliwiającej odizolowanie nieprawidłowo pracujących łączników oraz rekonfigurację połączeń, która umożliwia kompensację niekorzystnego wpływu awarii dzięki zastosowaniu nowego algorytmu sterowania. Przegląd specjalnych topologii przemienników częstotliwości, stosowanych w układach napędowych ze sterowaniem tolerującym uszkodzenia tranzystorów przedstawiono m.in. w [18], [20]. Z finansowego punktu widzenia, zastosowanie pełnej redundancji sprzętowej, tj. np. dodatkowej gałęzi przekształtnika, która zastępuje uszkodzoną część przemiennika częstotliwości w razie awarii, stanowi mało atrakcyjne rozwiązanie. W przypadku dwupoziomowych, trójfazowych układów falownikowych często są stosowane redundantne topologie, które po rekonfiguracji połączeń odpowiadają układom trójfazowych falowników o napięciu wyjściowym formowanym przy użyciu czterech tranzystorów [16]. Pomimo ograniczenia zakresu regulacji prędkości znamionowo obciążonego napędu do wartości o połowę mniejszej niż znamionowa, z uwagi na niski koszt rozwiązania, przemysłowe zastosowanie wspomnianych układów energoelektronicznych jest często rozpatrywane [3], [4], [10], [11], [16], [17]. Podstawowym problemem związanym z zastosowaniem falowników 4-tranzystorowych jest nierównowaga napięć kondensatorów filtra falownika, która uniemożliwia poprawną modulację jego napięcia wyjściowego [17].

W niniejszej pracy przedstawiono predykcyjny algorytm regulacji strumienia stojana oraz momentu elektromagnetycznego silnika zasilanego z 4-tranzystorowego falownika napięcia, tj. układu przekształtnikowego o topologii równoważnej do topo-

logii otrzymanej po rekonfiguracji połączeń tranzystorów IGBT, następującej po zdiagnozowaniu awarii wybranego tranzystora. Zaletą przedstawionego rozwiązania jest stabilizacja napięć kondensatorów filtra falownika, przy jednoczesnym zachowaniu wysokiej jakości regulacji zmiennych stanu w napędzie. Korzystne właściwości metody wynikają z zastosowanej adaptacji współczynnika wagowego funkcji kosztów sterowania, który reguluje szybkość procesu wyrównywania napięć kondensatorów. A artykule zdefiniowano sposób strojenia regulatora predyktoryjnego oraz zaprezentowano wyniki badań symulacyjnych potwierdzających skuteczność zaproponowanego rozwiązania.

## 2. UKŁAD FALOWNIKOWY

Na rysunku 1a przedstawiono układ falownikowy umożliwiający nieprzerwaną pracę napędu elektrycznego po wystąpieniu uszkodzenia jednego z tranzystorów falownika napięcia [5]. W przypadku zwarcia łącznika, gałąź falownika, w której nastąpiła awaria zostaje odseparowana od silnika za pomocą bezpiecznika. Jeżeli zostanie zdiagnozowana dysfunkcja tranzystora polegająca na braku zdolności do przewodzenia prądu, jest wymuszane rozwarcie prawidłowo pracującego tranzystora w uszkodzonej gałęzi falownika. Następnie, odseparowana faza silnika zostaje przyłączona do punktu środkowego filtra napięcia stałego falownika za pomocą odpowiedniego triaka TrA, TrB lub TrC [16], [18]. Na rys. 1b przedstawiono układ falownika napięcia równoważny topologii obowiązującej po rekonfiguracji obwodów przekształtnika na skutek awarii tranzystora w fazie A.



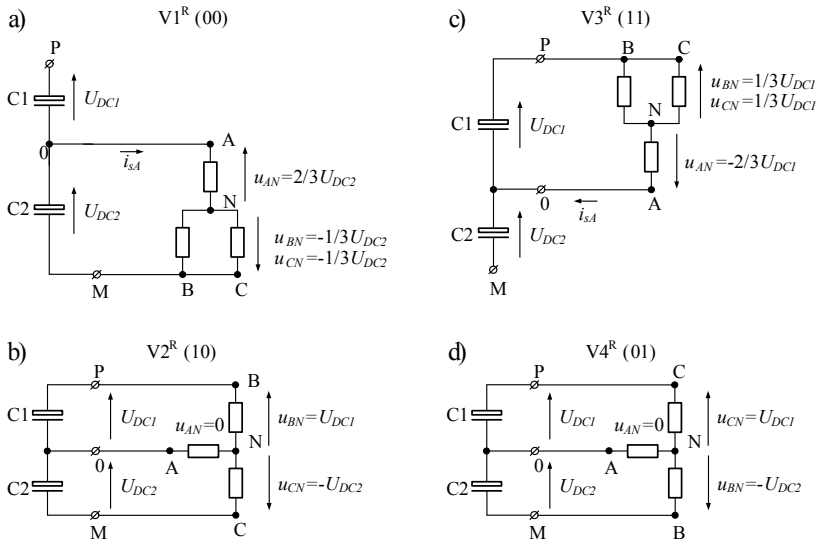
Rys. 1. Schemat obwodu mocy falownika (a) oraz topologia równoważna do układu po rekonfiguracji połączeń w fazie A (b)

W artykule przeanalizowano reprezentatywny przypadek, w którym faza A silnika jest podłączona do punktu środkowego 0 filtra falownika (rys. 1a). Napięcie wyjściowe przemiennika częstotliwości może być kształtowane za pomocą tranzystorów fazy B oraz C. Na rys. 2 pokazano schematy obwodowe układu falownikowego zasilającego trójfazowy odbiornik, odpowiadające czterem możliwym konfiguracjom załączeń

tranzystorów. Wektory napięć wyjściowych falownika  $\mathbf{V1}^R, \dots, \mathbf{V4}^R$  mogą zostać wyznaczone na podstawie napięć fazowych  $u_{AN}, u_{BN}$  oraz  $u_{CN}$  zgodnie z zależnością (1):

$$\mathbf{V}^R = \frac{2}{3}(u_{AN} + \mathbf{a}u_{BN} + \mathbf{a}^2u_{CN}), \quad (1)$$

przy czym  $\mathbf{a} = \exp(j2\pi/3)$ . Wyniki obliczeń zostały przedstawione w tabeli 1.



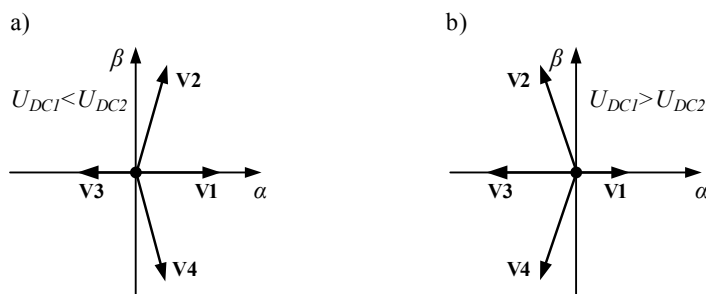
Rys. 2. Schematy obwodowe układu falownikowego zasilającego trójfazowy odbiornik, po rekonfiguracji połączeń na skutek awarii tranzystora w fazie A

Tabela 1. Definicja wektorów napięcia falownika

Wektory napięcia falownika		
Oznaczenie	Stan przewodzenia	Definicja w stacjonarnym układzie współrzędnych $\alpha\text{-}\beta$ [V]
$\mathbf{V1}^R$	T6 i T2 przewodzą, T3 i T5 nie przewodzą	$\frac{2}{3}U_{DC2}$
$\mathbf{V2}^R$	T3 i T2 przewodzą, T6 i T5 nie przewodzą	$\frac{1}{3}(U_{DC2} - U_{DC1}) + j\frac{\sqrt{3}}{3}(U_{DC1} + U_{DC2})$
$\mathbf{V3}^R$	T3 i T5 przewodzą, T6 i T2 nie przewodzą	$-\frac{2}{3}U_{DC1}$
$\mathbf{V4}^R$	T6 i T5 przewodzą, T3 i T2 nie przewodzą	$\frac{1}{3}(U_{DC2} - U_{DC1}) - j\frac{\sqrt{3}}{3}(U_{DC1} + U_{DC2})$

Zgodnie z rys. 2, jeżeli zostanie załączony wektor  $\mathbf{V1}^R$ , kondensator C1 jest ładowany, natomiast C2 rozładowywany. W przypadku wymuszenia wektora  $\mathbf{V3}^R$ , napię-

cie  $U_{DC1}$  kondensatora C1 maleje natomiast napięcie  $U_{DC2}$  kondensatora C2 rośnie. Wygenerowanie wektorów  $\mathbf{V2}^R$  oraz  $\mathbf{V4}^R$  nie powoduje powstania różnicy wartości napięć kondensatorów. Biorąc pod uwagę powyższe zależności można zauważyć, że jeśli różnica pomiędzy czasem załączenia wektora  $\mathbf{V1}^R$  oraz  $\mathbf{V3}^R$  będzie znaczna, a wartość prądu pobieranego przez odbiornik wysoka (biorąc pod uwagę standardową pojemność filtru), jeden z kondensatorów może zostać rozładowany, natomiast napięcie drugiego osiągnąć wartość równą napięciu zasilającemu falownik. W związku z tym, stabilizacja  $U_{DC1}$  oraz  $U_{DC2}$  jest konieczna, nie tylko z uwagi na ochronę kondensatorów przed zniszczeniem, ale również możliwość uzyskania jak najwyższego współczynnika głębokości modulacji. Zgodnie z Tabelą 1, amplituda każdego z wektorów napięcia falownika zależy od wartości  $U_{DC1}$  oraz  $U_{DC2}$ , natomiast w przypadku wektorów  $\mathbf{V2}^R$  oraz  $\mathbf{V4}^R$  również ich położenie w stacjonarnym układzie współrzędnych  $\alpha$ - $\beta$ , jak w przykładzie z rys. 3.



Rys. 3. Wektory napięcia falownika po rekonfiguracji w fazie A, gdy:  $U_{DC1} < U_{DC2}$  (a) lub  $U_{DC1} > U_{DC2}$  (b)

### 3. BEZPOŚREDNIE STEROWANIE STRUMIENIEM I MOMENTEM SILNIKA

W pracy przedstawiono algorytm sterowania predykcyjnego strumieniem i momentem silnika indukcyjnego, oparty na modelu dynamicznym maszyny indukcyjnej, opisanym równaniami (2)–(5) [5]:

$$\mathbf{u}_s = r_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_s}{dt} + j\omega_k \boldsymbol{\Psi}_s, \quad (2)$$

$$0 = r_r \mathbf{i}_r + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_k - p_p \omega_m) \boldsymbol{\Psi}_r, \quad (3)$$

$$\boldsymbol{\Psi}_s = l_s \mathbf{i}_s + l_h \mathbf{i}_r, \quad (4)$$

$$\boldsymbol{\Psi}_r = l_h \mathbf{i}_s + l_r \mathbf{i}_r, \quad (5)$$

gdzie:  $\mathbf{u}_s, \mathbf{i}_s, \boldsymbol{\psi}_s$  – wektor napięcia, prądu oraz strumienia stojana;  $\mathbf{i}_r, \boldsymbol{\psi}_r$  – wektor prądu oraz strumienia wirnika;  $r_s, r_r$  – rezystancja stojana oraz wirnika,  $l_s, l_r, l_h$  – indukcyjność stojana, wirnika oraz główna;  $\omega_k, \omega_m$  – prędkość kątowna układu odniesienia oraz mechaniczna wirnika;  $p_p$  – liczba par biegunów.

Bezpośrednie sterowanie momentem maszyny indukcyjnej wymaga estymacji strumienia stojana. W stacjonarnym układzie współrzędnych ( $\omega_k = 0$ ), po przekształceniu równania (2), strumień stojana może być estymowany zgodnie z zależnością (6):

$$\boldsymbol{\psi}_s = \int (\mathbf{u}_s - r_s \mathbf{i}_s) dt. \quad (6)$$

W każdym kroku obliczeniowym błąd estymacji wynikający z całkowania składowej stałej mierzonych prądów fazowych pogłębia się i wymaga odpowiedniej korekcji [7]. W niniejszej pracy do estymacji  $\boldsymbol{\psi}_s$  przekształcono równania (4)–(5) uzyskując (7):

$$\boldsymbol{\psi}_s = \left( l_s - \frac{l_h^2}{l_r} \right) \mathbf{i}_s + \frac{l_h \boldsymbol{\psi}_r}{l_r}. \quad (7)$$

Na podstawie równania (3) oraz (5) wyznaczono estymator strumienia wirnika (8):

$$\frac{d\boldsymbol{\psi}_r}{dt} = \left( jp_p \omega_m - \frac{r_r}{l_r} \right) \boldsymbol{\psi}_r + \frac{r_r l_h}{l_r} \mathbf{i}_s. \quad (8)$$

Moment elektromagnetyczny maszyny jest obliczany zgodnie z zależnością (9):

$$m_e = \frac{3}{2} p_p \operatorname{Im} \{ \boldsymbol{\psi}_s^* \mathbf{i}_s \}. \quad (9)$$

Przedstawiona metoda sterowania polega na jednokrokowej predykcji estymaty momentu elektromagnetycznego silnika  $m_e(t_{k+1})$  oraz strumienia stojana  $\boldsymbol{\psi}_s(t_{k+1})$  dla wszystkich możliwych stanów załączeń tranzystorów falownika, tj. w przypadku wektorów napięć  $\mathbf{V1}^R, \dots, \mathbf{V4}^R$ . Dyskretyzując równanie (6) przy użyciu metody Eulera, uzyskuje się zależność (10) [2], [12]:

$$\boldsymbol{\psi}_s(t_{k+1}) = \boldsymbol{\psi}_s(t_k) + T_s (\mathbf{u}_s(t_k) - r_s \mathbf{i}_s(t_k)), \quad (10)$$

gdzie  $T_s$  oznacza okres próbkowania. Przy czym należy zauważyć, że  $\boldsymbol{\psi}_s(t_k)$  jest estymowane na podstawie zależności (7). Predykcja estymaty momentu elektromagnetycznego maszyny wymaga prognozy prądu stojana  $\mathbf{i}_s(t_{k+1})$ . Po przekształceniu równań (2)–(5) uzyskuje się następującą zależność (11) [5]:



$$\begin{aligned} \mathbf{i}_s(t_{k+1}) = & \frac{T_s l_r}{w_1} \mathbf{u}_s(t_k) + \left( 1 - T_s \left( \frac{l_r r_s}{w_1} + \frac{l_h^2 r_r}{w_2} \right) \right) \mathbf{i}_s(t_k) \\ & + T_s \left( \frac{l_h r_r}{w_2} - j \frac{l_h}{w_1} p_p \omega_m(t_k) \right) \boldsymbol{\Psi}_r(t_k), \end{aligned} \quad (11)$$

gdzie  $w_1 = l_r l_s - l_h^2$  oraz  $w_2 = l_r w_1$ .

W celu stabilizacji napięć kondensatorów filtra falownika, wartości tych napięć są prognozowane zgodnie z równaniami (12), (13):

$$U_{DC1}(t_{k+1}) = U_{DC1}(t_k) + \frac{T_s}{2C_1} i_{sA}(t_{k+1}), \quad (12)$$

$$U_{DC2}(t_{k+1}) = U_{DC2}(t_k) + \frac{T_s}{2C_2} i_{sA}(t_{k+1}). \quad (13)$$

Decyzja o załączeniu odpowiednich tranzystorów jest podejmowana na podstawie minimalizacji funkcji celu (kosztów sterowania)  $F_p$ , która została zdefiniowana następująco (14):

$$\begin{aligned} F_p(t_k) = & \left| \frac{m_{e \text{ ref}}(t_k) - m_e(t_{k+1})}{m_{e \text{ nom}}} \right|^2 + \tau_\psi \left| \frac{\psi_{s \text{ ref}}(T_k) - \psi_s(t_{k+1})}{\psi_{s \text{ nom}}} \right|^2 \\ & + \tau_{DC} \left| \frac{U_{DC1}(t_k) - U_{DC2}(t_{k+1})}{U_{DC \text{ nom}} / 2} \right|^2 + I_{s \text{ lim}}(t_{k+1}), \end{aligned} \quad (14)$$

gdzie  $\tau_\psi, \tau_{DC}$  oznaczają współczynniki wagowe składników funkcji celu, które są związane odpowiednio: z błędem regulacji strumienia stojana oraz niezbalansowaniem napięć kondensatorów filtra falownika. Zgodnie z (14), błąd pomiędzy wartością zadaną  $m_{e \text{ ref}}(t_k)$  i prognozowaną  $m_{e \text{ ref}}(t_{k+1})$  momentu elektromagnetycznego jest normalizowany przez wartość znamionową  $m_{e \text{ nom}}$ . Wartość bezwzględna znormalizowanego błędu jest podniesiona do drugiej potęgi. Podobnie sformułowano wyrażenie dotyczące strumienia stojana oraz napięć:  $U_{DC1}$  i  $U_{DC2}$ . Ograniczenie zadanego prądu stojana zostało wprowadzone w postaci funkcji (15) [12]:

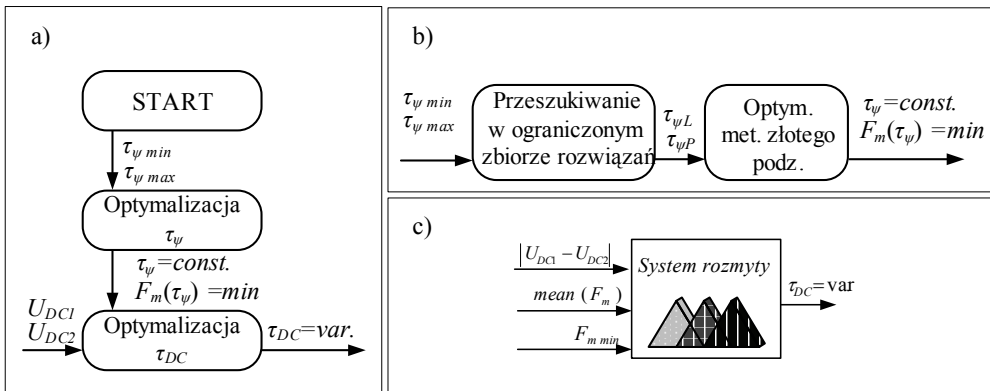
$$I_{s \text{ lim}}(t_{k+1}) = \begin{cases} T, & \text{jeżeli } i_{sA}(t_{k+1}) \cup i_{sB}(t_{k+1}) \cup i_{sC}(t_{k+1}) > i_{s \text{ max}}, \\ 0, & \text{jeżeli } i_{sA}(t_{k+1}) \cap i_{sB}(t_{k+1}) \cap i_{sC}(t_{k+1}) \leq i_{s \text{ max}}, \end{cases} \quad (15)$$

gdzie  $T = 10E + 14$  jest, tzw. karą za przekroczenie maksymalnej wartości prądu  $i_{s \text{ max}}$ . Wspomniana kara powoduje odrzucenie danej konfiguracji załączeń tranzystorów falownika w procesie decyzyjnym algorytmu predykcyjnego.

W pracy zaproponowano oryginalny sposób doboru współczynników wagowych  $\tau_\psi$  oraz  $\tau_{DC}$  funkcji (14). W celu uzyskania optymalnej wartości  $\tau_\psi$ , w trakcie testu układu napędowego po rekonfiguracji połączeń falownika jest minimalizowana funkcja  $F_m$  zdefiniowana zgodnie z (16). Wspomniany test uwzględnia stany statyczne oraz dynamiczne napędu, tak aby zapewnić wysoką jakość sterowania w każdych warunkach pracy.

$$F_m = \sum_{i=1}^n \left( \left| \frac{m_{e,ref,i} - m_{e,i}}{m_{e,nom}} \right| + \left| \frac{\psi_{s,ref,i} - \psi_{s,i}}{\psi_{s,nom}} \right| \right). \quad (16)$$

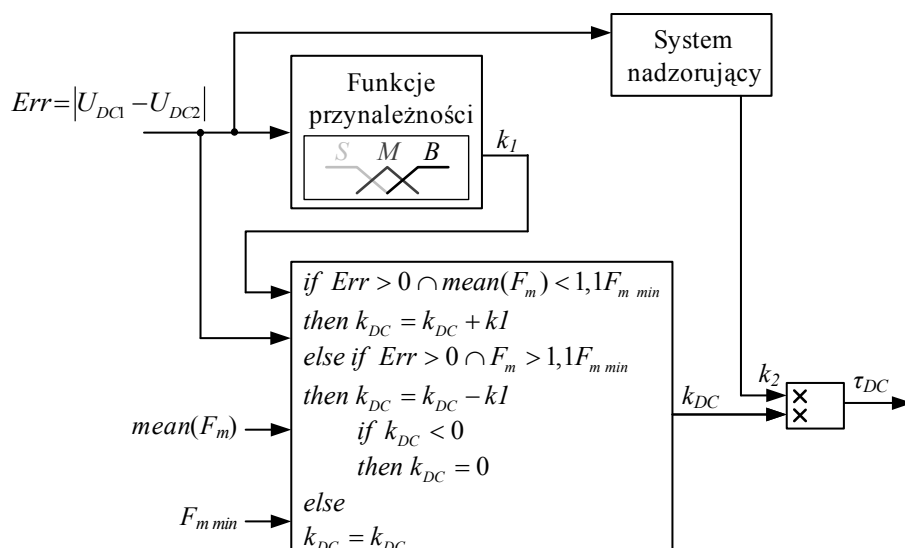
W procesie optymalizacji jest wyznaczana wartość współczynnika  $\tau_\psi$ , przy którym jakość regulacji momentu elektromagnetycznego silnika oraz strumienia stojana jest najlepsza, tzn.  $F_m$  przyjmuje najmniejszą wartość. Dodatkowo jest zapamiętywana minimalna wartość funkcji  $F_m$ . Schemat blokowy algorytmu poszukiwania optymalnych wartości współczynników wagowych funkcji kosztów (14) pokazano na rys. 4(a).



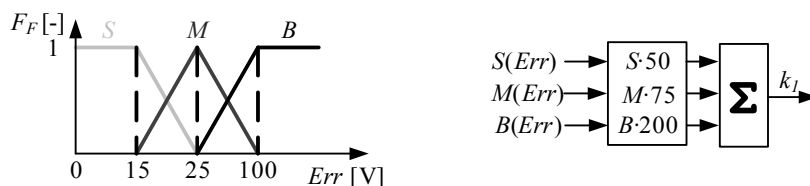
Rys. 4. Optymalizacja współczynników wagowych funkcji kosztów: ogólny algorytm optymalizacji  $\tau_\psi$  oraz  $\tau_{DC}$  (a), szczegółowy algorytm optymalizacji współczynnika  $\tau_\psi$  (b) oraz  $\tau_{DC}$  (c)

Zgodnie z rys. 4(b), w ograniczonym zbiorze rozwiązań  $R \in [\tau_{\psi, \min}, \tau_{\psi, \max}]$  jest poszukiwana optymalna wartość współczynnika  $\tau_\psi$ . W tym celu  $R$  jest dzielony na podzbiory w sposób logarymiczny. Dla elementów ograniczających podzbiory jest obliczana wartość funkcji  $F_m$ , a następnie wyznaczany argument  $\tau_{\psi 0}$  dla którego  $F_m$  przyjmuje minimalną wartość. Każdy z dwóch podzbiorów zawierających wspólny element ograniczający  $\tau_{\psi 0}$  oraz skrajne elementy  $[\tau_{\psi L}, \tau_{\psi R}]$  jest dzielony na dziesięć części, następnie procedura poszukiwania argumentu, dla którego wartość funkcji  $F_m$  jest najmniejsza zostaje powtórzona. W ostatnim etapie optymalizacji wykorzystano metodę złotego podziału.

Wartość współczynnika  $\tau_{DC}$  zmienia się w zależności od różnicy napięć kondensatorów wejściowego filtra falownika i wartości funkcji określającej jakość regulacji strumienia stojana oraz momentu elektromagnetycznego silnika, jak pokazano na rys. 4c i rys. 5.



Rys. 5. Adaptacyjny mechanizm doboru współczynnika  $\tau_{DC}$



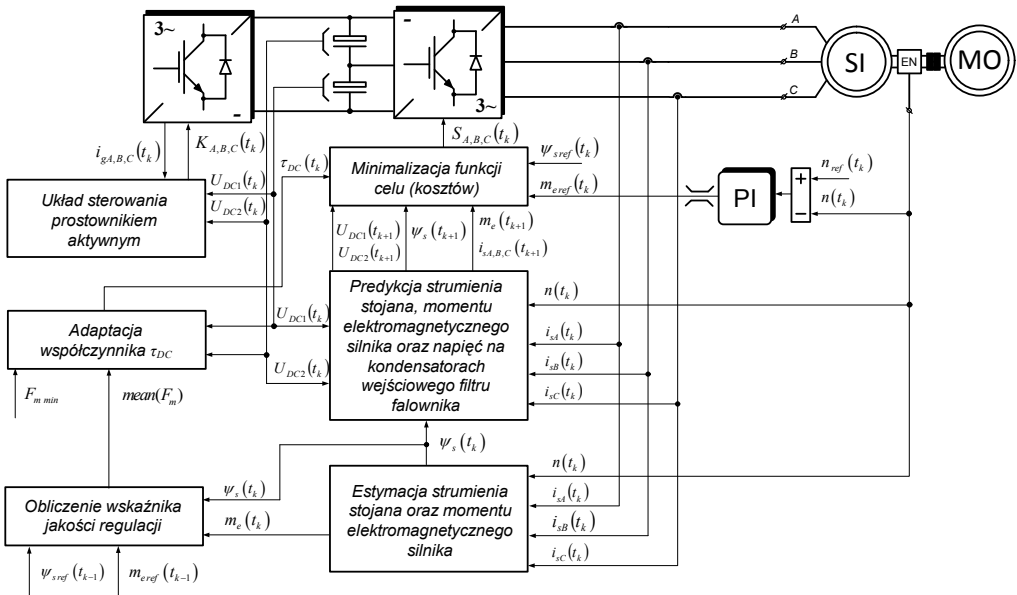
Rys. 6. Obliczanie współczynnika  $k_1$

Wartość bezwzględna różnicy napięć kondensatorów filtra falownika  $Err$  jest przetwarzana za pomocą funkcji przynależności  $F_F$  (rys. 6). Wazona suma stopni przynależności  $Err$  do poszczególnych funkcji  $F_F$  tworzy współczynnik  $k_1$ , którego wartość wpływa na szybkość zmian  $k_{DC}$ , a tym samym również na  $\tau_{DC}$  (rys. 5). Przez  $F_{m \min}$  oznaczono minimalną wartość funkcji  $F_m$ , która została zarejestrowana w procesie optymalizacji współczynnika  $\tau_{\psi}$ . Jak pokazano na rys. 5 wartość  $k_{DC}$  wzrasta do chwili aż nie zostanie przekroczony o 10% dopuszczalny wskaźnik jakości regulacji strumienia stojana i momentu elektromagnetycznego silnika, tzn. gdy średnia wartość  $F_m > 1,1 F_{m \min}$ .

Współczynnik  $\tau_{DC}$  jest zdefiniowany jako iloczyn  $k_{DC}$  oraz zmiennej wyjściowej  $k_2$  systemu nadzorującego. Wartość  $k_2$  zależy od relacji pomiędzy  $U_{DC1}$  oraz  $U_{DC2}$  w następujący sposób (17):

$$k_2 = \begin{cases} 1, & \text{gdy } 0,5 < \frac{U_{DC1}}{U_{DC2}} < 2, \\ k_2 = k_2 + 0,1, & \text{gdy } \left( \frac{U_{DC1}}{U_{DC2}} \leq 0,5 \right) \cup \left( \frac{U_{DC1}}{U_{DC2}} \geq 2 \right), \end{cases} \quad (17)$$

Wprowadzenie współczynnika  $k_2$  ma na celu uniknięcie awarii przemiennika częstotliwości na skutek naładowania jednego z kondensatorów do zbyt wysokiego napięcia.



Rys. 7. Schemat układu sterowania napędem elektrycznym

Schemat zamodelowanego układu sterowania napędem elektrycznym został przedstawiony na rys. 7. Strumień stojana  $\psi_s$  jest estymowany na podstawie parametrów schematu zastępczego maszyny indukcyjnej, mierzonych prądów fazowych  $i_{sA,B,C}$  oraz prędkości kątowej  $\omega_m = 2\pi n/60$  silnika, zgodnie z zależnością (7). Ponadto, przy użyciu równania (9) jest estymowany moment elektromagnetyczny silnika  $m_e$ . Następnie, na podstawie przebiegu znormalizowanego błędu regulacji strumienia stojana oraz momentu elektromagnetycznego silnika (16), zostaje obliczona średnia wartość wskaźnika jakości regulacji  $mean(F_m)$ . W każdym kroku obliczeniowym jest wyzna-

czana wartość współczynnika wagowego  $\tau_{DC}$ , zgodnie z algorytmem przedstawionym na rys. 5. Dla każdej z możliwych konfiguracji stanów załączeń  $S_{A,B,C}$  tranzystorów falownika jest prognozowana wartość strumienia (10) oraz prądu stojana (11), momentu elektromagnetycznego silnika (9) i napięć na kondensatorach filtra falownika (12)–(13). Przewidywane wartości regulowanych bądź kontrolowanych zmiennych stanu są argumentami funkcji celu  $F_p$ , zgodnie z zależnością (14). W procesie optymalizacji zostają wyznaczone stany załączeń tranzystorów falownika, dla których  $F_p$  przyjmuje najmniejszą wartość, co gwarantuje najlepszą jakość sterowania napędem.

## 4. WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH

### 4.1. OPIS MODELU SYMULACYJNEGO

W niniejszym rozdziale zaprezentowano wybrane wyniki badań, które zostały użyte do stworzenia modelu symulacyjnego napędu elektrycznego utworzonego w środowisku MATLAB/Simulink. Obliczenia zostały wykonane przy wykorzystaniu metody Eulera z czasem próbkowania  $T_s = 30 \mu\text{s}$ . Wartość wyjściowa prostownika aktywnego zasilającego falownik jest stabilizowana i wynosi 563 V [9]. Pojemności kondensatorów wejściowego filtra falownika wynoszą odpowiednio:  $C_1 = 4 \text{ mF}$  oraz  $C_2 = 4 \text{ mF}$ . Parametry znamionowe maszyny indukcyjnej podano w tabeli 2.

Tabela 2. Parametry maszyny indukcyjnej

Parametry schematu zastępczego maszyny			Parametry znamionowe		
Rezystancja stojana	$r_s$	5,9 $\Omega$	moc	$P_{\text{nom}}$	1,1 kW
Rezystancja wirnika	$r_r$	4,6 $\Omega$	moment el.	$m_{\text{nom}}$	7,5 Nm
Indukcyjność stojana	$l_s$	0,4173 H	prędkość	$n_{\text{nom}}$	1400 Obr/min
Indukcyjność wirnika	$l_r$	0,4173 H	napięcie	$u_{\text{nom}}$	230/400 V
Indukcyjność główna	$l_h$	0,3925 H	prąd	$i_{\text{nom}}$	5,0/2,9 A

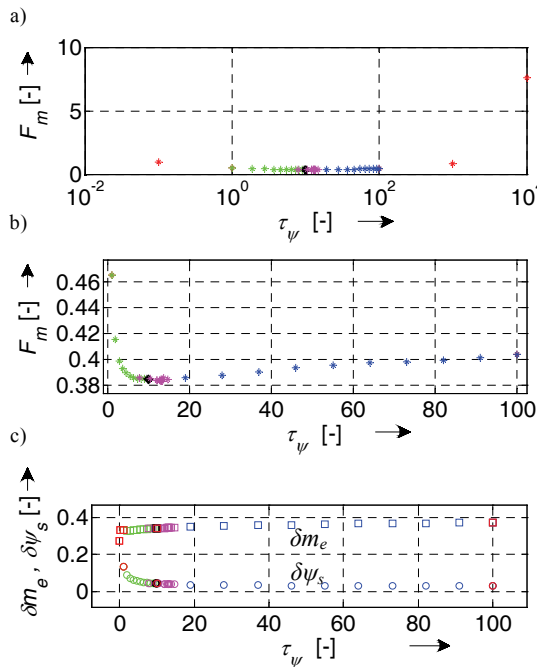
### 4.2. OPTIMALIZACJA WARTOŚCI WSPÓLCZYNNIKÓW WAGOWYCH FUNKCJI KOSZTÓW DLA PREDYKCYJNEGO ALGORYTMU STEROWANIA NAPIĘDEM

Proces optymalizacji współczynników wagowych funkcji kosztów algorytmu sterowania strumieniem stojana oraz momentem elektromagnetycznym silnika został przeprowadzony zgodnie z metodą zaproponowaną w rozdziale 3. Na rys. 8 pokazano wyniki badań dotyczących optymalizacji współczynnika  $\tau_{\psi}$ . Na rys. 8(a) zaprezentowano zależność  $F_m = f(\tau_{\psi})$  oraz na rys. 8(b) jej widok w powiększeniu dla uzyskanej minimalnej wartości  $F_m$ . Ponadto, na rys. 8(c) pokazano relację pomiędzy jakością regulacji strumienia stojana oraz momentu elektromagnetycznego silnika a wartością

współczynnika wagowego  $\tau_\psi$ . W tym celu zdefiniowano funkcję określającą znormalizowany błąd regulacji strumienia stojana  $\delta\psi_s$  (18) oraz momentu elektromagnetycznego silnika indukcyjnego  $\delta m_e$  (19):

$$\delta\psi_s = \sum_{i=1}^n \left( \left| \frac{\psi_{s \text{ ref},i} - \psi_{s,i}}{\psi_{s \text{ nom}}} \right| \right), \quad (18)$$

$$\delta m_e = \sum_{i=1}^n \left( \left| \frac{m_{e \text{ ref},i} - m_{e,i}}{m_{e \text{ nom}}} \right| \right). \quad (19)$$

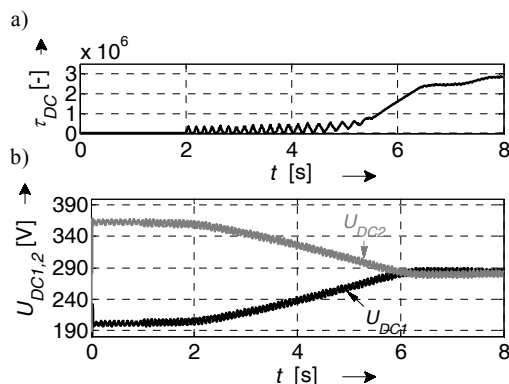


Rys. 8. Wyniki optymalizacji współczynnika  $\tau_\psi$ :  $F_m = f(\tau_\psi)$  (a), widok w powiększeniu  $F_m = f(\tau_\psi)$  (b),  $\delta\psi_s = f(\tau_\psi)$  oraz  $\delta m_e = f(\tau_\psi)$  (c)

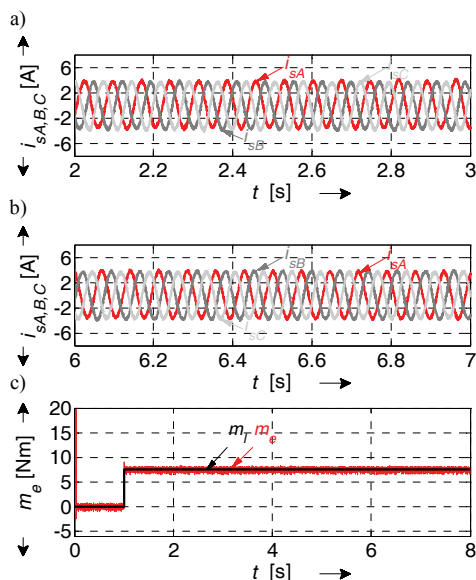
Na podstawie wyników przeprowadzonych badań można stwierdzić, że funkcja  $F_m$  osiąga minimum dla  $\tau_\psi = 13,1$ . Tej wartości  $\tau_\psi$  odpowiada również minimum  $\delta\psi_s$ .

Skuteczność działania zaproponowanej metody adaptacji współczynnika wagowego  $\tau_{DC}$  została zweryfikowana dla przypadku, kiedy wartości napięć kondensatorów filtra wejściowego falownika wynosiły odpowiednio  $U_{DC1}(t = 0 \text{ s}) = 200 \text{ V}$  oraz  $U_{DC2}(t = 0 \text{ s}) = 360 \text{ V}$  (rys. 9(b)). Test algorytmu wykonano podczas pracy napędu ze znamionowym obciążeniem  $m_l = 7,5 \text{ Nm}$  oraz prędkością  $n = 350 \text{ obr/min}$ . W chwili

$t = 2$  s aktywowano mechanizm adaptacji współczynnika  $\tau_{DC}$ , którego przebieg wartości jest widoczny na rys. 9(a). W konsekwencji adaptacji współczynnika  $\tau_{DC}$  funkcji celu algorytmu sterowania predykcyjnego, różnica pomiędzy napięciami kondensatorów filtru falownika została zminimalizowana (rys. 9b). Na rysunku 10 pokazano odpowiednie przebiegi prądów stojana oraz momentu elektromagnetycznego silnika podczas wyrównywania napięć  $U_{DC1}$  oraz  $U_{DC2}$ .



Rys. 9. Działanie algorytmu wyrównywania napięć kondensatorów filtru falownika: współczynnik wagowy  $\tau_{DC}$  (a) oraz napięcia  $U_{DC1}$  i  $U_{DC2}$  (b)

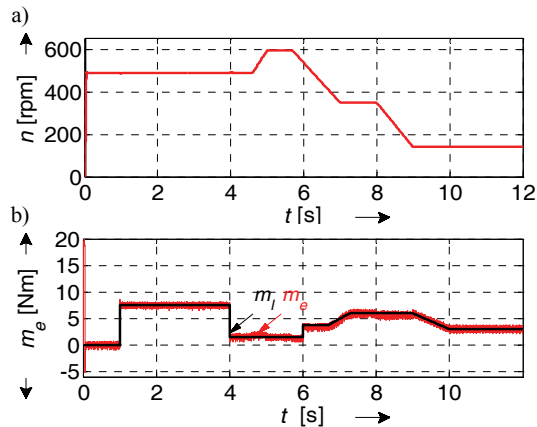


Rys. 10. Przebiegi zmiennych stanu w napędzie podczas wyrównywania napięć kondensatorów filtru falownika: prądy fazowe silnika  $i_{sA,B,C}$  (a, b) moment elektromagnetyczny silnika  $m_e$  (c)

Jak wynika z przeprowadzonych badań, zaprezentowany predykcyjny algorytm bezpośredniego sterowania momentem elektromagnetycznym silnika oraz strumieniem stojana, przy jednoczesnej stabilizacji napięć kondensatorów wejściowego filtra falownika, pozwala na zachowanie sinusoidalnego kształtu prądów fazowych (rys. 10a, b) oraz gładkiego przebiegu momentu elektromagnetycznego silnika zasilanego z 4-tranzystorowego falownika napięcia (rys. 10c).

#### 4.3. WERYFIKACJA DZIAŁANIA ALGORYTMU STEROWANIA NAPĘDEM PODCZAS ZMIAN ZADANEJ PRĘDKOŚCI KĄTOWEJ ORAZ MOMENTU OBCIĄŻENIA

W celu weryfikacji poprawności działania algorytmu sterowania napędem elektrycznym w różnych stanach pracy, przeprowadzono symulację jego działania uwzględniającą zmiany prędkości kątowej oraz momentu obciążenia (rys. 11). W chwili  $t = 1$  s silnik obracający się z prędkością  $n = 490$  obr/min został znamionowo obciążony momentem  $m_l = 7,5$  Nm. Następnie w chwili  $t = 4$  s skokowo zmniejszono obciążenie do  $m_l = 1,5$  Nm oraz stopniowo zwiększano prędkość silnika do  $n = 595$  obr/min. Od chwili  $t = 5,7$  s prędkość była zmniejszana do  $n = 350$  obr/min (aż do  $t = 7$  s) oraz równocześnie zwiększano obciążenie: początkowo do  $m_l = 3,75$  Nm (w chwili  $t = 6$  s), a następnie do  $m_l = 6,0$  Nm. W okresie  $t = 8-9$  s zmniejszano prędkość aż do  $n = 150$  obr/min, po czym zredukowano obciążenie do  $m_l = 3,0$  Nm. Na rys. 12 przedstawiono przebiegi prądów fazowych silnika odpowiadające opisanym stanom pracy napędu.

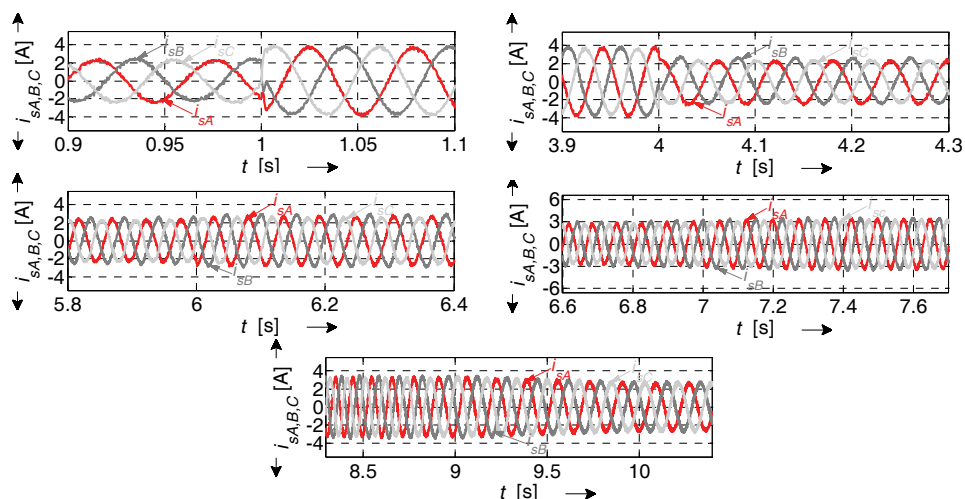


Rys. 11. Weryfikacja skuteczności działania algorytmu sterowania napędem w warunkach szerokich zmian prędkości obrotowej  $n$  silnika (a) oraz momentu obciążenia  $m_l$  (b)

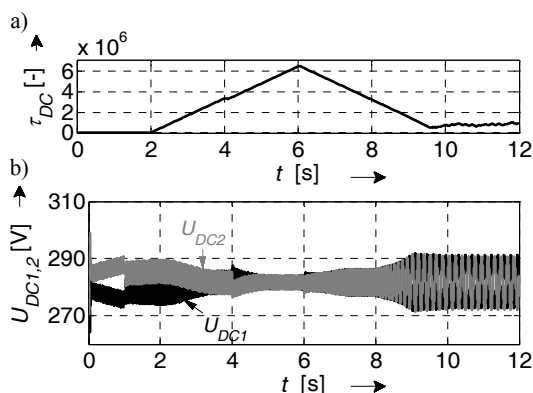
Jak pokazano na rys. 13, do chwili  $t = 2$  s mechanizm adaptacji współczynnika  $\tau_{DC}$  nie był aktywny, tzn.  $\tau_{DC} = 0$ , a następnie został włączony, co spowodowało szybkie



wyrównanie napięć na kondensatorach filtra wejściowego falownika. Uzależnienie wartości współczynnika  $\tau_{DC}$  od średniego błędu regulacji strumienia stojana oraz momentu elektromagnetycznego silnika pozwala na uzyskanie sinusoidalnych prądów fazowych oraz skutkuje brakiem znaczących oscylacji momentu elektromagnetycznego silnika, nawet w trakcie dużej różnicy napięć na kondensatorach filtra falownika, co jest niemożliwe do uzyskania w przypadku  $\tau_{DC} = \text{const}$ . Uwzględnienie nierównowagi pomiędzy napięciem  $U_{DC1}$  i  $U_{DC2}$  w funkcji kosztów prowadzi do utrzymania stałej średniej wartości tych napięć na równym poziomie, bez względu na warunki pracy napędu.



Rys. 12. Przebiegi prądu stojana  $i_{sA,B,C}$  podczas różnych stanów pracy napędu



Rys. 13. Weryfikacja poprawności działania algorytmu wyrównywania napięć kondensatorów filtra falownika podczas różnych stanów pracy napędu (jak na rys. 10): współczynnik wagowy  $\tau_{DC}$  (a) oraz napięcia  $U_{DC1}$  i  $U_{DC2}$  (b)

## 5. PODSUMOWANIE

Metody wektorowej modulacji napięć fazowych w falownikach 4-tranzystorowych są opisane w literaturze naukowej oraz mogą być stosowane w przypadku technik sterowania napędami elektrycznymi tolerującymi uszkodzenia. Jednak klasyczne algorytmy modulacji nie radzą sobie z problemem niezrównoważenia napięć na kondensatorach filtra wejściowego falownika napięcia. W niniejszym artykule przedstawiono predykcyjną metodę bezpośredniego sterowania momentem elektromagnetycznym oraz strumieniem stojana silnika indukcyjnego, w której zastosowano oryginalny adaptacyjny algorytm eliminujący problem nierównowagi napięć kondensatorów wejściowego filtra falownika. Dzięki utrzymaniu średniej wartości napięć kondensatorów na stałym oraz równym poziomie jest gwarantowana stabilna praca napędu w szerokim zakresie zmian prędkości obrotowej oraz momentu obciążenia, przy wymaganej stosunkowo niewielkiej pojemności kondensatorów filtra falownika. W pracy zaprezentowano metodologię optymalizacji oraz adaptacji współczynników wagowych funkcji kosztów regulatora predykcyjnego oraz udowodniono jej skuteczność za pomocą badań symulacyjnych.

*Projekt 569/X/2014/U został sfinansowany przez Europejski Fundusz Społeczny.*

## LITERATURA

- [1] ALAVI M., WANG D., LUO M., *Short-Circuit Fault Diagnosis for Three-Phase Inverters Based on Voltage-Space Patterns*, IEEE Trans. on Ind. Electron., 2014, Vol. 6, 5558–5569.
- [2] CORTES P., KAZMIERKOWSKI M.P., KENNEL R.M., QUEVEDO D.E., RODRIGUEZ J., *Predictive Control in Power Electronics and Drives*, IEEE Trans. on Ind. Electron., 2008, 4312–4324.
- [3] EL BADSI B., BOUZIDI B., MASMOUDI A., *DTC Scheme for a Four-Switch Inverter-Fed Induction Motor Emulating the Six-Switch Inverter Operation*, IEEE Trans. on Pow. Electron., 2013, Vol. 28, No. 7, 3528–3538.
- [4] FU Jr., LIPO T.A., *A Strategy to Isolate the Switching Device Fault of a Current Regulated Motor Drive*, Proc. of IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet., 1993, Vol. 2, 1015–1020.
- [5] HOLZ J., *A The dynamic representation of AC drive systems by complex signal flow graphs*, Proc. IEEE Int. Symp. on Ind. Electron., 1994, 1–6.
- [6] HOLZ J., JUNTAO Q., *Drift- and parameter-compensated flux estimator for persistent zero-stator-frequency operation of sensorless-controlled induction motors*, IEEE Trans. on Ind. Appl., 2003, Vol. 39, No. 4, 1052–1060.
- [7] LEE S.-S., KIM J.-H., HYUN D.-S., *Programmable LPF-based stator flux estimator for sensorless induction motor control*, IEEE Veh. Pow. and Propuls. Conf., 2012, 104–109.
- [8] LU B., SHARMA S.K., *A literature review of IGBT fault diagnostic and protection methods for power inverters*, IEEE Trans. on Ind. Appl., 2009, Vol. 45, No. 5, 1770–1777.
- [9] MALINOWSKI M., KAZMIERKOWSKI M.P., TRZYNADLOWSKI A.M., *A comparative study of control techniques for PWM rectifiers in AC adjustable speed drives*, IEEE Trans. on Pow. Electron., 2003, Vol. 18, No. 6, 1390–1396.

- [10] 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.
- [11] NGUYEN T.D., NGUYEN H.M., LEE H.-H., *An adaptive carrier-based PWM method for four-switch three-phase inverter*, IEEE Int. Symp. on Ind. Electron., 2009, 1552–1557.
- [12] RODRIGUEZ J., CORTES P., *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*, Universidad Tecnica Federico Santa Maria, Valparaiso Press, Chile, 2012.
- [13] RODRIGUEZ S., CLAUDIO D., THEILLIOL P., VELA L., *A New Fault Detection Technique for IGBT Based on Gate Voltage Monitoring*, IEEE Electronics Specialists Conf., 2007, 1001–1005.
- [14] 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.
- [15] SOBAŃSKI P., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Analiza i diagnostyka uszkodzeń tranzystorów w przekształtniku sieciowym AC/DC*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 69, Seria: Studia i Materiały, 2013, Nr 33, 70–81.
- [16] SOBAŃSKI P., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Low-cost fault-tolerant control scheme for SVM two-level voltage-inverter-fed induction motor drive*, Proc. 11th Int. Conf.  $\tau_{DC}$  on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems, 2014, 561–566.
- [17] SOBANSKI P., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Analysis of Space Vector Modulation Technique in Inverter-Fed Fault-Tolerant Induction Motor Drive*, Proc. 16th Int. Pow. Electron. and Motion Control Conf., 2014, 1216–1221.
- [18] 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. Pow. Electron., 2004, Vol. 19, No. 4, 1108–1116.
- [19] YANG S., XIANG D., BRYANT P., RAN L., TAVNER P., *Condition monitoring for device reliability in power electronic converters: a review*, converters: a review, IEEE Trans. on Power Electronics, 2010, Vol. 25, 2734–2752.
- [20] ZHANG W., HU D., ENJETI P.N., LI H., HAWKE J.T., KRISHNAMOORTHY H.S., *Survey on Fault-Tolerant Techniques for Power Electronic Converters*, IEEE Trans. on Pow. Electron., 2014, Vol. 29, 6319–6331.

#### PREDICTIVE CONTROL ALGORITHM FOR INDUCTION MOTOR DRIVE FED BY 4-SWITCH VOLTAGE INVERTER

In this paper a finite-state predictive torque and flux control of an induction motor drive fed by four-switch voltage inverter has been presented. The proposed method is dedicated to fault-tolerant control systems that are capable to operate under transistor faults of a three phase voltage inverter. Thanks to a weighting factor adaptation of a term related to an error between DC-link voltages in a cost function of the predictive algorithm, a high quality drive performance is achieved. In the article a tuning procedure of a predictive controller has been developed and proved by simulations.

*napęd elektryczny, silnik indukcyjny, falownik napięcia,  
uszkodzenia tranzystorów, diagnozowanie awarii*

Piotr SOBAŃSKI\*, Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA\*

## **PROSTY ALGORYTM LOKALIZACJI USZKODZEŃ TRANZYSTORÓW FALOWNIKA NAPIĘCIA W NAPĘDZIE Z SILNIKIEM INDUKCYJNYM**

W artykule zaprezentowano prostą metodę diagnostyki awarii falownika napięcia w napędzie z silnikiem indukcyjnym. Zgodnie z zaproponowanym algorytmem jest realizowana identyfikacja zdarzeń polegających na utracie zdolności do przewodzenia prądu przez jeden bądź dwa tranzystory dowolnej fazy falownika. Przedstawione rozwiązanie charakteryzuje się niewielką złożonością obliczeniową, krótkim czasem detekcji awarii oraz brakiem skłonności do tzw. fałszywych alarmów w trakcie prawidłowej pracy napędu. Zaproponowany schemat ideowy systemu diagnostycznego pozwala na aplikację algorytmu diagnostyki uszkodzeń tranzystorów przy użyciu prostych układów cyfrowych. W celu potwierdzenia skuteczności działania metody przeprowadzono kompleksowe badania eksperymentalne, których wybrane wyniki przedstawiono w niniejszym artykule.

### **1. DIAGNOSTYKA AWARII W ENERGOELEKTRONICZNYCH UKŁADACH PRZEKSZTAŁTNIKOWYCH**

#### **1.1. SKUTKI AWARII TRANZYSTORÓW**

Awarie łączników półprzewodnikowych w energoelektronicznych układach przekształtnikowych AC/DC/AC zasilających maszyny prądu przemiennego mogą doprowadzić do znacznego obniżenia jakości procesów przemysłowych realizowanych przez napędy elektryczne [1], [7]. Na skutek uszkodzeń tranzystorów w przekształtnikach sieciowych AC/DC o sterowaniu wektorowym, pobierana przez prostownik moc bierna nie zostaje skompensowana, a prądy sieci mają odkształcony charakter [11]. Zakładając, że nie jest wymagana praca z podwyższonym napięciem wyjściowym

---

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

prostownika, pulsacje tego napięcia, które są spowodowane awarią jednego z tranzystorów, charakteryzują się niewielką amplitudą i nie wpływają na zdolność kształtowania napięć wyjściowych falownika. Awarye tranzystorów w falownikach napięcia istotnie ograniczają możliwość regulacji wybranych zmiennych stanu w napędach elektrycznych [7] oraz zwiększają ryzyko kolejnych uszkodzeń [1]. Szybka lokalizacja nieprawidłowo pracującego łącznika pozwala nie tylko na skrócenie czasu naprawy, ale również umożliwia podjęcie nowego sterowania, mającego na celu przywrócenie częściowej bądź pełnej funkcjonalności napędu [12]–[15].

## 1.2. METODY DIAGNOSTYKI USZKODZEŃ TRANZYSTORÓW W FALOWNIKACH

Skuteczna i szybka diagnostyka awarii tranzystorów w napędach elektrycznych może być przeprowadzona przy użyciu przetworzonych sygnałów pochodzących ze struktury sterowania [4], [5], [9], [10] bądź wielkości fizycznych, których pomiar jest niezbędny z uwagi na przyjęty układ regulacji [2], [3], [6], [8]. Maksymalny czas jaki jest potrzebny na zlokalizowanie nieprawidłowo pracującego tranzystora stanowi krytyczny parametr decydujący o przydatności algorytmu diagnostycznego. W przypadku najszybszych rozwiązań, czas ten nie powinien być dłuższy niż jeden okres podstawowej harmonicznej prądu stojana silnika, co w przypadku specjalnych układów napędowych, w których jest realizowana automatyczna rekonfiguracja układu połączeń falownika, następująca po uzyskaniu informacji o awarii tranzystora, pozwala na utrzymanie ciągłości wykonywanego procesu.

W ramach niniejszej pracy, autorzy przeprowadzili weryfikację eksperymentalną wcześniej zaproponowanego przez nich algorytmu diagnostyki uszkodzeń polegających na braku zdolności do przewodzenia prądu przez tranzystory w falowniku napięcia zasilającym maszynę indukcyjną [5]. Analizowana metoda diagnostyki obejmuje awarye pojedynczych tranzystorów bądź dwóch łączników w jednej fazie falownika. Dodatkowo uproszczono układ przetwarzający zmienne diagnostyczne oraz potwierdzono jego skuteczność w różnych warunkach pracy napędu z silnikiem indukcyjnym, z bezpośrednim sterowaniem połowo-zorientowanym.

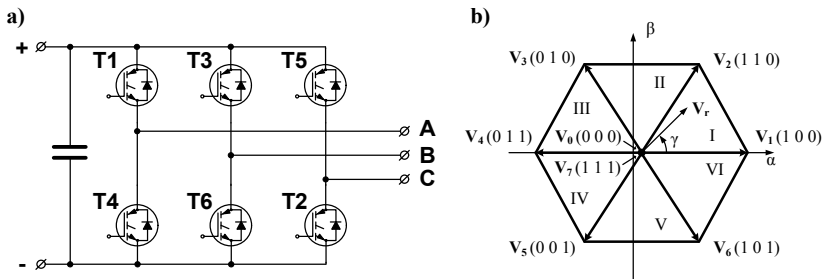
## 2. METODA ORAZ UKŁAD DIAGNOSTYKI AWARII TRANZYSTORÓW W FALOWNIKU NAPIĘCIA

Weryfikowana technika diagnostyki uszkodzeń tranzystorów trójfazowego dwupoziomowego falownika napięcia (rys. 1a) w napędzie z silnikiem indukcyjnym polega na monitorowaniu przebiegu wektora zadanego napięcia falownika  $\mathbf{V}_r$  w stacjonarnym układzie współrzędnych  $\alpha$ – $\beta$  związanym ze stojanem. Położenie  $\mathbf{V}_r$  na płaszczyźnie  $\alpha$ – $\beta$ , podzielonej na sześć sektorów oznaczonych  $SN$  zgodnie z zależno-

ścią (1), jest zdefiniowane przez kąt  $\gamma$  pomiędzy osią  $\alpha$  a wektorem  $\mathbf{V}_r$  (rys. 1b). Wartość wyjściowa funkcji „int” w równaniu (1) jest wartością całkowitą jej argumentu.

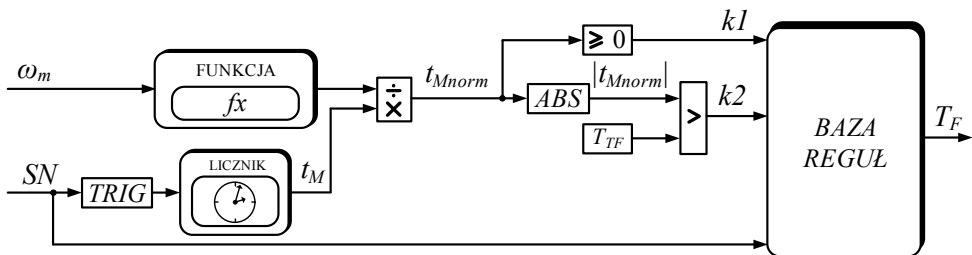
$$SN = \text{int}\left(\frac{\gamma}{\pi/3}\right) + 1. \quad (1)$$

Ekstrakcja symptomów awarii poszczególnych tranzystorów polega na monitorowaniu czasu  $t_M$  przebywania wektora  $\mathbf{V}_r$  w poszczególnych sektorach układu  $\alpha$ - $\beta$  (rys. 1b). Zależnie od kierunku wirowania wirnika, po uszkodzeniu danego tranzystora, wektor  $\mathbf{V}_r$  przebywa w jednym z charakterystycznych sektorów dłużej niż jak ma to miejsce w przypadku prawidłowo funkcjonującego napędu [5]. Za dodatni kierunek wirowania  $\mathbf{V}_r$  przyjęto taki, który występuje podczas pracy silnikowej układu napędowego wirującego z mechaniczną prędkością kątową przyjętą jako dodatnia.



Rys. 1. Dwupoziomowy falownik napięcia: schemat obwodu mocy (a) położenie wektorów napięcia falownika w układzie stacjonarnym  $\alpha$ - $\beta$  (b)

Na rysunku 2 pokazano schemat blokowy układu diagnostyki uszkodzeń tranzystorów falownika napięcia.



Rys. 2. Schemat ideowy układu diagnostyki uszkodzeń tranzystorów falownika napięcia

Pozycja wektora  $\mathbf{V}_r$ , opisana numerem sektora  $SN$  w układzie współrzędnych  $\alpha$ - $\beta$  zmienia się. Każdej zmianie wartości  $SN$  towarzyszy resetowanie oraz ponowne

wyzwolenie licznika. Przy jego stałej częstotliwości pracy  $f_{\text{timer}}$ , zliczona wartość  $t_M$  jest proporcjonalna do czasu przebywania  $\mathbf{V}_r$  w danym sektorze. W celu przyjęcia stałej wartości progu diagnostycznego  $T_{TF}$ , zmienna  $t_M$  jest normalizowana zgodnie z zależnością (2),

$$t_{M\text{norm}} = \frac{t_M}{f_{\text{timer}} \omega_m^{-b}}, \quad (2)$$

gdzie:  $\omega_m$  oznacza prędkość mechaniczną. Ponadto w uproszczeniu można przyjąć  $b = 1$ . Dzięki wspomnianej normalizacji, w trakcie bezawaryjnej pracy napędu wartość modułu  $|t_{M\text{norm}}|$  jest w przybliżeniu równa 1, bez względu na prędkość kątową silnika. Po przekroczeniu przez  $|t_{M\text{norm}}|$  wartości przyjętego progu diagnostycznego  $T_{TF} = 1,1$ , przy uwzględnieniu reguł diagnostycznych zdefiniowanych w Tabeli 1, można jednoznacznie wnioskować o uszkodzeniu poszczególnych tranzystorów falownika. Zmienne  $k1$  oraz  $k2$  odpowiadają stanom komparatorów z rys. 2. Przykładowo, po uszkodzeniu tranzystora T1 zmienne diagnostyczne przyjmują następujące wartości  $k1 = 1$ ,  $k2 = 1$  oraz  $SN = 1$  gdy prędkość silnika jest dodatnia, natomiast  $k1 = 0$ ,  $k2 = 1$  oraz  $SN = 6$  jeśli prędkość napędu jest ujemna.

Tabela 1. Zbiór reguł systemu diagnostyki uszkodzeń tranzystorów falownika

SN	$k1$	$k2$	Uszkodzony tranzystor $T_F$
1	1	1	T1
6	0	1	
2	1	1	T2
1	0	1	
3	1	1	T3
2	0	1	
4	1	1	T4
3	0	1	
5	1	1	T5
4	0	1	
6	1	1	T6
5	0	1	

### 3. WYBRANE WYNIKI BADAŃ EKSPERYMENTALNYCH

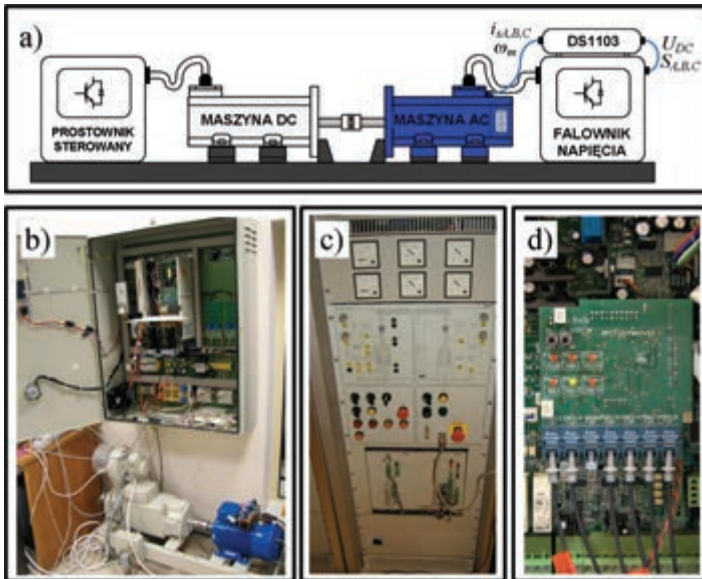
#### 3.1. OPIS STANOWISKA LABORATORYJNEGO ORAZ SPOSÓB PREZENTOWANIA WYNIKÓW PRZEPROWADZONYCH BADAŃ

Skuteczność działania zaprojektowanego układu diagnostyki awarii tranzystorów falownika napięcia została zweryfikowana na stanowisku laboratoryjnym, którego

schemat blokowy oraz zdjęcie przedstawiono odpowiednio na rys. 3a oraz rys. 3b. Maszyna indukcyjna o mocy 2,2 kW jest zasilana z falownika, w którym są symulowane awarie poszczególnych tranzystorów. Moment obciążenia napędu jest regulowany przy pomocy sprzęgniętej z silnikiem indukcyjnym maszyny prądu stałego o regulowanym prądzie twornika (rys. 3c). Parametry znamionowe silnika indukcyjnego podano w tab. 2. Algorytm bezpośredniego sterowania połowo-zorientowanego został zaimplementowany za pomocą systemu do szybkiego prototypowania dSPACE DS1103. Okres próbkowania procesora wynosił  $T_s = 100 \mu s$ , natomiast częstotliwość łączeń tranzystorów ustalono na 4 kHz. Pomiar prądów fazowych został zrealizowany za pomocą przetworników LA 55-P, do pomiaru napięcia członu pośredniczącego falownika zastosowano przetwornik LV 25-P, natomiast prędkość silnika zmierzono wykorzystując enkoder inkrementalny o rozdzielczości 36 000 imp/obr.

Tabela 2. Dane znamionowe silnika

Moc $P_N$	2,2 kW	–
Napięcie zasilające $U_N$	230/400 V	–
Prąd stojana $i_s$	7,8/4,5 A	1,0 p.u.
Prędkość mechaniczna $\omega_m$	1440 obr/min	0,96 p.u.
Częstotliwość napięcia zasilającego $f_N$	50 Hz	–
Liczba par biegunów $p_b$	2	–



Rys. 3. Laboratoryjny układ napędowy: schemat ideowy (a), zdjęcie napędu (b) układ zasilania maszyny prądu stałego, pracującej jako obciążenie (c) światłowodowy interfejs układu sterowania tranzystorami falownika (d)



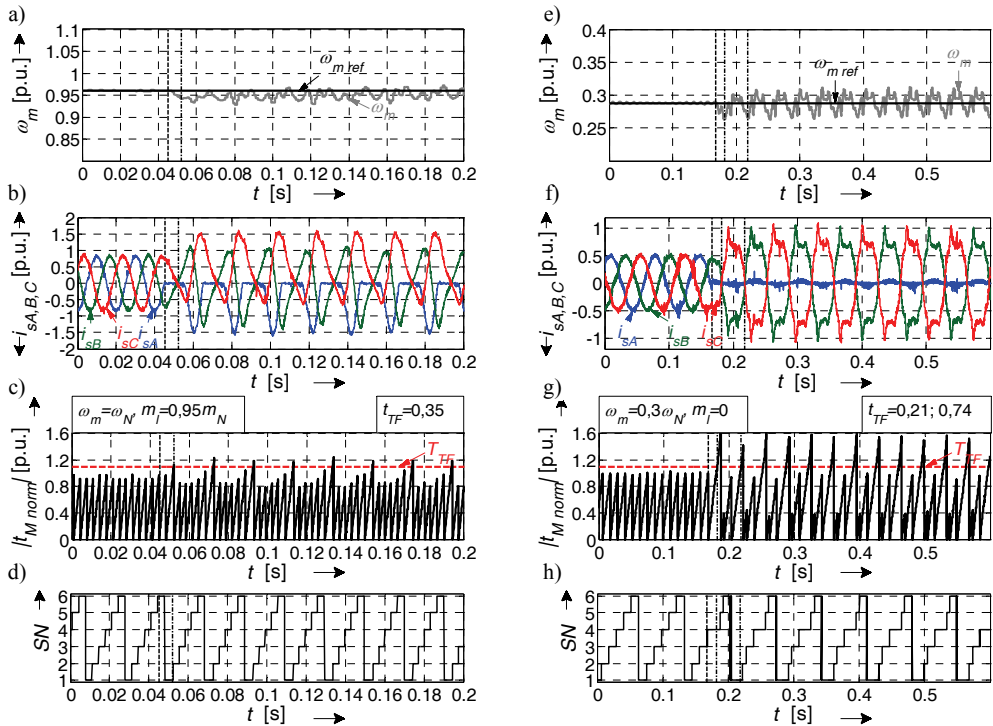
Pierwsza część przedstawionych wyników badań obejmuje testy działania systemu diagnostycznego w trakcie uszkodzeń tranzystorów, które są inicjowane podczas pracy napędu ze stałą prędkością kątową. Druga część dotyczy awarii, następujących gdy silnik porusza się ze stałym przyspieszeniem kątowym. Linia kreskową oznaczono na rysunkach chwilę, w której wymuszano rozwarcie jednego bądź dwóch tranzystorów, natomiast linie punktowe wskazują na chwilę zlokalizowania uszkodzonych łączników. Ocenę szybkości działania zaprojektowanego systemu diagnostycznego umożliwia zmienna  $t_{TF}$ , zdefiniowana w następujący sposób (3):

$$t_{TF} = \frac{t_{uszk}}{T_i}, \quad (3)$$

przy czym  $t_{uszk}$  oznacza czas pomiędzy chwilą, w której wymuszono awarię tranzystora, a momentem uzyskania informacji o jego uszkodzeniu, natomiast  $T_i$  jest równy okresowi podstawowej harmonicznej prądu stojana. W celu weryfikacji metody diagnostycznej pokazano przebiegi zadanej  $\omega_{m\text{ ref}}$  oraz zmierzonej  $\omega_m$  prędkości kątowej silnika, prądów fazowych stojana  $i_{sA,B,C}$ , zmiennej diagnostycznej  $|t_{M\text{norm}}|$  oraz zmiennej  $SN$ . Na rysunkach zaznaczono warunki w jakich wymuszano nieprawidłową pracę łączników, tj. prędkość kątową silnika  $\omega_m$  oraz zadany moment obciążenia  $m_l$ . Przedstawione, wybrane wyniki badań, dotyczące awarii tranzystorów w fazie A mają reprezentatywny charakter, gdyż efekty działania systemu diagnostycznego w przypadku awarii łączników w pozostałych fazach są analogiczne.

### 3.2. WYNIKI BADAŃ DOTYCZĄCE USZKODZEŃ TRANZYSTORÓW PODCZAS ZADANEJ STAŁEJ PRĘDKOŚCI NAPĘDU

Na rysunku 4 przedstawiono wybrane wyniki badań eksperymentalnych, które dotyczą awarii tranzystora T1 (rys. 4a–d) oraz jednoczesnego uszkodzenia dwóch łączników T1 i T4 w fazie A falownika (rys. 4e–f). Rozwarcie tranzystorów wymuszano podczas gdy silnik pracował ze stałą prędkością kątową w kierunku przyjętym za dodatni (rys. 4a, e). W chwili  $t = 0,451$  s rozwarło tranzystor T1 podczas gdy wartość prądu  $i_{sA}$  wynosiła zero (rys. 4b). W chwili  $t = 0,521$  s (rys. 4c, d), w trakcie gdy  $SN = 1$ , wartość sygnału diagnostycznego  $|t_{M\text{norm}}|$  przekroczyła poziom progu świadczącego o awarii  $T_{TF} = 1,1$ . Czas lokalizacji nieprawidłowo funkcjonującego tranzystora T1 wyniósł 0,35 okresu podstawowej harmonicznej prądu stojana. Rozwarcie łączników T1 oraz T4 wymuszono w chwili  $t = 0,167$  s. W pierwszej kolejności, w chwili  $t = 0,189$  s uzyskano informację o uszkodzeniu tranzystora T4 ( $SN = 4$ , gdy  $|t_{M\text{norm}}| > T_{TF}$ ), a następnie w chwili  $t = 0,218$  s zdiagnozowano awarię łącznika T1 ( $SN = 1$  gdy  $|t_{M\text{norm}}| > T_{TF}$ ). W przypadku analizowanej metody, czas lokalizacji nieprawidłowo pracujących łączników, bez względu na wartość prędkości oraz momentu obciążenia napędu, jest krótszy niż jeden okres podstawowej harmonicznej prądu stojana ( $t_{TF} < 1$ ), co można zaobserwować na wybranych przykładach rezultatów badań.

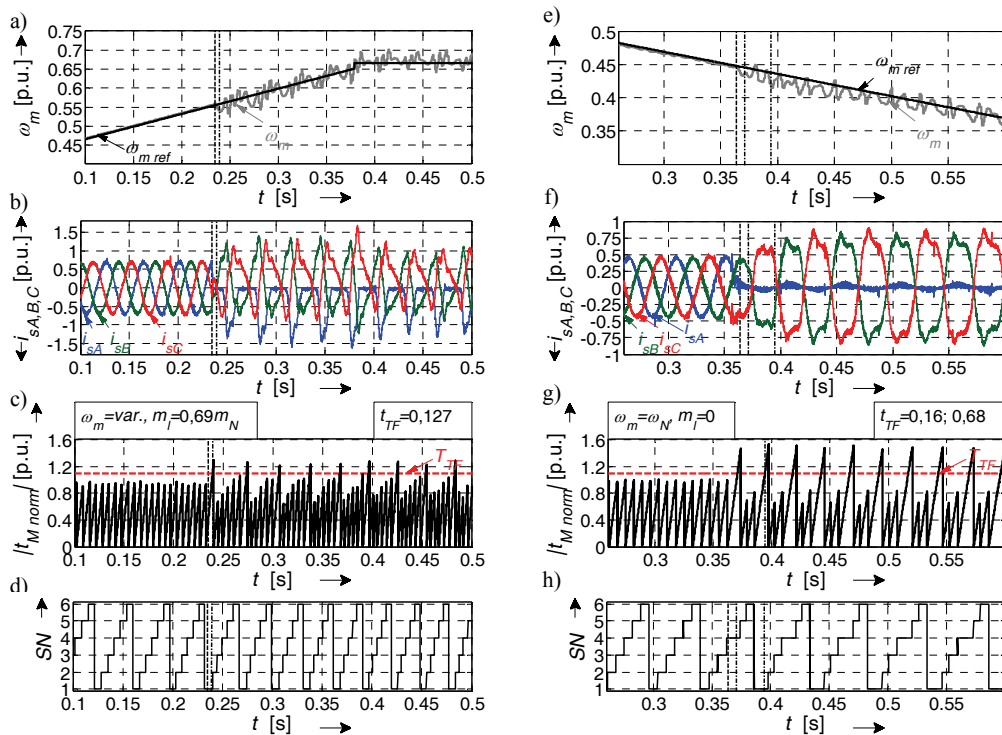


Rys. 4. Przebiegi zadanej  $\omega_m^{ref}$  oraz zmierzonej  $\omega_m$  prędkości kątowej napędu (a, e), prądów fazowych  $i_{sA,B,C}$  (b, f), zmiennej diagnostycznej  $|t_{Mnorm}|$  (c, g) oraz sygnału  $SN$  w trakcie uszkodzenia tranzystora T1 (a)–(d) oraz jednocześnie dwóch tranzystorów fazy A (e)–(h), przy zadanej stałej wartości prędkości silnika

### 3.3. WYNIKI BADAŃ DOTYCZĄCE USZKODZEŃ TRANZYSTORÓW PODCZAS PRACY NAPĘDU ZE STAŁYM PRZYSPIESZENIEM KĄTOWYM

Na rysunku 5 przedstawiono wyniki badań eksperymentalnych, które dotyczą awarii tranzystora T1 (rys. 5a–d) oraz jednoczesnego uszkodzenia dwóch łączników T1 i T4 w fazie A falownika (rys. 5e–f). Rozwarcie tranzystorów wymuszano podczas pracy silnika ze stałym przyspieszeniem kątowym, przy czym rozważono dwa możliwe przypadki: awarię następującą w chwili, gdy prędkość napędu jest zwiększana (rys. 5a–d) bądź zmniejszana (rys. 5e–h). W chwili  $t = 0,235$  s rozwarło tranzystor T1, w sytuacji gdy płynął przez niego prąd (rys. 5b). W chwili  $t = 0,239$  s (rys. 5c, d), w trakcie gdy  $SN = 1$ , wartość sygnału diagnostycznego  $|t_{Mnorm}|$  przekroczyła poziom progu świadczącego o awarii  $T_{TF} = 1,1$ . Czas lokalizacji nieprawidłowo funkcjonującego tranzystora T1 wyniósł 0,127 okresu podstawowej harmonicznej prądu stojana. Rozwarcie łączników T1 oraz T4 wymuszono w chwili  $t = 0,363$  s. W pierwszej kolejności, w chwili  $t = 0,371$  s uzyskano informację o uszkodzeniu tranzystora T4

( $SN = 4$  gdy  $|t_{Mnorm}| > T_{TF}$ ) a następnie w chwili  $t = 0,395$  s zdiagnozowano awarię łącznika T1 ( $SN = 1$  gdy  $|t_{Mnorm}| > T_{TF}$ ). Podobnie jak w przypadku awarii tranzystorów podczas pracy ze stałą prędkością kątową napędu, również w trakcie pracy silnika ze stałym przyspieszeniem kątowym, bez względu na prędkość oraz wartość momentu obciążenia napędu, znormalizowany czas lokalizacji nieprawidłowo funkcjonującego tranzystora jest krótszy niż jeden okres podstawowej harmoniczej prądu stojana ( $t_{TF} < 1$ ), co wykazano podczas badań laboratoryjnych.



Rys. 5. Przebiegi zadanej  $\omega_{m\text{ref}}$  oraz zmierzonej  $\omega_m$  prędkości kątowej napędu (a, e), prądów fazowych  $i_{sA,B,C}$  (b, f), zmiennej diagnostycznej  $|t_{Mnorm}|$  (c, g) oraz sygnału  $SN$  w trakcie uszkodzenia tranzystora T1 (a)–(d) oraz jednocześnie dwóch tranzystorów fazy A (e)–(h), przy pracy silnika ze stałym przyspieszeniem kątowym

#### 4. PODSUMOWANIE

W artykule zaprezentowano wybrane wyniki badań eksperymentalnych, które miały na celu weryfikację skuteczności działania zaprojektowanego układu diagnostyki uszkodzeń tranzystorów falownika napięcia w napędzie z silnikiem indukcyjnym

z bezpośrednim sterowaniem połowo-zorientowanym. Niezależnie od prędkości napędu oraz wartości momentu obciążenia, zaprezentowana metoda diagnostyki awarii, polegających na braku przewodzenia prądu przez jeden z tranzystorów bądź dwa łączniki w jednej fazie falownika, charakteryzuje się krótkim czasem lokalizacji awarii, który nie przekracza jednego okresu składowej podstawowej prądu stojana. W stosunku do rozwiązań prezentowanych w literaturze, proponowany algorytm charakteryzuje się bardzo niskimi wymaganiami obliczeniowymi.

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

#### LITERATURA

- [1] ALAVI M., WANG D., LUO M., *Short-Circuit Fault Diagnosis for Three-Phase Inverters Based on Voltage-Space Patterns*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2014, Vol. 61, No. 10, 5558–5569.
- [2] ESTIMA J.O., CARDOSO A.J.M., *Fast fault detection, isolation and reconfiguration in fault-tolerant permanent magnet synchronous motor drives*, Energy Convers. Congr. and Expos., 2012, 3617–3624.
- [3] ESTIMA J.O., FREIRE N.M.A., CARDOSO A.J.M., *Recent advances in fault diagnosis by Park's vector approach*, IEEE Workshop on Electr. Mach. Des. Control and Diagn., 2013, 279–288.
- [4] 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*, XX Int. Conf. Electrical Machines, 2012, 2378–2383.
- [5] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., SOBAŃSKI P., *Simple sensorless diagnosis method for open-switch faults in SVM-VSI-fed induction motor drive*, 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2013, 8210–8215.
- [6] SLESZYŃSKI W., NIEZNAŃSKI J., CICHOWSKI A., *Open-Transistor Fault Diagnostics in Voltage-Source Inverters by Analyzing the Load Currents*, IEEE IEEE Trans. on Ind. Appl., 2009, Vol. 56, No. 11, 4681–4688.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] SOBAŃSKI P., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Diagnostyka awarii falownika napięcia w beczujnikowym napędzie indukcyjnym z estymatorem prędkości typu MRAS<sup>CC</sup>*, XI Konferencja Naukowa. Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE, 2013.
- [10] SOBAŃSKI P., *Szybka metoda diagnostyki uszkodzenia falownika napięcia w układzie bezpośredniego sterowania połowo zorientowanego*, XI Konferencja Naukowa. Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE, 2013.
- [11] SOBAŃSKI P., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Analiza i diagnostyka uszkodzeń tranzystorów w przekształtniku sieciowym AC/DC*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 69, Seria: Studia i Materiały, Nr 33, 2013, 70–81.
- [12] SOBAŃSKI P., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Przegląd dwupoziomowych falowników napięcia odpornych na uszkodzenia tranzystorów IGBT*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 69, Seria: Studia i Materiały, Nr 33, 2013, 54–69.

- [13] SOBAŃSKI P., ORŁOWSKA-KOWALSKA, *Low-cost fault-tolerant control scheme for SVM two-level voltage-inverter-fed induction motor drive*, Proc. of the 11th International Conference on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems, 2014, 561–566.
- [14] SOBAŃSKI P., ORŁOWSKA-KOWALSKA, *Analysis of space vector modulation technique in inverter-fed fault-tolerant induction motor drive*, 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, 2014, 1216–1221.
- [15] ZHANG W., HU D., ENJETI P.N., LI H., HAWKE J.T., KRISHNAMOORTHY H.S., *Survey on Fault-Tolerant Techniques for Power Electronic Converters*, IEEE Trans. on Pow. Electron., 2014, Vol. 29, No. 12, 6319–6331.

#### SIMPLE TRANSISTORS FAULT LOCALIZATION ALGORITHM FOR VOLTAGE INVERTER-FED INDUCTION MOTOR DRIVE

In the paper, a simple diagnostic method dedicated to transistor faults of voltage inverter-fed AC induction motor drives has been presented. According to the proposed algorithm, single-switch open-circuit faults as well as open-circuit faults of both transistors in a one phase of the inverter have been investigated. The presented technique has low computational requirements, is characterized by a short fault diagnostic time and a full reliability against false alarms during healthy operation mode of the drive. A proposed scheme of the faults diagnostic system allows to apply the transistors open-circuit faults diagnostic algorithm by using simple digital modules. In order to prove an effectiveness of the method, detailed experimental research, which chosen results have been presented in this article, has been carried out.

*inteligentne budynki, instalacje inteligentne,  
sterowanie zdalne, automatyka domowa*

Paweł DRÓŹDŹ, Marcin PAWLAK\*

## **KONCEPCJA SYSTEMU STEROWANIA INTELIGENTNYM BUDYNKIEM PRZYSTOSOWANYM DLA OSOBY NIEPEŁNOSPRAWNEJ**

W artykule przedstawiono budowę systemu sterowania inteligentnym budynkiem poprzez telefon komórkowy z systemem Android. Podstawowe funkcje sterujące zrealizowano za pomocą układu mikroprocesorowego, który na bieżąco komunikuje się z serwerem pośredniczącym w wymianie danych między telefonem komórkowym a układem sterującym. Urządzeniem wykonawczym jest model podnośnika dla inwalidów służącego pomocą podczas kąpieli. Jest to rozwiązanie prototypowe o szerokich możliwościach rozbudowy w przyszłości.

### 1. WSTĘP

W obecnych czasach automatyczne systemy sterowania znajdują zastosowanie nie tylko w przemyśle, ale również w wielu obszarach użytkowych. Jednym z nich jest automatyka domowa [1–7]. Budynki wyposażone w automatyczny system sterowania nazywane są inteligentnymi. Systemy te projektowane są z myślą o zwiększeniu komfortu życia, ale również z myślą o oszczędności energii elektrycznej [1, 5].

Mimo, że tematyka inteligentnych budynków pojawiła się w literaturze już w roku 1987, do dziś dnia nie ma ściśle sprecyzowanej definicji inteligentnego budynku. Jedną ze stosowanych definicji jest: „Inteligentny budynek to obiekt, który ma zdolność do posiadania wiedzy o swojej konfiguracji i stanie. Jest on w stanie optymalnie reagować na przeważające bodźce środowiskowe i wykonywać w sposób przewidywalny odpowiednie reakcje fizyczne. Prawdziwie inteligentny budynek powinien mieć zdolność do uczenia się, dostosowywania i instynktownego reagowania na warunki środowiska, mając na celu zapewnienie komfortowych warunków pobytu i pracy w pomieszczeniach wewnętrznych oraz efektywnego zużycia energii” [4].

---

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

Systemy inteligentnych budynków składają się z wielu podsystemów zarządzanych przez jednostkę centralną [3, 6]. Podsystemami są między innymi: system sterowania, domowej sieci internetowej, systemu video intercom, systemu rozrywki, systemu alarmu przeciw włamaniowego i monitoringu, systemów zarządzania oraz kontroli dostępu [2]. Odpowiednie skoordynowanie urządzeń i podsystemów jest kluczem do implementacji inteligencji w budynkach oraz do oszczędności energii [3].

W ostatnich latach popularnym stało się stosowanie sterowania zdalnego systemem sterowania inteligentnych budynków, zdalnej kontroli multimedialnej oraz szybkiej transmisji danych, które rozszerza możliwości i efektywność sterowania. Do sterowania zdalnego wykorzystuje się sieci GPRS, LAN oraz radiowe (RF) [2].

Obecnie na rynku znajduje się wiele firm zajmujących się profesjonalnie budową tych systemów. Stosowane przez nie rozwiązania umożliwiają zastosowanie urządzeń wykorzystujących wiele rodzajów interfejsów i protokołów komunikacyjnych do wymiany danych pomiędzy układami sterującymi a jednostką centralną (serwerem). Są to m.in. protokoły OPC, BACnet, Modbus, Lon Works oraz wiele innych. Korzystają one m.in. z interfejsów RS-232, RS-485 czy Ethernet [7].

Zakres stosowania szeroko pojętej automatyki w inteligentnych budynkach jest bardzo szeroki i wciąż się rozszerza. Obejmuje on m.in. [1, 2, 6]:

- sterowanie ogrzewaniem,
- sterowanie oświetleniem,
- system alarmowy i monitoringu,
- system przeciwpożarowy,
- system kontroli dostępu,
- system personalizacji.

Wymienione powyżej funkcjonalności są jedynie częścią możliwości, jakie dają inteligentne budynki. Inspiracją opisywanego projektu było zaprojektowanie systemu sterowania oraz modelu domu inteligentnego przystosowanego dla osoby niepełnosprawnej. Celem było zwrócenie uwagi na możliwość znacznego zwiększenia samodzielności osób niepełnosprawnych dzięki dzisiejszym zdobyczom techniki. Opisywany projekt jest rozwojowym dlatego model podnośnika dla inwalidów jest jedynie częścią całości projektu, który wciąż jest rozbudowywany o kolejne urządzenia wykonawcze [1].

## 2. OGÓLNA KONCEPCJA SYSTEMU STEROWANIA

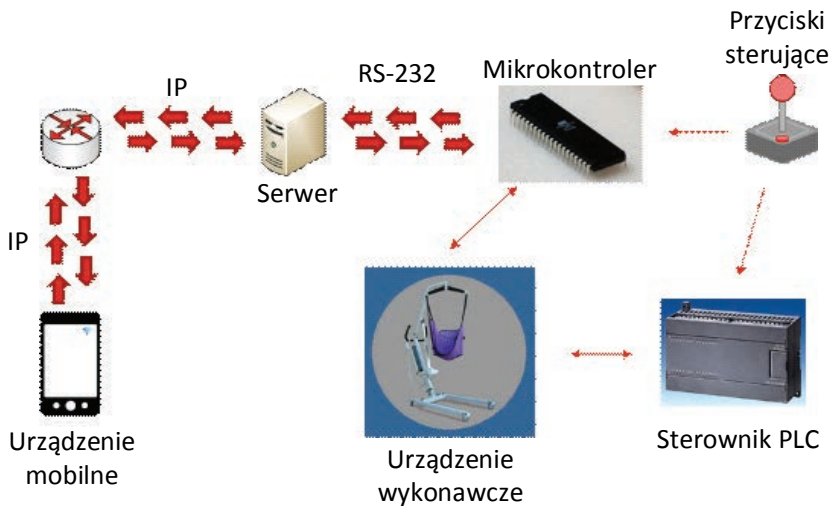
System sterowania ma za zadanie zbieranie informacji o stanie bieżącym urządzeń podłączonych do niego oraz sterowanie nimi w sposób bądź automatyczny (np. włączanie ogrzewania o zadanej godzinie), bądź w sposób ręczny poprzez sterowanie zdalne lub lokalne. System ten składa się z kilku niezależnych aplikacji:

- aplikacja serwerowa – odpowiedzialna jest za zbieranie informacji o aktualnym stanie urządzeń i przesyłanie ich do aplikacji mobilnej znajdującej się np. na telefo-

nie komórkowym z systemem Android oraz za przekazywanie informacji do układów sterowania poszczególnych urządzeń wykonawczych. Serwer jest jednostką centralną,

- aplikacja dla urządzenia z systemem Android – służy jako interfejs komunikacyjny użytkownika z systemem sterowania. Za jej pomocą wysyłane są sygnały sterujące o żądanym stanie urządzeń,
- program sterujący dla mikrokontrolera – aplikacja bezpośrednio sterująca urządzeniami wykonawczymi.

Na rysunku 1 pokazano strukturę zaprojektowanego systemu. Ponieważ jest to projekt rozwojowy makietą została przystosowana do sterowania zarówno z poziomu mikrokontrolera, jak i sterownika PLC, który jest rozszerzeniem możliwości sterujących oraz komunikacyjnych.



Rys. 1. Schemat poglądowy systemu sterowania inteligentnego budynku

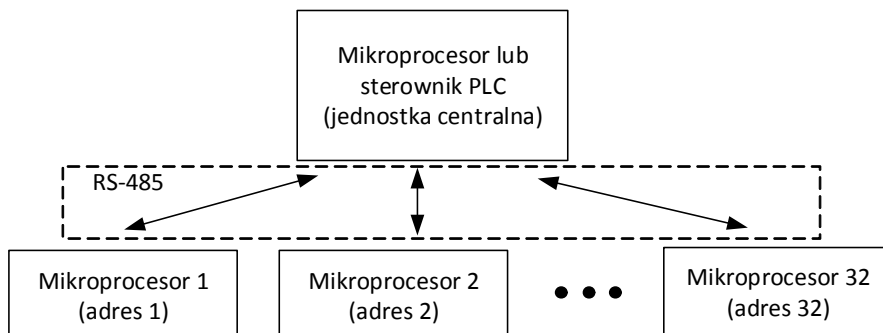
Do wymiany informacji pomiędzy urządzeniami wykorzystywane są dwa rodzaje komunikacji:

- protokół IP (ang. *Internet Protocol*) – wymiana danych pomiędzy urządzeniem mobilnym a serwerem. Wymiana danych oparta jest o protokół Telnet,
- interfejs RS-232 – wymiana danych pomiędzy serwerem a układem sterującym (mikrokontrolerem).

Przedstawiony system sterowania jest systemem prototypowym, który steruje tylko jednym urządzeniem wykonawczym – modelem podnośnika dla inwalidów. Jednak jego struktura została zaprojektowana jak dla systemu rozproszonego, który zawiera wiele jednostek wykonawczych. W takim systemie jednostka centralna (mikrokontroler lub sterownik PLC) komunikuje się z układami sterującymi poszczególnych urzą-



dzeń poprzez ich unikatowe adresy. Do komunikacji tej docelowo wykorzystany zostanie interfejs RS-485. Rozproszona struktura sterowania została przedstawiona na rysunku 2.



Rys. 2. Rozproszony system sterowania inteligentnego budynku

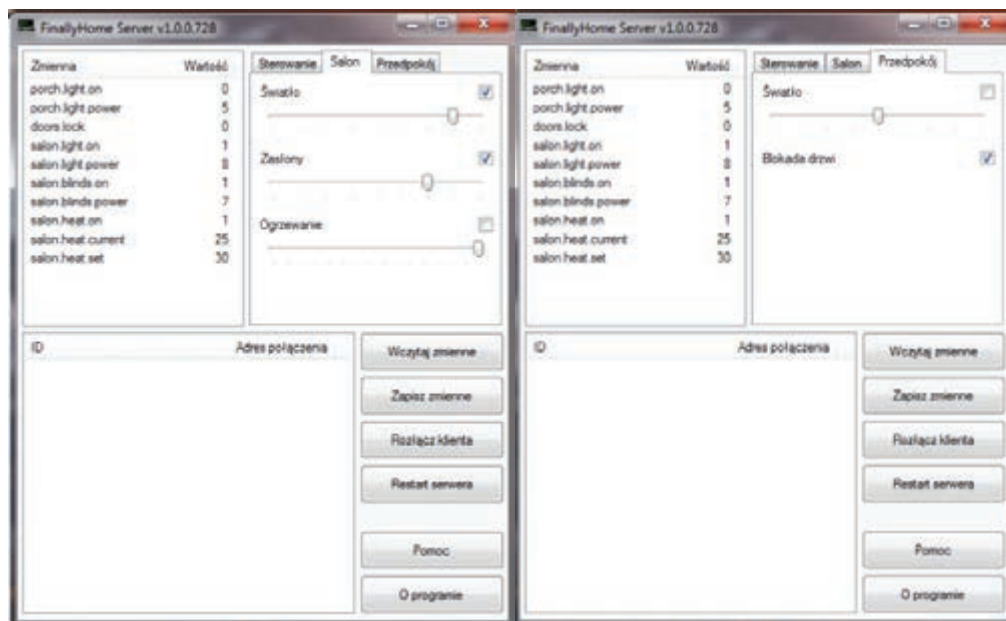
### 3. APLIKACJA SERWEROWA

Aplikacja serwera jest aplikacją pośredniczącą w komunikacji telefonu z mikrokontrolerem, jest również programem rezydentnym zainstalowanym na platformie PC. Wysyła i odbiera pakiety danych w postaci tekstu oraz przekazuje je albo przez Internet przy wykorzystaniu protokołu komunikacyjnego Telnet do telefonu, albo przez port szeregowy do mikrokontrolera.

```

FinallyHome Server v1.0.0.728
>> Wczytuje wartosci zmiennych z pliku '../conf/config.ini' [OK]
>> Uruchamiam serwer [OK]
$:
>> Polaczono z klientem
    ID: 272
    Adres: 192.168.1.19
set salon.light.power 2
set salon.blinds.on 0
set porch.light.on 1
set porch.light.power 8
set doors.lock 1
>> Rozlaczono Klienta
    ID: 272
  
```

Rys. 3. Okno konsoli serwera po nawiązaniu połączenia poprzez sieć Internet i port szeregowy



Rys. 4. Aplikacja sterująca na platformę PC symulująca aplikację z systemu Android

Program ten został napisany w języku C++ jako aplikacja konsolowa, na której wyświetlane są wszystkie przychodzące do niej komunikaty. Po połączeniu z urządzeniem poprzez port szeregowy (połączenie PC-mikrokontroler) wysyłane jest zapytanie o aktualny stan wszystkich urządzeń, a otrzymana odpowiedź wyświetlana jest na ekranie.

Ponieważ sterowanie może odbywać się poprzez dowolne urządzenia korzystające z sieci Internet oraz protokołu komunikacyjnego Telnet, zaprojektowano dodatkową aplikację na platformę PC, która odzwierciedla tę z urządzeń mobilnych z systemem Android. Dzięki temu uzyskano możliwość zdalnego sterowania z innego komputera z dostępem do sieci Internet. Poniżej zamieszczono rysunki przedstawiające wygląd serwera oraz programu sterującego dla platformy PC.

#### 4. APLIKACJA DLA URZĄDZENIA Z SYSTEMEM ANDROID

Aplikacja ta służy jako interfejs pomiędzy użytkownikiem a układem sterowania poszczególnych urządzeń wykonawczych. Dzięki niej możliwe jest zdalne sterowanie wszystkimi urządzeniami podłączonymi do systemu sterowania inteligentnego budynku. Łączenie z serwerem dokonywane jest na podstawie podanego adresu IP oraz portu serwera.

Układ graficzny został opracowany z uwzględnieniem ergonomii obsługi. Ograniczono do minimum liczbę przycisków tak, aby obsługa była jak najbardziej intuicyjna. Aplikację tę przedstawiono na rysunku 5.



Rys. 5. Wygląd aplikacji dla urządzenia z systemem Android

Nawigacja pomiędzy pomieszczeniami w sterowanym budynku odbywa się poprzez przełączanie pomiędzy zakładkami. W aplikacji tej zawarto, oprócz podstawowych funkcji sterowania urządzeniami, konsolę, która wyświetla historię działań od chwili połączenia z serwerem. Ponieważ opisywany projekt jest projektem rozwojowym, większość widocznych na rysunku 5 funkcji jest niewykorzystanych.

## 5. MIKROPROCESOROWY ROZPROSZONY UKŁAD STERUJĄCY

Układ sterowania zaprojektowany został z uwzględnieniem przyszłego rozrostu projektu o inne funkcje w postaci kolejnych urządzeń wykonawczych. Głównym zało-

żeniem projektowym była minimalizacja liczby elementów sterujących w postaci układów mikroprocesorowych w celu oszczędności zarówno kosztów, jak i energii elektrycznej. Z tego względu oprócz możliwości sterowania urządzeń z poziomu mikrokontrolera, układ sterowania zawiera odpowiednie wyprowadzenia zapewniające możliwość podłączenia urządzenia do sterownika PLC. W ten sposób możliwym staje się sterowanie wszystkich urządzeń podłączonych do systemu sterowania inteligentnego budynku za pomocą jednego sterownika PLC.

Układ sterowania oparty jest o mikrokontroler Atmel ATmega 32A, który pełni dwie funkcje: przesyłanie i odbieranie danych z serwera oraz sterowanie podnośnikiem dla inwalidów. Wymiana danych odbywa się poprzez port szeregowy RS-232.

Aplikacja sterująca napisana została w środowisku Atmel Studio 4 w języku wysokopoziomowym C. Natomiast projekt układu sterującego wykonano w programie Eagle. Płytkę sterującą wytrawiono w warunkach domowych. Rysunek 6 przedstawia gotowy układ sterowania modelu podnośnika dla inwalidów.



Rys. 6. Płytkę sterująca – widok z góry i z dołu

Ponieważ współczesne komputery nie posiadają portów szeregowych RS-232 koniecznym było zastosowanie odpowiedniego konwertera USART-USB w celu komunikacji układu sterowania z serwerem. Płytkę sterującą posiada specjalne wyprowadzenia w tym celu, tak aby wygodne było podłączenie takiego konwertera oraz ewentualna jego wymiana.

## 6. MODEL PODNOŚNIKA DLA INWALIDÓW

Model podnośnika wykonano w pomniejszonej skali. Napędzany jest przez dwa serwomechanizmy modelarskie. Zawiera dwa ramiona – pionowe i poziome – których

zakresy ruchu zostały ograniczone programowo do zakresów praktycznych (funkcjonalnych) tak, aby odzwierciedlały urządzenie rzeczywiste.

Model może być sterowany lokalnie poprzez przyciski sterujące podłączone bądź do mikrokontrolera bądź do sterownika PLC. Załączenie zasilania napędów odbywa się zdalnie poprzez aplikację na telefonie komórkowym z systemem Android. Układ sterowania umieszczony jest wraz z modelem w jednej obudowie. Rysunek 7 przedstawia wygląd modelu.

Znajdujący się w obudowie układ sterowania posiada przypisany adres, który jednoznacznie identyfikuje go w rozproszonym systemie sterowania. W przypadku rozbudowania tego systemu o kolejne urządzenia jest to niezbędne do wymiany danych z jednostką centralną.



Rys. 7. Model podnośnika dla inwalidów

## 7. PODSUMOWANIE

Przedstawiony w referacie system sterowania inteligentnego budynku jest rozwiązaniem koncepcyjnym i prototypowym. Pokazuje on możliwości współczesnej automatyki, której zastosowanie nie musi ograniczać się jedynie do celów przemysłowych, publicznych czy dla osób zamożnych w celu podniesienia komfortu ich życia. Użycie automatyki w instalacji elektrycznej domu dla osoby niepełnosprawnej może znacznie podnieść poziom jej samodzielności i ograniczyć do minimum konieczność korzystania takich osób z pomocy innych. Ponieważ w obecnych czasach firmy znajdujące się na rynku proponują rozwiązania, które nie wymagają wielkiej ingerencji w instalację

elektryczną, możliwe jest przystosowanie niemal każdego domu czy mieszkania do osoby niepełnosprawnej przynajmniej w stopniu dostatecznym. Ponadto urządzenia mobilne z dostępem do sieci Internet umożliwiają, poza zdalną kontrolą domu, podniesienie bezpieczeństwa dzięki możliwości podglądania kamer, wideodomofonu czy też informowania o włączeniu się alarmu przeciwwłamaniowego lub przeciwpożarowego bezpośrednio po jego uruchomieniu.

#### LITERATURA

- [1] DRÓŹDŹ P., *Zastosowanie urządzeń przenośnych z systemem Android do sterowania inteligentnym budynkiem*, Inżynierski Projekt Dyplomowy, Politechnika Wroclawska, Wydział Elektryczny, Wrocław 2015.
- [2] GANG W., *Wireless Remote Control Technology in Intelligent Buildings System*, World Automation Congress (WAC), 2012, 231–233.
- [3] MINGFANG D., *Intelligent Building Coordinate Control System based on MAS*, Workshop on Intelligent Information Technology Application, 2007, 343–346.
- [4] PAROL M., *Instalacje w „Inteligentnych Budynkach”*, Przegląd Elektrotechniczny, 2006, vol. 82, nr 10, 1–5.
- [5] STANCA A., *Distributed System for Indoor Temperature Control*, 2012 International Conference on Applied and Theoretical Electricity (ICATE), 2012, 1–6.
- [6] YIFEI C., *Research of Network Structure on Intelligent Building Integrated Control System*, 2013 Fifth International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation (ICMTMA), 2013, 861–865.
- [7] YINBO W., *An open Web-baset integrated system for intelligent building*, Proceedings of 2013 International Conference on Mechatronic Sciences, Electric Engineering and Computer (MEC), 2013, 173–176.

#### INTELLIGENT BUILDING CONTROL SYSTEM ADAPTED FOR DISABLED PERSON WITH USE OF MOBILE DEVICES WITH ANDROID SYSTEM

The paper presents the construction of a complex intelligent building control system adapted for disabled person. There are two ways for control of devices – local by the switches and remote by mobile devices. This system consists of server application, application for Android devices and control application of devices.

*silnik PM BLDC, automatyzacja pomiarów, LabView*

Paweł EWERT\*, Jacek SMOLEŃ\*\*

## **MONITOROWANIE PRACY NAPĘDU Z SILNIKIEM PM BLDC PRZY WYKORZYSTANIU ŚRODOWISKA LabVIEW**

W artykule przedstawiono możliwość zastosowania środowiska LabVIEW do automatyzacji pomiarów na stanowisku z silnikiem PM BLDC. Opracowany program umożliwia rejestrację podstawowych sygnałów pomiarowych takich jak: prądy, napięcia międzyfazowe, moment i prędkość obrotową. Dodatkowym atutem aplikacji jest możliwość zarejestrowania sygnałów pomiarowych w stanach statycznych jak i dynamicznych badanej maszyny. Opracowany program pozwala wykreślić charakterystyki mechaniczne badanego silnika. Zastosowanie środowiska LabVIEW umożliwia łatwą rozbudowę programu o dodatkowe funkcje takie jak np. generowanie raportów z badań, tworzenie baz danych z wykonanych pomiarów itd.

### **1. WPROWADZENIE**

Wraz z rozwojem elektroniki wzrosło zapotrzebowanie na niezawodne silniki małej mocy, które charakteryzowałyby się dokładnym odwzorowaniem prędkości obrotowej oraz bezobsługową eksploatacją o czasie zbliżonym do trwałości układów elektronicznych. Obecnie wszystkie użytkowe napędy dysków twardej, czytników płyt oraz dyskietek jak i wentylatorów komputerowych są zasilane z silników o komutacji elektronicznej. Mimo tendencji do projektowania współczesnych urządzeń elektronicznych bez zbędnych elementów ruchomych (smartfony, tablety, a wkrótce również netbooki) oraz zastępowanie napędów dysków pamięciami SSD, silniki PM BLDC znajdują zastosowanie w obiecujących nowoczesnych technologiach, np.: napęd dronów. Silniki PM BLDC znajdują również zastosowanie w przemyśle samochodowym, automatyce przemysłowej, medycynie czy kosmonautyce [1], [2].

Silniki PM BLDC są silnikami synchronicznymi. Stojan silnika PM BLDC zbudowany jest ze stalowych laminatów i uzwojeń fazowych umieszczonych w żłobieniach. Konstrukcja jest zbliżona do stojana silnika indukcyjnego [1]. Uzwojenia stojana połączone

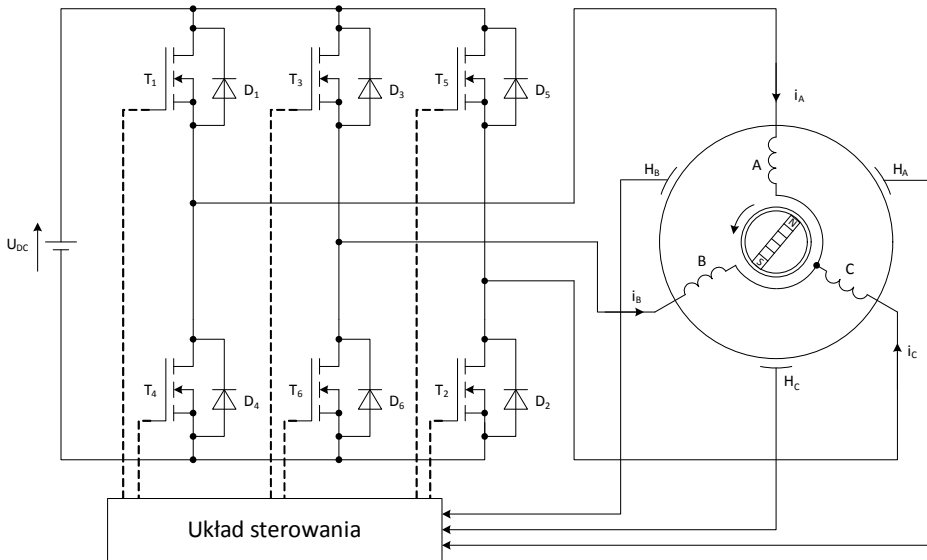
---

\* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: pawel.ewert@pwr.edu.pl

\*\* Student Wydziału Elektrycznego Politechniki Wrocławskiej.

ne są w gwiazdę a wartość napięcia znamionowego zasilającego stojan zależy od zastosowania i konstrukcji silnika. W przemyśle samochodowym, robotyce itp. najczęściej spotyka się napięcia 48 V i niższe. W urządzeniach konsumenckich, automatyce i przemyśle napięcia znamionowe wynoszą 100 V i więcej [1]. Wirnik zbudowany jest z par magnesów przytwierdzonych do rdzenia. Liczba par magnesów waha się między 2 a 6. Magnesy trwale użyte do budowy silnika mogą być ferrytowe lub ze stopów metali ziem rzadkich: neodymowe (Nd), samarowo-kobaltowe (SmCo) albo ze stopu neodymu, ferrytu i boronu (NdFeB) jeśli wymagany jest lepszy stosunek gęstości strumienia do objętości [1]. Użycie stopów metali ziem rzadkich wiąże się z wyższymi kosztami.

W przeciwieństwie do szczotkowych silników prądu stałego, silniki o komutacji elektronicznej wymagają informacji o położeniu wirnika. Można to zrealizować na dwa sposoby – bezczujnikowo mierząc indukowaną SEM w uzwojeniach niezasilanych lub czujnikowo wykorzystując do tego czujniki Halla [2], [3].



Rys. 1. Schemat przekształtnika zasilającego silnik BLDC [3]

Sterowanie silnikiem BLDC realizowane jest poprzez przekształtnik energoelektroniczny (rys. 1). Układ sterowania załącza poszczególne tranzystory w odpowiedniej kolejności w zależności od sygnałów z czujników Halla. Przekształtnik pełni również funkcję regulatora prądu metodą modulacji szerokości impulsów (MSI). Każdy z tranzystorów jest aktywny przez  $120^\circ$  okresu a zmiany par aktywnych tranzystorów odbywają się co  $60^\circ$ . Przekłada się to na zasilanie uzwojeń stojana w 6 krokach. Oznaczając zaciski połączonych w gwiazdę uzwojeń stojana A, B, C, zasilane są kolejno fazy: A-C, A-B, C-B, C-A, B-A, B-C. Jest to tzw. komutacja 6-stopniowa.

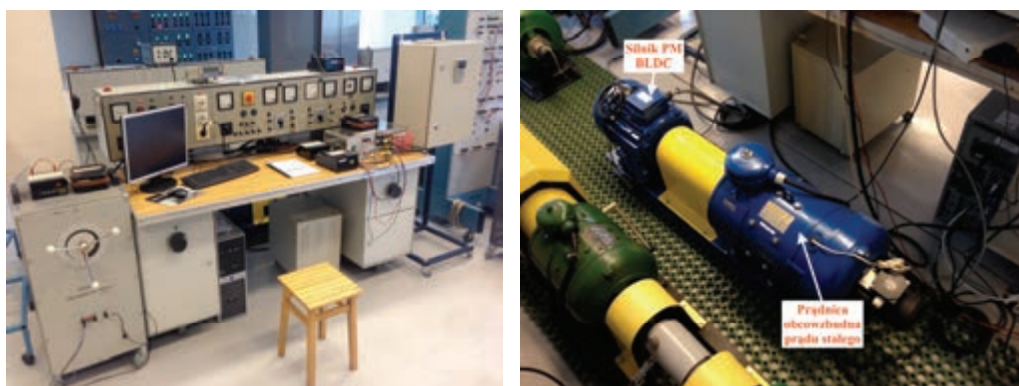


W artykule skupiono się na przedstawieniu aplikacji umożliwiającej monitorowanie pracy układu napędowego z silnikiem BLDC oraz rejestrowanie sygnałów pomiarowych takich jak: prądy fazowe, napięcia międzyfazowe, moment oraz prędkość. Zaprezentowano zarejestrowane przebiegi zmiennych elektrycznych i mechanicznych, w stanach ustalonych i dynamicznych.

## 2. STANOWISKO LABORATORYJNE

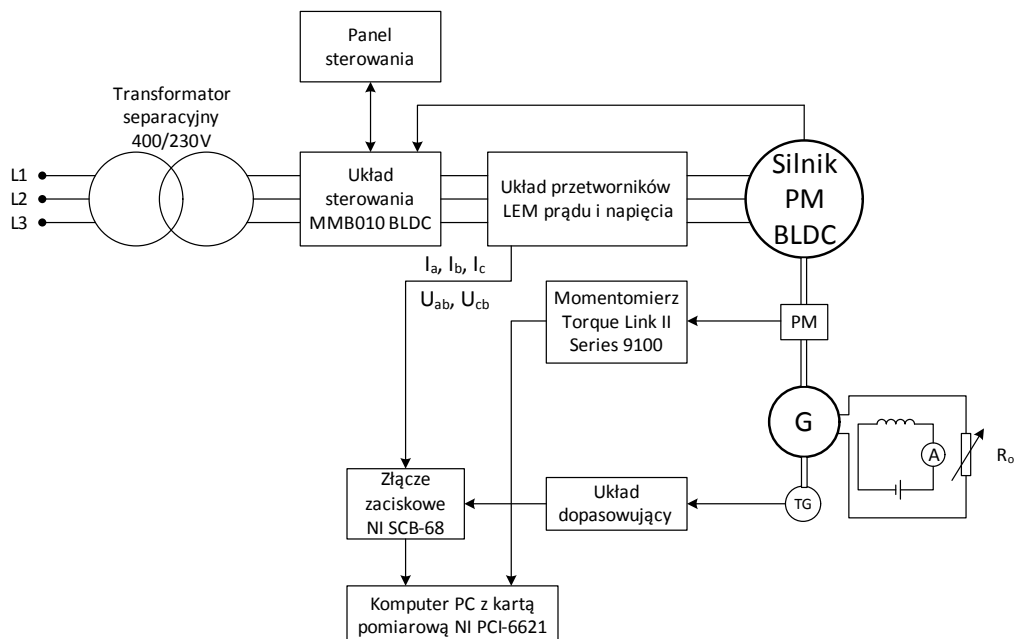
Testowanie opracowanej w środowisku LabVIEW aplikacji umożliwiającej automatyzację pomiarów wykonano w Laboratorium Automatyki Napędu Elektrycznego Katedry Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej. W skład układu pomiarowego wchodzi (rys. 2):

- silnik synchroniczny wzbudzany magnesami trwałymi KOMEL PMSg132S-4T,
- komputer klasy PC z kartą pomiarową NI PCI-6621 ze złączem zaciskowym NI SCB-68,
- momentomierz Torque Link II Series 9100 z czujnikiem,
- transformator 3-fazowy separacyjny Elhand ET3-o 5,0,
- komutator elektroniczny wraz z układem sterowania MMB010 BLDC,
- układ przetworników LEM prądu i napięcia,
- prądnica obcowzbudna prądu stałego AR0Zc 160 SX wraz z opornicą pełniącą rolę obciążenia badanego silnika,
- tachoprądnica do pomiaru prędkości obrotowej zamontowana na wale prądnicy.



Rys. 2. Zdjęcie stanowisko pomiarowe oraz silnika PM BLDC sprzęgniętego z prądnicą obcowzbudną prądu stałego

Schemat ideowy układu badawczego silnika PM BLDC pokazano na rys. 3.



Rys. 3. Schemat ideowy układu pomiarowego

Ze względu na niższe od sieciowego napięcia znamionowe falownika układ zasilany jest za pośrednictwem transformatora separacyjnego firmy Elhand ET3-o 5,0 Dy5 400/230 [V] o mocy 5 [kVA].

Komutacja elektroniczna realizowana jest przez układ sterowania MMB010 BLDC, który realizuje również funkcję regulacji prędkości kątowej wirnika silnika PM BLDC. Układ składa się z prostownika diodowego od strony sieci, obwodu pośredniczącego z kondensatorami i mostka tranzystorowego na wyjściu.

Układ MMB010 BLDC steruje wszystkimi trzema fazami zasilającymi silnik PM BLDC. Jest wyposażony w regulator PI, a sterowanie napięciem i prądem odbywa się w zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego. Możliwa jest regulacja prędkości w obu kierunkach od 0 do 1500 [obr/min]. Dostępne są dwa sposoby sterowania: z wykorzystaniem sygnału z czujników Halla lub bezczujnikowo.

Za pośrednictwem panelu sterowania umieszczonego na pokrywie urządzenia MMB możliwa jest zmiana parametrów nastaw regulatora PI, prędkości zadanej oraz wartości „odcinka prądowego”. Panel sterowania wyświetla również aktualną prędkość obrotową wirnika mierzoną za pomocą czujników Halla oraz wartość prądu twornika.

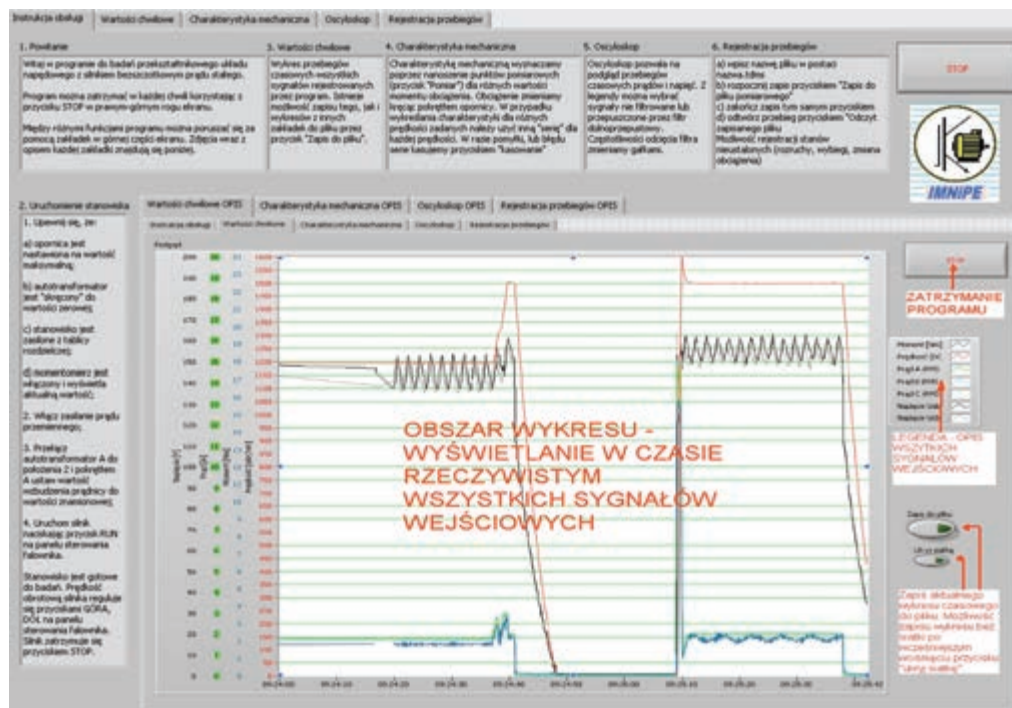
Wał silnika BLDC jest sprzęgnięty z prądnicą obcowzbudną prądu stałego. Moment oporowy jest wymuszany poprzez zmianę rezystancji opornicy obciążenia włączonej w obwód twornika prądnicy. Na wale pomiędzy silnikiem a prądnicą zamontowany jest czujnik momentomierza Torque Link II.

Pomiar prądów fazowych i napięć międzyfazowych realizowany jest przez układ prze-tworników prądowych i napięciowych typu LEM. Pomiar prędkości obrotowej realizowany jest za pomocą prądnicy tachometrycznej zamontowanej na wale prądnicy prądu stałego.

Do pomiaru momentu mechanicznego wykorzystano momentomierz Torque Link II Series 9100 z czujnikiem pomiarowym Series 2000. Momentomierz został ustawiony na tryb ciągłego pomiaru z wysyłaniem wskazań na wyświetlacz LCD oraz w kodzie ASCII przez magistralę komunikacyjną RS232 do komputera.

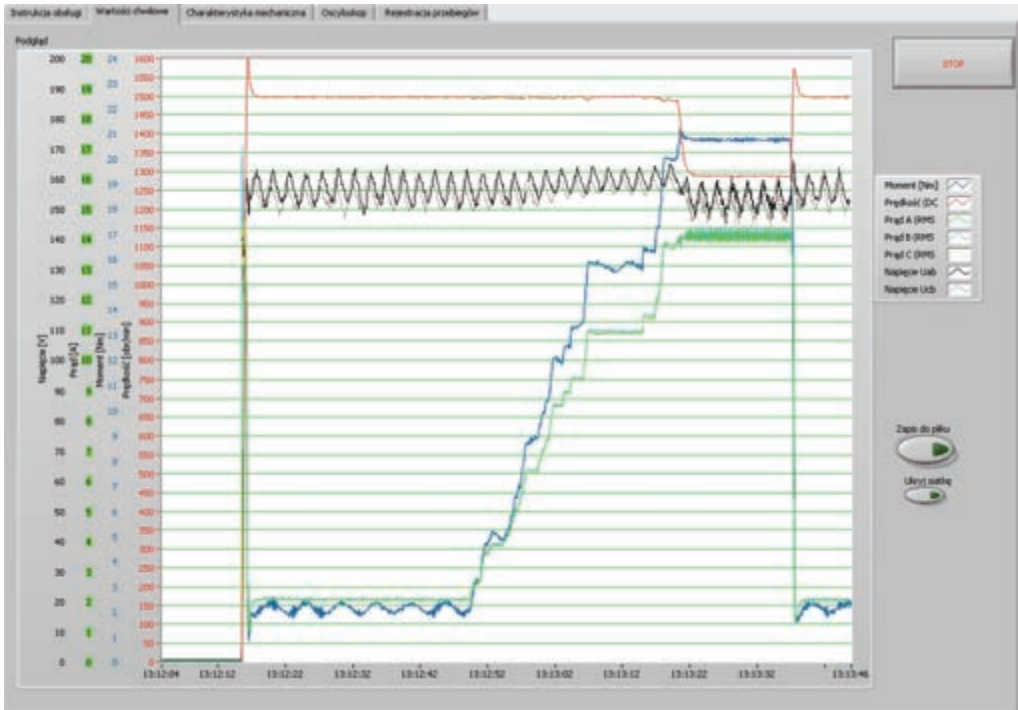
### 3. APLIKACJA DO MONITOROWANIA PRACY NAPĘDU Z SILNIKIEM BLDC

Założeniem projektowym było opracowanie przejrzystej oraz intuicyjnej aplikacji umożliwiającej monitorowanie pracy napędu oraz automatyzację pomiarów na stanowisku z silnikiem PM BLDC. Założenie to zrealizowano przez podział programu na kilka przejrzystych zakładek. Użytkownika, po uruchomieniu aplikacji przywita strona tytułowa ze wstępem i instrukcją obsługi (rys. 4).



Rys. 4. Zakładka I (Instrukcja obsługi)

Pierwsza zakładka aplikacji (rys. 4) zawiera instrukcję, która krok po kroku wyjaśnia jak uruchomić stanowisko pomiarowe. Użytkownik może się zapoznać z opisem funkcjonalności każdej zakładki, a także przejrzeć zdjęcia przykładowych pomiarów z opisem wszystkich elementów panelu. Aplikację można zatrzymać z każdej zakładki programem przyciskiem *STOP* znajdującym się w prawym górnym rogu ekranu.

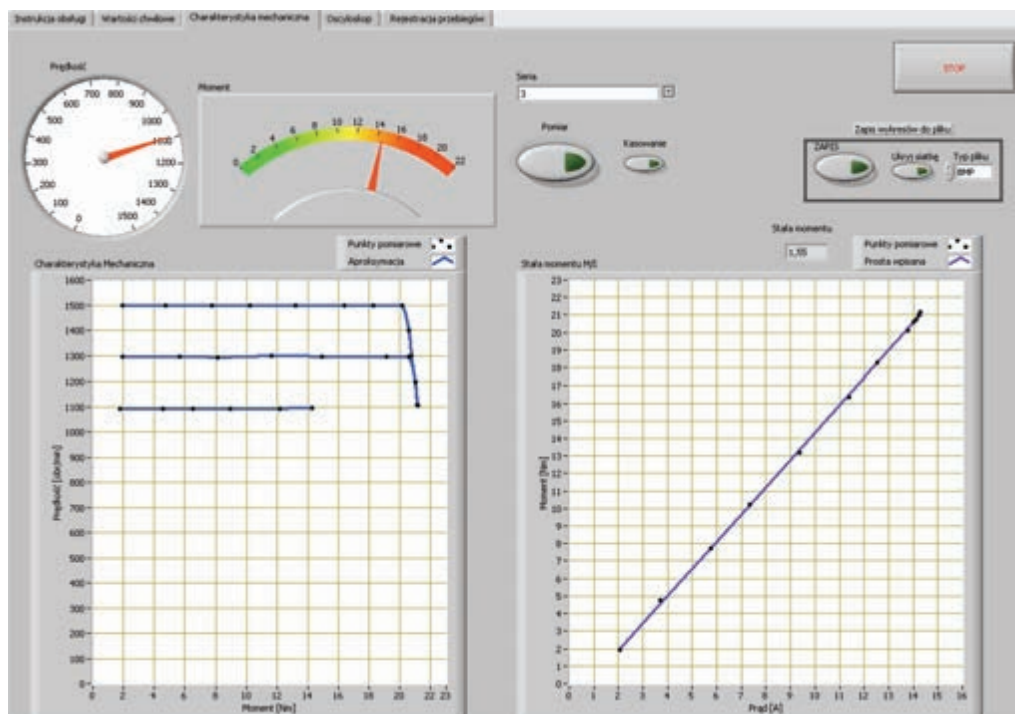


Rys. 5. Zakładka II (Wartości chwilowe)

Druga zakładka aplikacji (rys. 5) to rejestrator przebiegów czasowych wszystkich mierzonych sygnałów. Wykres jest uaktualniany w czasie rzeczywistym a przełączanie zakładek nie ma wpływu na funkcjonowanie wykresu. Dzięki temu użytkownik w każdej chwili ma możliwość podglądu ostatnich 40 sekund przebiegów czasowych. Oś rzędnych została rozdzielona i wyskalowana tak, aby każdy parametr wykorzystywał całą wysokość wykresu. Po prawej stronie ekranu znajduje się legenda. Użytkownik ma możliwość zapisania aktualnego wykresu do pliku. Dla zwiększenia czytelności wykresu można wyłączyć siatkę.

Trzecia zakładka aplikacji (rys. 6) umożliwia wykreślenie charakterystyki mechanicznej badanego układu napędowego. Wskaźniki – mierniki analogowe prędkości

i momentu mechanicznego ułatwiają precyzyjne nastawianie obciążenia. Do nanoszenia kolejnych punktów pomiarowych służy przycisk *Pomiar*. Program po każdym kolejnym punkcie pomiarowym dokonuje aproksymacji funkcji przeliczając za każdym razem wszystkie punkty pomiarowe.



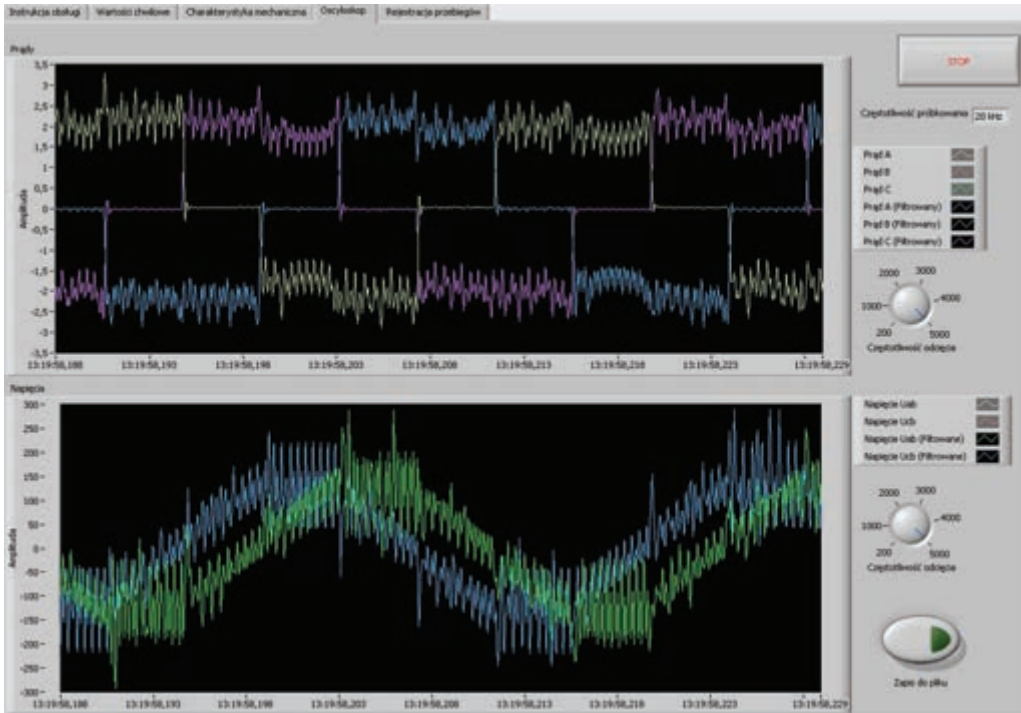
Rys. 6. Zakładka III (Charakterystyka mechaniczna)

Istnieje możliwość wykreślenia charakterystyk dla różnych zadanych prędkości obrotowych. Realizuje się to poprzez wybór kolejnego numeru serii z rozwijanego menu *Seria*. Jedna seria odpowiada jednej zadanej prędkości obrotowej.

W przypadku błędu (np. dokonanie pomiaru w stanie przejściowym) można skasować nieudaną serię przyciskiem *Kasowanie*. Skasowaniu ulegnie tylko wybrana seria pomiarowa.

Podczas wyznaczania charakterystyki mechanicznej automatycznie wykreślona jest również charakterystyka momentu w funkcji prądu ( $f = M(I)$ ). Używając funkcji aproksymacji liniowej obliczana jest stała momentu, która jest wartością  $a$  w równaniu prostej  $y = ax + b$ .

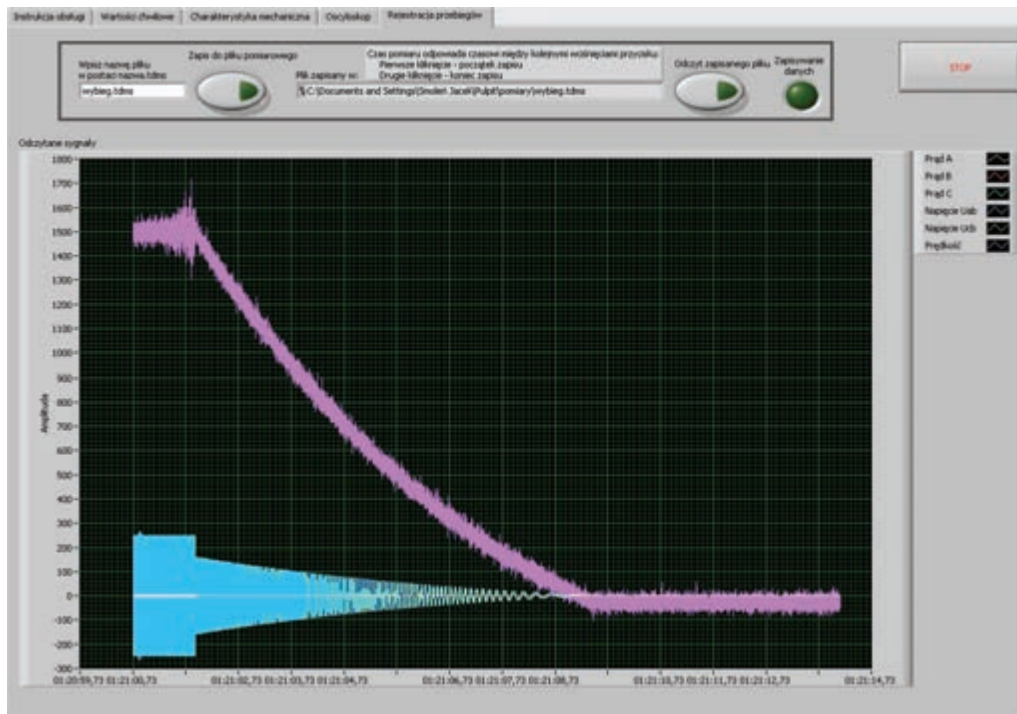
Po otrzymaniu pożądaných charakterystyk można zapisać wykresy do pliku przyciskiem *ZAPIS*.



Rys. 7. Zakładka IV (Oscyloskop – przebiegi czasowe prądów i napięć)

Czwarta zakładka aplikacji (rys. 7) daje użytkownikowi możliwość obserwacji przebiegów czasowych prądów fazowych i napięć międzyfazowych w jednym okresie mechanicznym. Pozwala to zrozumieć zasadę działania przekształtnikowego układu napędowego. W celu uzyskania czytelniejszych przebiegów zastosowano filtr dolno-przepustowy. Częstotliwość odcięcia filtra można regulować pokrętkiem *Częstotliwość odcięcia*. Możliwe jest także wyświetlenie sygnałów niefiltrowanych. Częstotliwość próbkowania karty pomiarowej została ustawiona na 20 [kHz]. Ustawienie wyższej częstotliwości próbkowania wiąże się z większym obciążeniem procesora, co powoduje znaczny spadek płynności działania programu. Tak jak i w poprzednich zakładkach możliwe jest zapisanie wykresu do pliku.

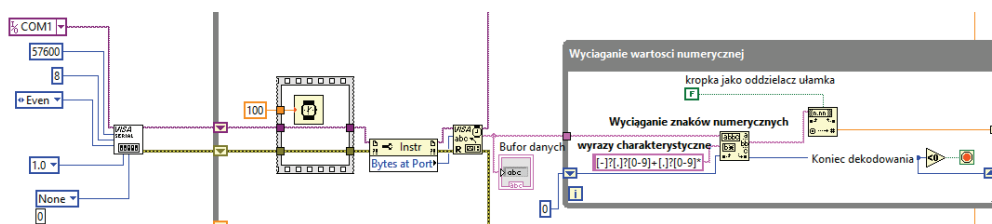
Piąta zakładka aplikacji (rys. 8) daje użytkownikowi możliwość rejestracji przebiegów sygnałów pomiarowych w stanach dynamicznych. Należy wpisać nazwę pliku do którego mają zostać zapisane sygnały a następnie rozpocząć proces zapisywania. Poprawna rejestracja przebiegów zmiennych jest sygnalizowana diodą *Zapisywanie danych*. Aby dokonać weryfikacji pomiarów należy nacisnąć przycisk *Odczyt zapisanego pliku*. Zapisane przebiegi zostaną wyświetlone na wykresie.



Rys. 8. Zakładka V (Rejestracja przebiegów)

Program składa się z pętli głównej, w której umieszczone są wszystkie elementy składowe użyte do stworzenia aplikacji. Takie rozwiązanie pozwoliło na uniezależnienie każdej z zakładek, a operacje wykonywane w jednej z nich nie mają wpływu na funkcjonowanie pozostałych.

Pomiar momentu mechanicznego odbywa się za pomocą momentomierza Torque Link II połączonego z komputerem łączem RS232. Aby można było wykorzystać otrzymywany strumień danych należy go poprawnie rozkodować. Na schemacie blokowym z rys. 9 pokazano część programu odpowiadającą za odczyt danych z portu COM1 oraz zamianę kodu ASCII na wartości liczbowe.



Rys. 9. Schemat blokowy pomiaru momentu mechanicznego

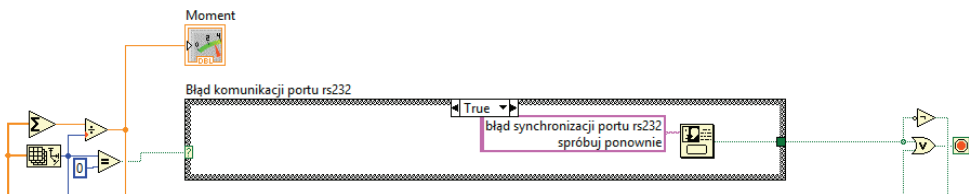
Blok *VISA serial* odpowiada za poprawną konfigurację portu COM1. Do konfiguracji użyto domyślne wartości z instrukcji obsługi momentomierza [4]. Blok *VISA serial* został umieszczony poza pętlą programową aby otwierał port tylko przy uruchomieniu programu, a nie w każdej jego iteracji.

Po wejściu do pętli programowej następuje wstrzymanie programu na 100 [ms]. Zapobiega to odczytywaniu pustych strumieni danych, które powodowałyby błędy odczytu.

Blok *Instr* odczytuje liczbę bajtów otrzymaną przez port COM1, a następnie wysyła liczbę bajtów do *VISA Read*. Teoretycznie przez okres 100 [ms], przy taktowaniu momentomierza 50 [Hz], program zarejestruje 5 odczytów. Jednak ze względu na inne bloki funkcyjne znajdujące się w pętli głównej czas wykonania jednej iteracji programowej jest zmienny. Zastosowanie bloku funkcyjnego *Instr* w połączeniu z blokiem *VISA Read* zwiększa elastyczność programu na wahania czasu jednej iteracji programowej.

Po odczycie danych przez blok *VISA Read* otrzymujemy macierz w której zawarte są odczytane wartości momentu w kodzie ASCII w postaci  $\pm 00.000$  Nm. Aby możliwe było użycie wartości momentu trzeba ją rozkodować jako wartość numeryczną. Jest to realizowane przez pętlę *Wyciąganie wartości numerycznej*. Blok funkcyjny *Match Pattern* opisany na schemacie jako *Wyciąganie znaków numerycznych* filtruje kolejne wiersze macierzy porównując je do wyrazów charakterystycznych podanych na wejście bloku funkcyjnego. Tak wyselekcjonowane wiersze trafiają do bloku funkcyjnego *String To Number*, który zamienia wartość tekstową na wartość liczbową. Gdy funkcja *Match Pattern* skończy filtrować wszystkie odczytane wartości podaje liczbę  $-1$  na wyjście opisane jako *Koniec dekodowania*. Liczba  $-1$  zostaje przyrównana do zera, a ponieważ jest mniejsza od zera, pętla *Wyciąganie wartości numerycznej* zatrzymuje się, aż nie zostanie ponownie uruchomiona w kolejnej iteracji programowej.

Po takim procesie otrzymuje się macierz 1-wymiarową z odczytanymi wartościami momentu mechanicznego. Macierz ta trafia do kolejnych bloków funkcyjnych przedstawionych na rys. 10.



Rys. 10. Schemat blokowy uśredniania wartości momentu oraz wyświetlania błędu synchronizacji

Kolejnym etapem jest zamiana macierzy wartości momentu mechanicznego na pojedynczą wartość liczbową. Realizowane jest to poprzez zsumowanie wszystkich wartości i podzielenie otrzymanej liczby przez rozmiar macierzy. Tak uśredniona

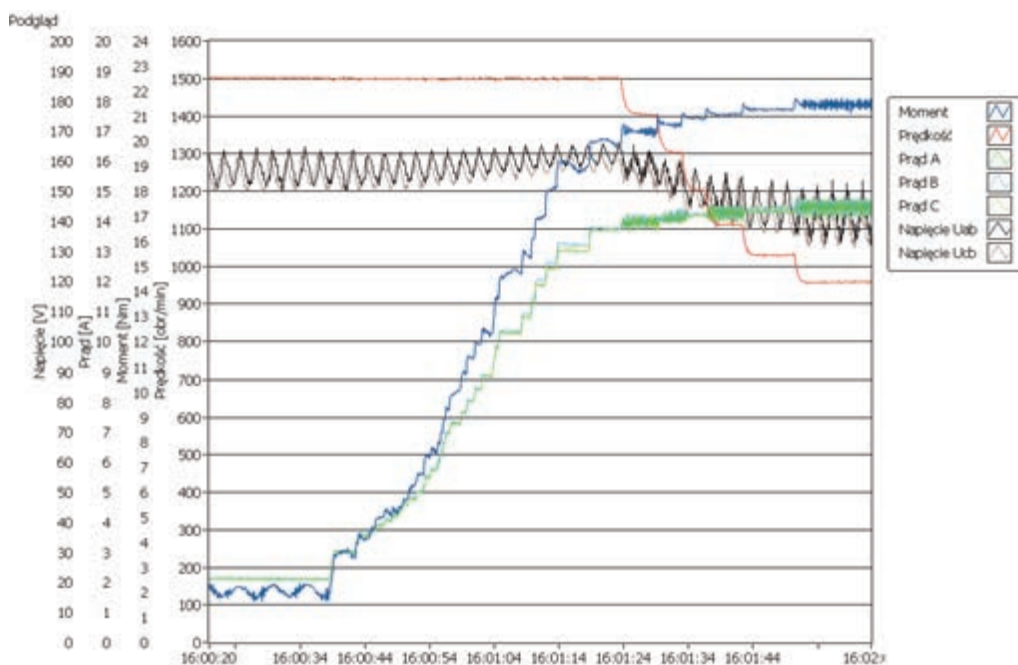


wartość trafia do wskaźnika momentu umieszczonego w zakładce III oraz do pozostałych bloków funkcyjnych, które wykorzystują wartość momentu mechanicznego.

W przypadku, gdy z jakiegoś powodu wartości momentu nie są dostarczane do portu COM1 (np. wyłączony momentomierz, odłączony kabel RS232) to rozmiar macierzy będzie równy 0 i zostanie uruchomiona pętla warunkowa *Błąd komunikacji portu rs232*. Efektem tego będzie wyświetlenie wiadomości tekstowej „błąd synchronizacji portu rs232, spróbuj ponownie” i zatrzymanie pętli programowej.

#### 4. PRZYKŁADOWE WYNIKI

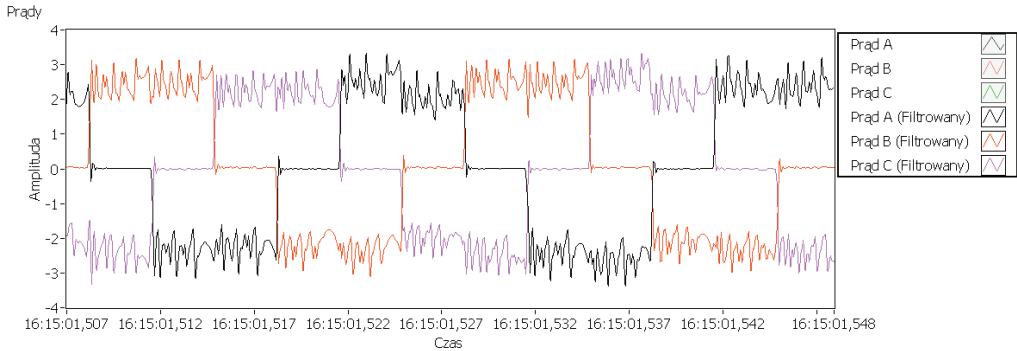
Poniżej przedstawiono wykresy i charakterystyki pomiarów wykonanych na stanowisku do badania przekształtnikowego układu napędowego z silnikiem bezszczotkowym prądu stałego. W badaniach korzystano wyłącznie z zaprojektowanego programu pomiarowego.



Rys. 11. Podgląd sygnałów wejściowych przy stopniowo zwiększającym obciążeniu

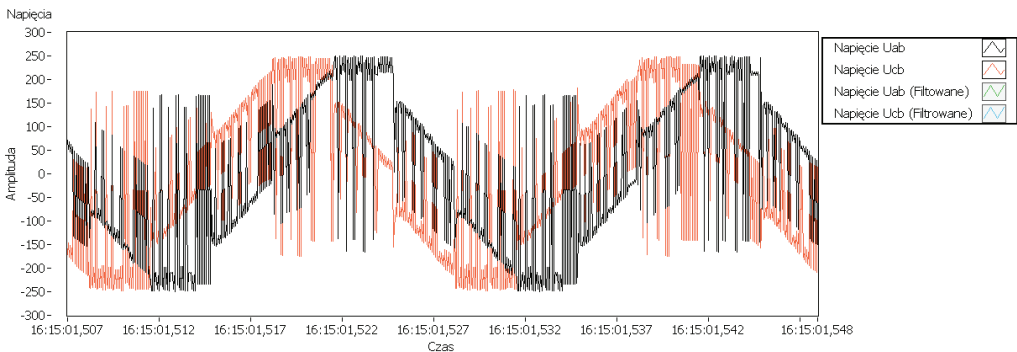
Na rys. 11 przedstawiono wyniki uzyskane dla stopniowego zwiększania obciążenia silnika PM BLDC pracującego z prędkością zadaną 1500 [obr/min]. Na wykresie wyraźnie widać wprost proporcjonalną zależność momentu mechanicznego od prądów

fazowych. Gdy wartość prądu osiągnie wartość „prądu odcięcia” można zauważyć spadek wartości napięcia. Na rysunku widoczne są oscylacje wartości skutecznych napięcia i momentu w stanach ustalonych spowodowane źle dobranymi nastawami regulatora PI w układzie sterowania.



Rys. 12. Przebiegi prądów fazowych (prędkość 1500 [obr/min], silnik pracujący bez obciążenia)

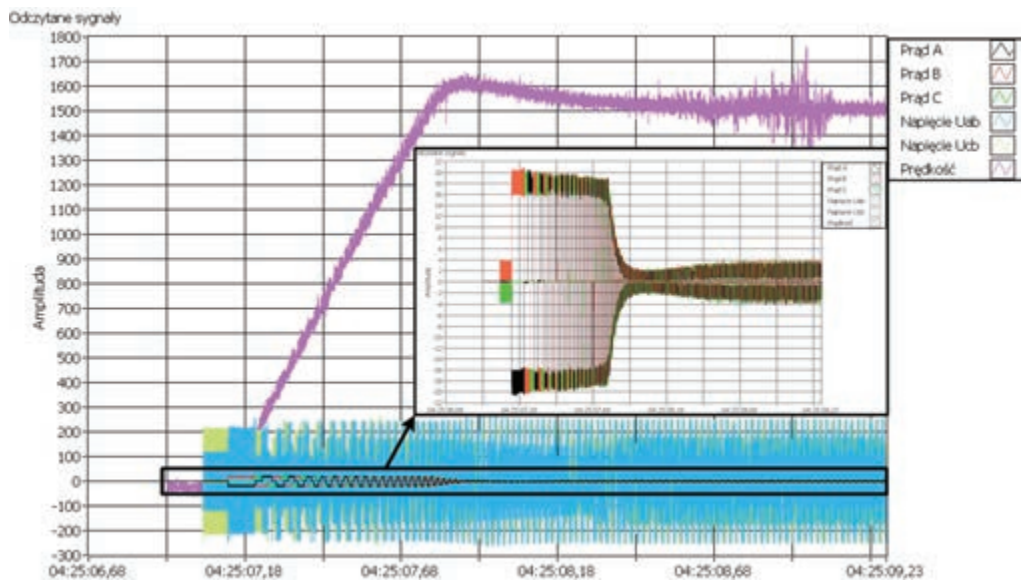
Na rysunkach 12 i 13 przedstawiono przebiegi czasowe napięć i prądów dla jednego cyklu elektrycznego silnika. Można na nich zaobserwować kolejne kroki komutacji elektronicznej.



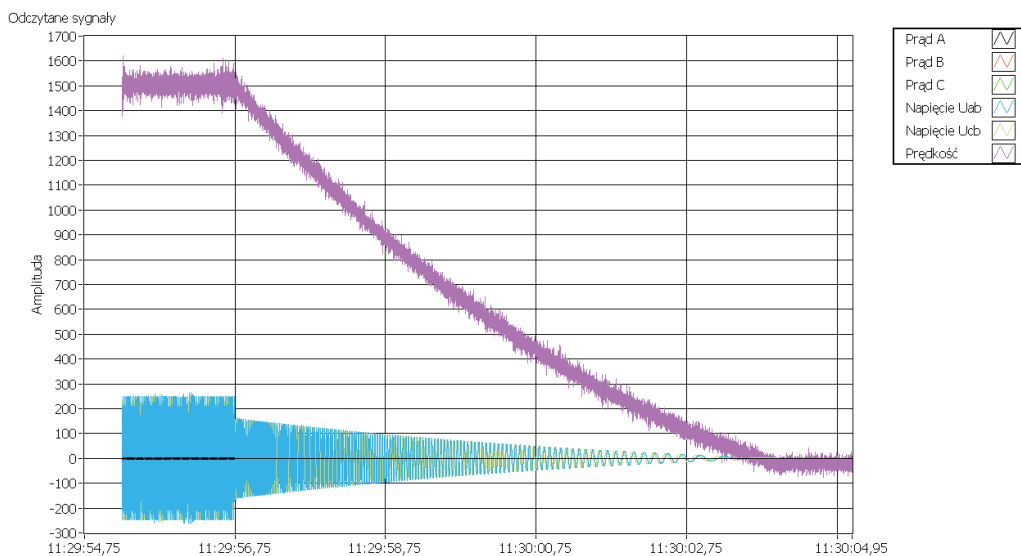
Rys. 13. Przebiegi napięć międzyfazowych (prędkość 1500 [obr/min], silnik pracujący bez obciążenia)

Na rysunku 14 pokazano przebiegi prądów fazowych, napięć międzyfazowych oraz prędkości obrotowej zarejestrowane podczas rozruchu silnika. Z wykresów można wywnioskować jak przekształtnik realizuje zadanie rozruchu. Warto zauważyć, że po zadaniu prędkości obrotowej falownik nie wymusza maksymalnej wartości prądu od samego początku. Od zasilenia silnika do pierwszej zmiany stanów komutacji prąd jest ograniczony do 1/5 wartości maksymalnej. Dopiero po pierwszej zmianie komu-

tacyjnej prąd rośnie do wartości maksymalnej. Może być to funkcja ochronna przekształtnika w przypadku zablokowania wirnika. Po osiągnięciu zadanej prędkości, wartość prądu maleje, a kontrolę przejmuje regulator PI prędkości.



Rys. 14. Rozruch silnika PM BLDC – przebiegi czasowe prądów, napięć, prędkości



Rys. 15. Wybieg silnika PM BLDC – przebiegi czasowe prądów, napięć, prędkości

Rysunek 15 przedstawia przebiegi prądów fazowych, napięć międzyfazowych oraz prędkości obrotowej podczas wybiegu silnika. W chwili odcięcia zasilania wartości prądów momentalnie spadają do zera, jednak wartości napięć maleją proporcjonalnie do wartości prędkości obrotowej. Zjawisko to tłumaczy fakt, że wirnik silnika jest wyposażony w magnesy trwałe, których strumień indukuje napięcie w uzwojeniach stojana. Wraz ze spadkiem prędkości obrotowej, prędkość wirowania pola magnetycznego magnesów trwałych również maleje, a co za tym idzie maleje też napięcie przez nie indukowane.

## 5. PODSUMOWANIE

Opracowane w środowisku LabVIEW oprogramowanie znacznie rozszerzyło możliwości badawcze i dydaktyczne stanowiska laboratoryjnego. Czas niezbędny do wykonania pomiarów potrzebnych do wykreślenia charakterystyki mechanicznej jest znacznie krótszy niż w przypadku wykonywania pomiarów tradycyjną metodą. Możliwe stało się rozszerzenie zakresu badań laboratoryjnych silnika BLDC. Rejestracja przebiegów dynamicznych, obserwacja sygnałów pomiarowych i ich zmiana podczas regulacji obciążenia i prędkości pozwala na skuteczne monitorowanie pracy napędu. Realizacja w sposób automatyczny dokumentacji z badań istotnie skraca badania laboratoryjne. Konstrukcja oprogramowania umożliwia poszerzenie jego możliwości funkcjonalnych np. o funkcje diagnostyczne.

## LITERATURA

- [1] PADMARAJA YEDAMALE, *AN885 Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals*, Microchip Technology, Inc., 2003.
- [2] SKÓRA M., *Porównanie strategii sterowania prądem silnika PM BLDC. Badania symulacyjne*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 69, Seria: Studia i Materiały, Nr 33, Oficyna Wydawnicza PWr., Wrocław 2013, 344–356.
- [3] ZAWIRSKI K., DESKUR J., KACZMAREK T., *Automatyka napędu elektrycznego*, Politechnika Poznańska, Poznań 2012.
- [4] FAST Technology, User Manual TORQUE LINK II Series 9100, Version 1.0.

## MONITORING OF THE PM BLDC DRIVE OPERATION USING THE LABVIEW ENVIRONMENT

Possibility of the LabVIEW environment application to measurements automation for PM BLDC motor drive system is presented in this paper. Developed program allows recording basic measurement signals such as: currents, phase-to-phase voltages, torque and rotational speed. The additional advantage of the program is a possibility to save the measurement data both in static and dynamical states of the operation. The created program also allows plotting mechanical characteristic of the tested motor. Application of the LabVIEW allows easy expansion of the program with additional functions, such as tests reports generation, creating data base with performed tests, etc.

*autonomiczna elektrownia wiatrowa, generator PMSG,  
sterowanie ślizgowe, analiza, badania symulacyjne*

Piotr GAJEWSKI\*, Krzysztof PIENKOWSKI\*

## **ANALIZA PRZEKSZTAŁNIKOWEGO STEROWANIA GENERATOREM SYNCHRONICZNYM O MAGNESACH TRWAŁYCH W AUTONOMICZNYM SYSTEMIE ELEKTROWNI WIATROWEJ**

W artykule przedstawiono przekształtnikowy układ autonomicznej elektrowni wiatrowej z generatorem synchronicznym z magnesami trwałymi (PMSG). Opisano modele matematyczne turbiny wiatrowej oraz generatora synchronicznego PMSG. Rozpatrywany jest układ autonomiczny elektrowni z zastosowaniem przekształtnika AC/DC przyłączonego do uzwojenia twornika generatora i zasilającego odbiorniki prądu stałego. Do sterowania przekształtnikiem AC/DC zastosowano algorytm sterowania ślizgowego i układ sterowania z regulatorami ślizgowymi. Przeprowadzono badania symulacyjne przekształtnikowego układu elektrowni wiatrowej potwierdziły prawidłowość pracy układu, dużą dokładność działania układu sterowania i dużą odporność na zmiany parametrów układu.

### 1. WSTĘP

W nowoczesnych systemach elektrowni wiatrowych rozwijane są obecnie systemy z generatorami synchronicznymi o magnesach trwałych (PMSG). Generatory PMSG charakteryzują się dużą sprawnością oraz dużą niezawodnością pracy. Generatory PMSG mogą być budowane z dużą liczbą par biegunów (jako wolnoobrotowe) oraz mogą pracować bez konieczności stosowania przekładni mechanicznej. Wyeliminowanie przekładni mechanicznej w systemie elektrowni wiatrowej zmniejsza koszty eksploatacji i zapewnia korzystne właściwości systemu.

W ostatnich latach występuje intensywny rozwój autonomicznych systemów elektrowni wiatrowych lub wodnych z generatorami PMSG [1, 4, 5, 7]. W artykułach tych

---

\* Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, Politechnika Wroclawska, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: piotr.gajewski@pwr.edu.pl, krzysztof.pienkowski@pwr.edu.pl

przedstawiono głównie układy i konstrukcje systemów autonomicznych, praktycznie nie rozpatrywano metod sterowania tymi systemami.

W artykule rozpatrywany jest układ i model matematyczny przekształtnikowego systemu autonomicznej elektrowni wiatrowej z generatorem PMSG. Przedstawiono algorytm sterowania ślizgowego generatorem i systemem przekształtnikowym, która zapewnia dokładne sterowanie przepływem mocy i wartości napięcia odbiornika.

## 2. MODEL MATEMATYCZNY TURBINY WIATROWEJ

Dla turbiny wiatrowej o poziomej osi obrotu moc mechaniczna turbiny wiatrowej  $P_t$  i moment mechaniczny  $M_t$  wytwarzany przez turbinę wiatrową są opisane przez zależności [7, 12]:

$$P_t = \frac{1}{2} \rho A C_p(\lambda, \beta) v_w^3, \quad (1)$$

$$M_t = \frac{P_t}{\omega_t} = \frac{1}{2} \frac{\rho R A C_p(\lambda, \beta) v_w^2}{\lambda}, \quad (2)$$

gdzie:  $\rho$  – gęstość masowa powietrza,  $v_w$  – prędkość wiatru,  $A$  – powierzchnia zakreślana przez łopaty turbiny,  $C_p$  – współczynnik mocy turbiny,  $\lambda$  – współczynnik szybkobieżności turbiny,  $\beta$  – kąt nachylenia łopat turbiny (deg),  $\omega_t$  – prędkość kątowna wirnika turbiny,  $R$  – długość łopat turbiny.

Współczynnik mocy turbiny  $C_p$  jest nieliniową funkcją współczynnika szybkobieżności  $\lambda$  i kąta nachylenia łopat turbiny  $\beta$  [1, 6, 8]. Zależność współczynnika mocy turbiny wiatrowej w funkcji współczynnika szybkobieżności i kąta nachylenia łopat turbiny przedstawia równanie [6, 7, 12]:

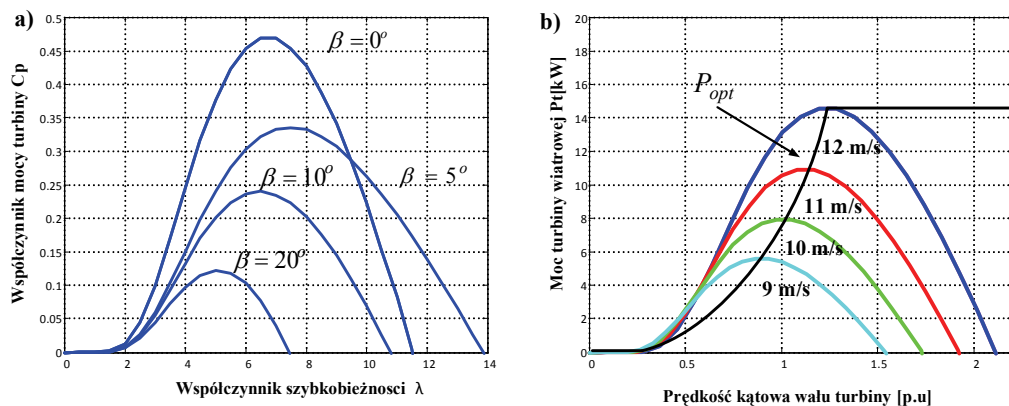
$$C_p(\lambda, \beta) = \frac{1}{2} \left[ \frac{98}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right] \exp\left( \frac{-16.5}{\lambda_i} \right), \quad (3)$$

gdzie

$$\lambda_i = \left[ \frac{1}{(\lambda + 0.089)} - \frac{0.035}{(\beta^3 + 1)} \right]^{-1}. \quad (4)$$

Charakterystyki współczynnika mocy turbiny  $C_p$  w funkcji współczynnika szybkobieżności  $\lambda$  dla różnych wartości kąta nachylenia łopat turbiny  $\beta$  przedstawiono na rysunku 1a. Zwiększanie kąta nachylenia łopat turbiny powoduje zmniejszanie wartości maksymalnej współczynnika mocy turbiny. Na rysunku 1b przedstawiono zależno-

ści mocy turbiny wiatrowej  $P_t$  od prędkości kątovej wału turbiny, przy różnych wartościach prędkości wiatru. Na rysunku tym przedstawiono dodatkowo charakterystykę optymalnej mocy mechanicznej turbiny  $P_{opt}$ , która jest określona przez punkty mocy maksymalnej turbiny, a przy dużych prędkościach wiatru jest linią zadanej mocy granicznej turbiny.



Rys. 1. Charakterystyki turbiny wiatrowej: a) zależność współczynnika mocy  $C_p$  w funkcji współczynnika szybkości  $\lambda$  i kąta nachylenia łopatek  $\beta$ , b) zależność mocy turbiny wiatrowej  $P_t$  w funkcji prędkości kątovej turbiny i prędkości wiatru

### 3. MODEL MATEMATYCZNY GENERATORA PMSG

Przy modelowaniu generatora synchronicznego z magnesami trwałymi przyjęto następujące założenia upraszczające [2, 3, 8, 12]: symetria 3-fazowego uzwojenia twornika, liniowość obwodów magnetycznych generatora, pominięcie prądów wirowych i histerezy magnetycznej, sinusoidalny kształt SEM indukowanych w uzwojeniach twornika, brak uzwojeń tłumiących w wirniku. Model matematyczny generatora PMSG został sformułowany po przekształceniu równań opisanych przez współrzędne fazowe maszyny do równań wektorowych, w których składowe wektorów są wyrażone w prostokątnym układzie współrzędnych  $(d, q)$ , wirującym z elektryczną prędkością kątovej wirnika generatora, a oś  $d$  jest współliniowa z osią strumienia magnetycznego magnesów trwałych (rys. 2).

Równania modelu matematycznego generatora synchronicznego z magnesami trwałymi (PMSG) wyrażone w układzie  $(d, q)$  [5–9] przedstawiają następujące zależności:

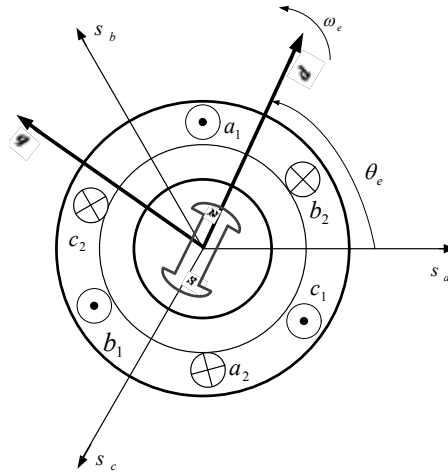
$$u_{sd} = -R_s i_{sd} - L_d \cdot p i_{sd} + \omega_e L_q i_{sq}, \quad (5)$$

$$u_{sq} = -R_s i_{sq} - L_q \cdot p i_{sq} - \omega_e L_d i_{sd} + \omega_e \psi_{PM}, \quad (6)$$

gdzie:

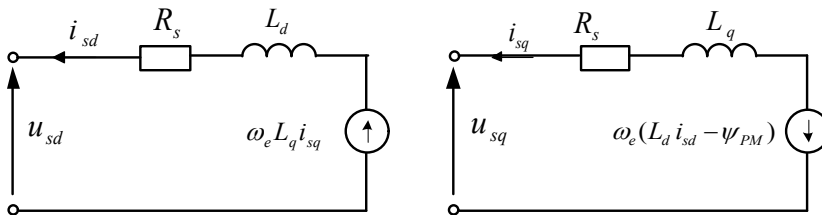
$$\omega_e = p_b \cdot \omega_m, \quad p = d/dt, \quad (7)$$

$u_{sd}, u_{sq}$  – składowe wektora napięć twornika w osi  $d$  i  $q$ ;  $i_{sd}, i_{sq}$  – składowe wektora prądów twornika w osi  $d$  i  $q$ ;  $L_d, L_q$  – indukcyjność uzwojenia twornika w osi  $d$  i  $q$ ;  $\psi_{PM}$  – strumień od magnesów trwałych;  $R_s$  – rezystancja fazowa uzwojenia twornika;  $\omega_e, \omega_m$  – elektryczna i mechaniczna prędkość kątowna wirnika generatora;  $p_b$  – liczba par biegunów generatora;  $p$  – operator różniczkowania względem czasu  $t$ .



Rys. 2. Przekrój i układ osi generatora PMSG

Interpretacja obwodowa równań modelu matematycznego generatora PMSG została przedstawiona na rysunku 3.



Rys. 3. Model obwodowy generatora PMSG w układzie  $d$  i  $q$

Równanie momentu elektromagnetycznego generatora:

$$M_e = \frac{3}{2} p_b [\psi_{PM} i_{sq} + (L_d - L_q) i_{sd} i_{sq}]. \quad (8)$$



Dla maszyn cylindrycznych oraz w przypadku gdy indukcyjności  $L_d$  i  $L_q$  są sobie równe, równanie momentu elektromagnetycznego upraszcza się do postaci:

$$M_e = \frac{3}{2} p_b \cdot \psi_{PM} i_{sq}. \quad (9)$$

Równanie ruchu układu mechanicznego elektrowni wiatrowej przyjmuje postać:

$$M_t - M_e = J \cdot p \omega_m, \quad (10)$$

gdzie  $M_t$ ,  $J$  – odpowiednio moment mechaniczny turbiny wiatrowej i całkowity moment bezwładności układu mechanicznego elektrowni wiatrowej sprowadzone na stronę generatora.

#### 4. PRZEKSZTAŁNIKOWY UKŁAD STEROWANIA AUTONOMICZNEJ ELEKTROWNI WIATROWEJ

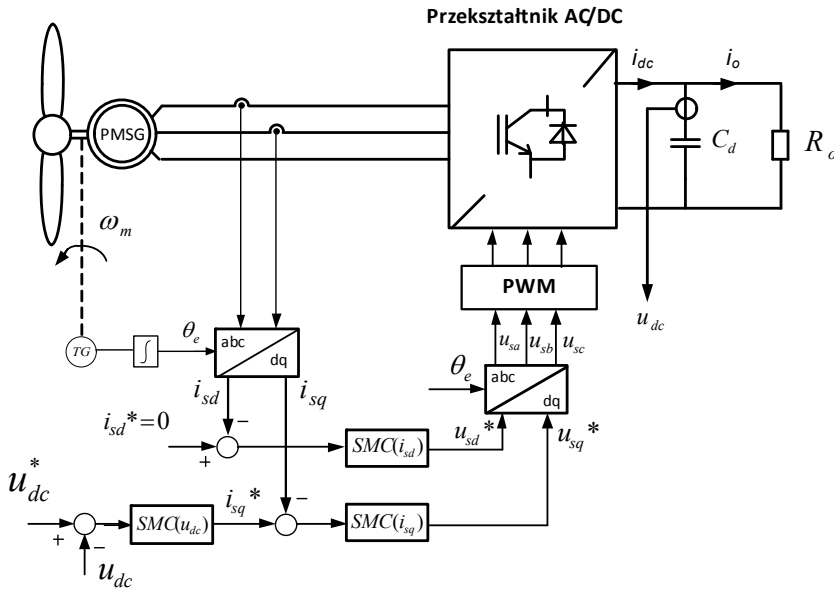
##### 4.1. OPIS UKŁADU PRZEKSZTAŁNIKOWEGO I UKŁADU STEROWANIA ŚLIZGOWEGO

Schemat przekształtnikowego układu autonomicznej elektrowni wiatrowej z generatorem PMSG przedstawiono na rysunku 4. W układzie tym do 3-fazowego uzwojenia twornika generatora PMSG jest przyłączony trójfazowy przekształtnik AC/DC, nazywany przekształtnikiem maszynowym PM. W obwodzie pośredniczącym DC tego przekształtnika jest włączony kondensator  $C_d$  i rezystor  $R_o$  reprezentujący rezystancję odbiornika lub rezystancję zastępczą przyłączonych odbiorników prądu stałego.

Do sterowania przekształtnikiem AC/DC zastosowano metodę sterowania ślizgowego. W układzie sterowania ślizgowego zastosowano trzy pętle sterowania: nadrzędną pętlę zewnętrzną dla regulacji napięcia  $u_{dc}$  i dwie pętle wewnętrzne dla regulacji składowych wektora prądu twornika  $i_{sd}$  i  $i_{sq}$ . W nadrzędnej pętli sterowania wartość zadana napięcia  $u_{dc}^*$  w obwodzie pośredniczącym przekształtnika jest porównywana z wartością mierzoną  $u_{dc}$ . Wartość uchybu tego napięcia jest podawana na regulator ślizgowy  $SMC(u_{dc})$ , który wyznacza wartość zadaną składowej wektora prądu twornika  $i_{sq}^*$ . Składowa wektora prądu twornika  $i_{sq}$  jest odpowiedzialna za sterowanie momentem elektromagnetycznym generatora PMSG. Wartość zadana prądu  $i_{sq}^*$  jest porównywana z wyznaczoną pomiarową wartością rzeczywistą  $i_{sq}$ . Odchyłka regulacji jest podawana na regulator ślizgowy  $SMC(i_{sq})$ .

Dругa pętla sterowania jest odpowiedzialna za sterowanie składową wektora prądu twornika  $i_{sd}$ . W układzie sterowania przyjmuje się, że wartość zadana składowej wek-

torą prądu  $i_{sd}^*$  jest równa zero. Warunek  $i_{sd}^* = 0$  zapewnia możliwość uzyskania maksymalnego momentu przy minimalnym prądzie twornika generatora [8] i eliminuje możliwość rozmagnesowania magnesów trwałych. Wartości wyjściowe z regulatorów ślizgowych  $SMC(i_{sd})$  i  $SMC(i_{sq})$  są wartościami zadanymi składowych wektora napięcia twornika  $u_{sd}^*$  i  $u_{sq}^*$ . Wartości tych napięć zadanych są następnie transformowane do układu 3-fazowego  $abc$ . Otrzymane wartości napięć fazowych są podawane na modulator PWM, który generuje impulsy sterujące przełączaniem zaworów przekształtnika AC/DC. W układzie sterowania mierzone są prądy fazowe twornika, elektryczna prędkość kątowna wirnika generatora i napięcie w obwodzie pośredniczącym  $u_{dc}$ . Po scałkowaniu sygnału elektrycznej prędkości kątownej PMSG otrzymuje się wartość kąta położenia wektora strumienia magnetycznego wirnika generatora. Ze względu na możliwe błędy całkowania w układzie zaleca się wykorzystanie czujnika impulsowego-obrotowego (enkodera) do bezpośredniego wyznaczania kąta  $\theta_e$ . Wartość tego kąta jest wymagana do orientacji wirującego układu współrzędnych ( $d, q$ ) oraz do transformacji współrzędnych w blokach dokonujących przekształceń współrzędnych.



Rys. 4. Schemat układu przekształtnikowego i układu sterowania autonomicznej elektrowni wiatrowej

#### 4.2. WYZNACZENIE POWIERZCHNI ŚLIZGOWYCH

W układzie sterowania przyjęto przedstawiony poniżej algorytm sterowania ślizgowego autonomicznym układem elektrowni wiatrowej z generatorem PMSG [6–11]. Dla

każdego z rozpatrywanych regulatorów ślizgowych zdefiniowano następujący warunek określający równanie powierzchni ślizgowej regulatora  $s(t)$ :

$$s(t) = e(t) = x^*(t) - x(t), \quad (11)$$

gdzie:  $e(t)$  – odchyłka wielkości regulowanej;  $x^*(t)$ ,  $x(t)$  – odpowiednio wartość zadana i rzeczywista wielkości regulowanej.

Warunek wymuszenia ruchu ślizgowego [6, 7, 9, 10]:

$$ss' < 0. \quad (12)$$

W równaniu (12) i poniżej indeksem górnym ' oznaczono pochodną zmiennej  $s$  względem czasu.

W dalszej analizie przyjęto, że w układzie sterowania zastosowano metodę ekwiwalentnego sterowania ślizgowego [10, 11]. Przy sterowaniu ekwiwalentnym sygnał sterujący powinien składać się z dwóch składników:

$$u(t) = u^{eq}(t) + u^n(t). \quad (13)$$

Składnik  $u^{eq}(t)$  określa wielkość sterującą zapewniającą ruch układu po płaszczyźnie ślizgowej, a składnik  $u^n(t)$  określa wielkość sterującą przy ruchu odbiegającym od płaszczyzny ślizgowej.

#### 4.3. STEROWANIE ŚLIZGOWE NAPIĘCIEM UDC

Dla regulatora ślizgowego napięcia  $u_{dc}$  przyjęto następujące równanie powierzchni ślizgowej:

$$s(t) = e(t) = u_{dc}^*(t) - u_{dc}(t), \quad (14)$$

$$s'(u_{dc}) = u_{dc}^* - u_{dc}'. \quad (15)$$

Wartość chwilowej mocy  $P_o^*$  wydzielanej na odbiorniku jest określona następująco:

$$P_o^* = \frac{u_{dc}^2}{R_o}. \quad (16)$$

Przy pominięciu strat generatora, równanie momentu elektromagnetycznego generatora PMSG wynosi:

$$M_e = \frac{P_o^*}{\omega_m}. \quad (17)$$

Równanie momentu elektromagnetycznego dla maszyny cylindrycznej przyjmuje postać:

$$M_e = \frac{3}{2} p_b i_{sq} \psi_{PM} . \quad (18)$$

Podstawiając równanie (17) do (18), otrzymuje się zależność przedstawiającą wartość składowej zadanej prądu stojana w osi  $q$ :

$$i_{sq}^* = \frac{2}{3} \frac{P_o^*}{\omega_e \psi_{PM}} . \quad (19)$$

Sygnal sterujący składową prądu twornika  $i_{sq}^*$  składa się z dwóch składników:

$$i_{sq}^* = i_{sq}^{eq} + i_{sq}^n , \quad (20)$$

gdzie:  $i_{sq}^{eq}$  – część ciągła,  $i_{sq}^n$  – część nieciągła:

$$i_{sq}^{eq} = \frac{2}{3} \frac{P_o^*}{\omega_e \psi_{PM}} , \quad (21)$$

$$i_{sq}^n = K_{udc} \cdot \text{sgn}[s(u_{dc})] , \quad (22)$$

gdzie:  $K_{udc}$  jest współczynnikiem większym od zera.

#### 4.2. STEROWANIE ŚLIZGOWE SKŁADOWĄ WEKTORA PRĄDU TWORNIKA W OSI $d$

Uchyb składowej wektora prądu twornika w osi  $d$  wynosi:

$$s(t) = e(t) = i_{sd}^*(t) - i_{sd}(t) , \quad (23)$$

$$s'(i_{sd}) = i_{sd}^{*'} - i_{sd}' . \quad (24)$$

Podstawiając równanie (5) do równania (22), otrzymuje się zależność:

$$s'(i_{sd}) = i_{sd}^{*'} + \frac{R_s}{L_d} i_{sd} - \omega_e \frac{L_q}{L_d} i_{sq} - \frac{1}{L_d} u_{sd} . \quad (25)$$

Sygnal  $u_{sd}^*$  sterujący składową prądu twornika  $i_{sd}$  jest określony w następujący sposób:

$$u_{sd}^* = u_{sd}^{eq} + u_{sd}^n , \quad (26)$$

gdzie:  $u_{sd}^{eq}$  – część ciągła,  $u_{sd}^n$  – część nieciągła:

$$u_{sd}^{eq} = \left( i_{sd}^* + \frac{R_s}{L_d} i_{sd} - \omega_e \frac{L_q}{L_d} i_{sq} \right) L_d, \quad (27)$$

$$u_{sd}^n = K_d \cdot \text{sgn}[s(i_{sd})], \quad (28)$$

gdzie:  $K_d$  jest współczynnikiem większym od zera.

#### 4.3. STEROWANIE ŚLIZGOWE SKŁADOWĄ WEKTORA PRĄDU TWORNIKA W OSI Q

Uchyb składowej wektora prądu w osi  $q$  wynosi:

$$s(t) = e(t) = i_{sq}^*(t) - i_{sq}(t), \quad (29)$$

$$s'(i_{sd}) = i_{sq}^* - i'_{sq}. \quad (30)$$

Podstawiając równanie (6) do równania (22), otrzymuje się zależność:

$$s'(i_{sq}) = i'_{sq} + \frac{R_s}{L_q} i_{sq} - \omega_e \frac{L_d}{L_q} i_{sd} + \frac{\omega_e \psi_{PM}}{L_q} - \frac{1}{L_q} u_{sd}. \quad (31)$$

Sygnal  $u_{sq}^*$  sterujący składową prądu  $i_{sq}$  jest określony w następujący sposób:

$$u_{sq}^* = u_{sq}^{eq} + u_{sq}^n, \quad (32)$$

gdzie:  $u_{sq}^{eq}$  – część ciągła,  $u_{sq}^n$  – część nieciągła:

$$u_{sq}^{eq} = \left( i_{sq}^* + \frac{R_s}{L_q} i_{sq} + \omega_e \frac{L_d}{L_q} i_{sd} + \omega_e \frac{\psi_{PM}}{L_q} \right) L_q, \quad (33)$$

$$u_{sq}^n = K_q \cdot \text{sgn}[s(i_{sq})], \quad (34)$$

gdzie:  $K_q$  jest współczynnikiem większym od zera.

## 5. WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH

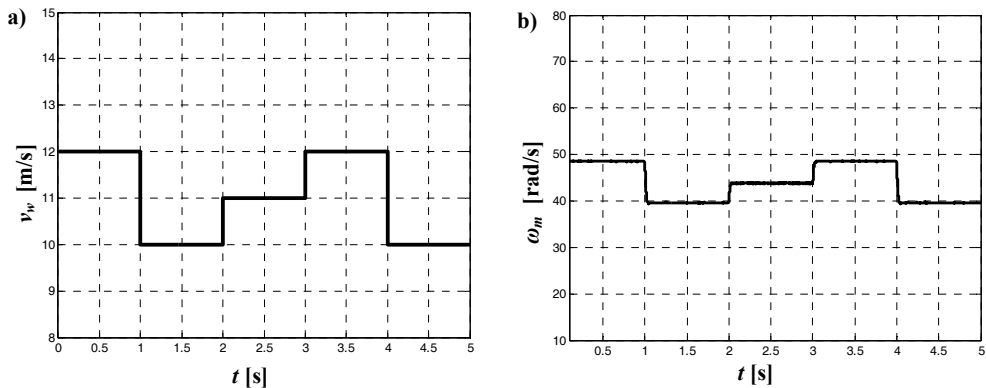
Na podstawie modelu przekształtnikowego układu autonomicznej elektrowni wiatrowej został opracowany program do badań symulacyjnych. Wybrane wyniki wykonanych badań symulacyjnych przedstawiono na rysunkach 5–7. Badania zostały wykonane dla generatora PMSG i turbiny wiatrowej, których parametry zostały

zamieszczone w tabeli 1. W analizowanym systemie nie rozpatrywano zmian kąta nachylenia łopat turbin (  $\beta = 0$  )

Tabela 1. Parametry generatora synchronicznego z magnesami trwałymi (PMSG) i turbiny wiatrowej

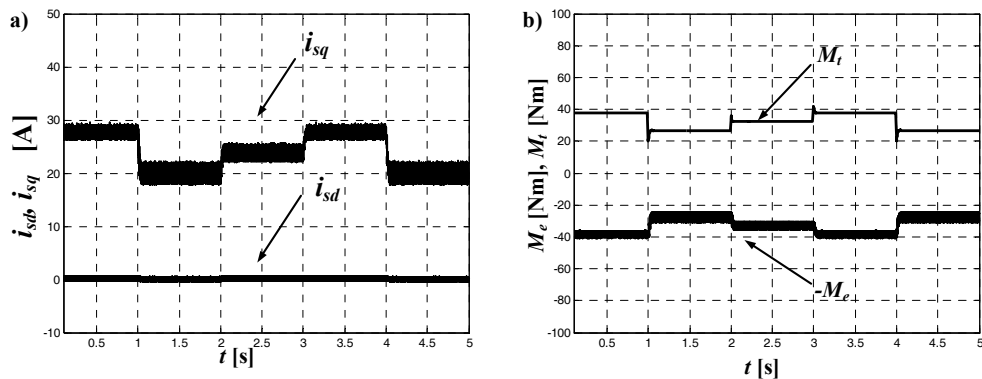
Wielkość	Wartość
Moc znamionowa, $P_n$	2 kW
Liczba par biegunów, $p_b$	6
Rezystancja stojana, $R_s$	1,4 $\Omega$
Indukcyjność stojana w osi $d$ i $q$ , $L_d$ , $L_q$	6,0 mH,
Strumień magnesów trwałych, $\psi_{PM}$	0,154 Vs
Moment bezwładności, $J$	0,0357 kg·m <sup>2</sup>
Moc znamionowa turbiny wiatrowej, $P_t$	2 kW
Długość łopaty turbiny wiatrowej, $R$	1,1 m

W badaniach symulacyjnych założono pracę elektrowni wiatrowej przy zmiennej prędkości wiatru o przebiegu przedstawionym na rysunku 5a. Przebieg chwilowej prędkości kątovej generatora PMSG przedstawiono na rysunku 5b. Na rysunku 6a przedstawiono przebiegi chwilowe składowych wektora prądu twornika  $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$  generatora PMSG. Wartość składowej wektora prądu  $i_{sq}$  jest proporcjonalna do chwilowej wartości momentu elektromagnetycznego generatora.

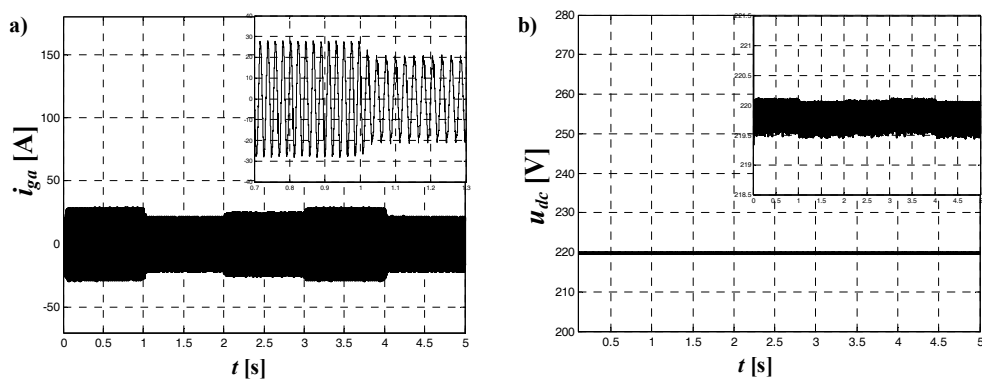


Rys. 5. Przebiegi chwilowe: a) zadanej prędkości wiatru, b) prędkości kątovej generatora  $\omega_m$

Składowa wektora prądu  $i_{sd}$  jest utrzymywana na wartości równej zero zgodnie z wartością zadaną. Na rysunku 6b przedstawiono przebieg chwilowej wartości momentu elektromagnetycznego  $M_e$  generatora PMSG i momentu turbiny wiatrowej  $M_t$ .



Rys. 6. Przebiegi chwilowe: a) składowych wektora  $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$  prądu twornika, b) momentu turbiny  $M_t$  i momentu generatora  $M_e$



Rys. 7. Przebiegi chwilowe: a) prądu fazowego  $i_{ga}$  twornika PMSG, b) napięcia  $u_{dc}$  na odbiorniku

W wyniku zastosowania odpowiedniej metody sterowania przebieg momentu elektromagnetycznego generatora PMSG podąża za chwilowymi zmianami momentu mechanicznego turbiny wiatrowej. Na rysunku 7a przedstawiono przebiegi chwilowe prądu fazowego twornika  $i_{ga}$  generatora. Przebieg chwilowy napięcia  $u_{dc}$  na odbiorniku autonomicznym prądu stałego został przedstawiony na rysunku 7b.

## 6. WNIOSKI KOŃCOWE

W artykule przedstawiono przekształtnikowy układ autonomicznej elektrowni wiatrowej z wykorzystaniem regulatorów ślizgowych. W układzie zastosowano przekształtnik AC/DC z odbiornikiem przyłączonym do obwodu pośredniczącego prądu stałego przekształtnika.

Przeprowadzone badania symulacyjne potwierdziły dobre właściwości badanego systemu elektrowni wiatrowej z generatorem PMSG. Zastosowanie metod i algorytmów sterowania ślizgowego pozwala na wyeliminowaniu niekorzystnego wpływu zmiennej prędkości wiatru na pracę autonomicznego układu elektrowni wiatrowej. Badania potwierdziły również dużą odporność struktury sterowania ślizgowego na zmiany parametrów odbiornika autonomicznego.

#### LITERATURA

- [1] BORKOWSKI D., WĘGIEL T., *Small Hydropower Plant with Integrated Turbine-Generators Working at Variable Speed*, IEEE Trans. on Energy Conversion, 2013, Vol. 28, No. 2, 452–459.
- [2] GAJEWSKI P., PIENKOWSKI K., *Analiza elektrowni wiatrowej z generatorem PMSG*, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne, 2014, Nr 3(103), 31–36.
- [3] GAJEWSKI P., PIENKOWSKI K., *Modelowanie i analiza elektrowni wiatrowej z generatorem PMSG*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 69, Seria: Studia i Materiały, Nr 33, Wrocław 2013, 207–221.
- [4] GORYCA Z., MALINOWSKI M., PAKOSZ A., *Wolnoobrotowa prądnica do elektrowni wiatrowej lub wodnej*, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne, 2012, Nr 3(96), 171–174.
- [5] HAQUE M.E., MUTTAQI K.M., NEGNEVITSKY M., *Control of a stand alone variable speed wind turbine with a permanent magnet synchronous generator*, Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008, 1–9.
- [6] HUANG K., XIAO L., HUANG S., ZHENG L., XU Q., *Sliding mode SVM-DPC for grid-side converter of D-PMSG under asymmetrical faults*, International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011, 1–6.
- [7] MAYOUF M., ABDESSEMED R., *Comparative study of a small size wind generation system efficiency for battery charging*, Serbian Journal of Electrical Engineering, 2013, Vol. 10, No. 2, 261–274.
- [8] MERZOUG M.S., BENALLA H., LOUZE L., *Sliding mode control (SMC) of permanent magnet synchronous generators (PMSG)*, Energy Procedia, 2012, Vol. 18, 43–52.
- [9] NANTO H., JIANGBIAO H., DEMERDASH, N.A.O., *Sliding mode observer based position self-sensing control of a direct-drive PMSG wind turbine system fed by NPC converters*, 2013 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), 2013, 919–925.
- [10] TARCHAŁA G., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Ekwiwalentne sterowanie ślizgowe prędkością kątową silnika indukcyjnego*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 69, Seria: Studia i Materiały, Nr 33, Wrocław 2013, 88–96.
- [11] UTKIN V., GULDNER J., SHI J., *Sliding mode control in electromechanical system*, Taylor & Francis, 1999.
- [12] WU B., YOUNGQIANG L., NAVID Z., SAMIR K., *Power Conversion and Control of Wind Energy*, John Wiley & Sons, Inc., 2011.

#### ANALYSIS OF THE CONVERTER CONTROL SYSTEM WITH PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS GENERATOR IN THE AUTONOMOUS WIND TURBINE SYSTEM

The article presents converter system of wind turbine with permanent magnet synchronous generator (PMSG). The mathematical model of wind power system with nonlinear characteristic and the PMSG generator have been described. The control algorithms of AC/DC converter with sliding mode control have been used. The simulation results showed the effectiveness and robust of the proposed methods of sliding mode control.



*Arduino, zdalne sterowanie,  
kontrola trajektorii ruchu,  
napęd elektryczny*

Ramuald HATOUKA, Marcin KAMIŃSKI\*

## **ZASTOSOWANIE MODUŁU ARDUINO W UKŁADZIE ZDALNEGO STEROWANIA ROBOTEM MOBILNYM**

Celem opisanego projektu było wykonanie pojazdu zdalnie sterowanego, wykorzystującego elektryczny napęd gąsienicowy. Jednym z najistotniejszych założeń było zastosowanie taniego układu programowalnego, dla którego kod może być implementowany za pomocą języka wysokiego poziomu. W związku z tym część elektroniczną pojazdu, dotyczącą sterowania napędem elektrycznym oraz transmisją danych zbudowano wykorzystując moduł Arduino. Sterowanie wyżej wymienionym pojazdem dotyczyło trajektorii ruchu wykonanego modelu oraz platformy wykonawczej zamieszczonej na pokładzie.

### **1. WPROWADZENIE**

Obecnie projekty oraz konstrukcja robotów mobilnych specjalnego przeznaczenia stanowią jeden z istotnych trendów prac inżyniersko-naukowych [1]–[5]. Ze względu na zdalne sterowanie oraz szerokie spektrum wyposażenia, urządzenia tego typu znajdują wiele zastosowań, szczególnie w warunkach zagrażających życiu i zdrowiu człowieka. Poniżej przedstawiono kilka przykładów wykorzystania zdalnie sterowanych robotów mobilnych.

- Wykrywanie, rozbrajanie, a także transport ładunków wybuchowych.
- Poruszanie się w kosmosie, pobieranie oraz analiza próbek gruntów, elementów otoczenia. W tym celu roboty wyposażane są w technologie *Lab-on-a-chip*, umożliwiającą przeprowadzenie nieskomplikowanej analizy chemicznej bezpośrednio po pobraniu próbki [6], [7].
- Transport wyposażenia militarnego w trudno dostępnych rejonach.
- Działania operacyjne straży pożarnej.

---

\* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: romus.mail@yandex.ru, marcin.kaminski@pwr.edu.pl

Zakres zastosowań zdalnie sterowanych urządzeń mobilnych, nazywanych również łazikami, jest znacznie szerszy jeśli roboty są dostosowane do poruszania się w trudnym terenie. W związku z powyższym zastosowane, w trakcie projektowania oraz realizacji, rozwiązania konstrukcyjne powinny zapewnić pokonywanie przeszkód takich jak: krawężniki, schody, zavalone drzewa, gęste zarośla, błoto itp. W tym celu w projektach wykorzystywane są napędy gąsienicowe, bazujące na dwóch rodzajach gąsienic: twarde (wykonane ze stopów metali, oddzielnych elementów łączonych w całość) oraz miękkie (polimerowe, wykonane jednolicie).

Algorytmy sterowania stosowane w robotach najczęściej dotyczą nie tylko samego sterowania położeniem lub prędkością układów wykonawczych, lecz uwzględniają również kinematykę urządzenia oraz współpracę z elementami zewnętrznymi (np. panelem zdalnego sterowania) [8],[9]. W wielu przypadkach programy są bardzo złożone, zatem układ programowalny realizujący obliczenia odgrywa jedno z najistotniejszych zadań w konstrukcji robota. Obecnie rozwój technologii jest coraz bardziej ukierunkowywany w stronę szybkiego prototypowania (*rapid prototyping*) [10],[11]. Jest to uwarunkowane przede wszystkim znaczącym wzrostem zapotrzebowania na takie układy. Przykładowymi platformami takiego typu są: Arduino, Raspberry Pi, Beagleboard oraz dSpace. Moduły główne, opierające się na systemie Arduino, umożliwiają znacznie szybszą implementację kodu oraz ułatwiają praktyczną implementację części sprzętowej.

Zastosowana w projekcie platforma prototypowa Arduino, umożliwia znacznie szybsze wykonanie urządzeń, bazujących na systemach cyfrowych. Modułem głównym Arduino nazywany jest obwód drukowany zawierający mikrokontroler oraz elementy peryferyjne niezbędne do jego poprawnego działania. Ważną zaletą platformy jest to, iż proces programowania modułów nie wymaga wykorzystania elementów pośrednich, takich jak programatory. Język Arduino został stworzony na bazie znanego języka programowania C++. W celu kompilowania kodu programu jest wykorzystywany kompilator AVR-GCC. Nie zważając na znaczne podobieństwo tych dwóch środowisk programistycznych, język Arduino jest zaliczany do języków wyższego poziomu. Oznacza to, iż jest on prostszy do opanowania niż język C++ oraz, że stworzenie programu w tym środowisku zajmuje znacznie mniej czasu [12].

Niniejszy artykuł podzielono na pięć części, po wprowadzeniu zaprezentowano algorytm przetwarzania informacji w wykonanym robocie. Następnie przedstawiono wybrane etapy realizacji łazika. Praca została zakończona opisem testów robota oraz podsumowaniem.

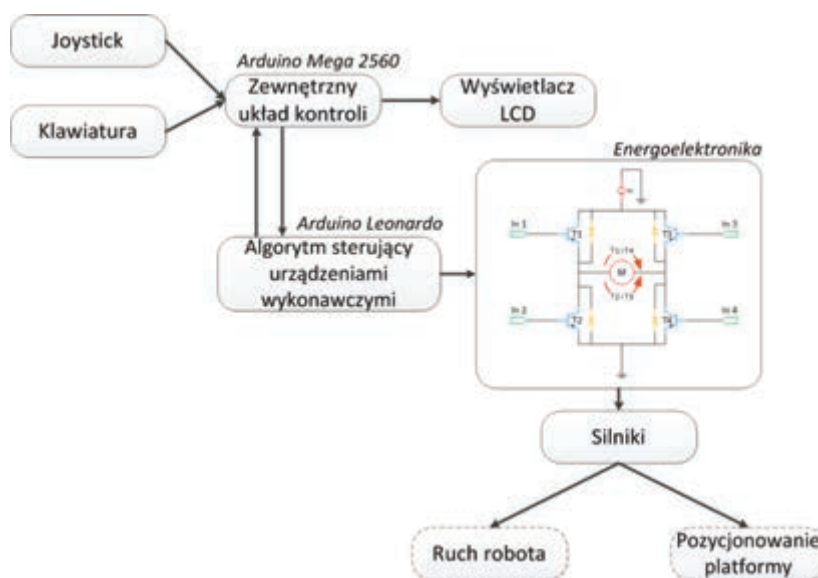
## 2. STRUKTURA STEROWANIA ROBOTEM

Sterowanie zaprojektowanym robotem jest realizowane za pomocą dwóch zestawów Arduino: Arduino Mega2560 oraz Arduino Leonardo. Pierwszy z nich analizuje

sygnały zadane, odczytywane z joysticka, przycisków lub wymusza realizację zaprogramowanej trajektorii. Do modułu Arduino Mega 2560 podłączono:

- wyświetlacz alfanumeryczny,
- klawiaturę membranową,
- dwa potencjometry dwuosiowe z dodatkowym przyciskiem,
- moduł transmisji radiowej.

W dalszym ciągu realizacji programu wywoływane są kolejno funkcje, odpowiadające za analizę i obrabianie danych dotyczących układu napędowego pojazdu oraz funkcji przesyłającej telegram cyfrowy do modułu odbiorczego. Uruchomiona zostaje funkcja przeprowadzająca analizę oraz obliczenia zmiennych dynamicznych wyświetlanych na wyświetlaczu alfanumerycznym.



Rys. 1. Schemat algorytmu sterującego

W odróżnieniu od modułu Arduino Mega 2560, zadaniem Arduino Leonardo jest pośrednie sterowanie elementami wykonawczymi. Głównym zadaniem tego modułu Arduino Leonardo jest sterowanie układem napędowym poprzez wykorzystanie podwójnego mostka H, oraz sterowanie dwoma serwomechanizmami, służącymi jako napędy w ramieniu o dwóch stopniach swobody. Takie sterowanie zostało wykonane za pomocą modulatora szerokości impulsów (PWM). W celu wysterowania wszystkimi układami napędowymi niezbędne jest sześć wyjść PWM. W tej części układu nie były wymagane duże moce obliczeniowe, ponieważ cały proces przetwarzania danych zrealizowano na module umieszczonym w panelu operatorskim. Taka decyzja konstrukcyjna została obrana ze względu na to, iż moduł główny umieszczony w pojeź-

dzie, musi posiadać możliwie najmniejsze gabaryty, spowodowane jest to ściśle określonymi wymiarami geometrycznymi pojazdu. Ogólna idea sterowania robotem została zaprezentowana na rysunku 1.

### 3. REALIZACJA PRAKTYCZNA ROBOTA

W trakcie wykonywania opisywanego łożnika wykonywano równolegle część montażową oraz implementowano algorytm sterowania do mikrokontrolerów zastosowanych w robocie. Poniżej zamieszczono bardzo krótką specyfikację (zwrócono uwagę na elementy szczególnie istotne dla realizacji zadania) układów Arduino zastosowanych w projekcie.

Arduino Leonardo jest to płyta bazowa oparta na mikrokontrolerze ATmega32u4 taktowanego za pomocą rezonatora kwarcowego o częstotliwości 16 MHz. Posiada ona 7 kanałów PWM, 12 wejść analogowych oraz 20 kanałów cyfrowych. Moduł jest zasilany napięciem z zakresu od 7 V do 12 V. Mikrokontroler zastosowany w tym module głównym posiada 32 KB pamięci Flash, do której jest wgrywany skompilowany kod programu, przy czym 4 KB są zarezerwowane dla systemu operacyjnego Bootloader.

W panelu operatorskim zastosowano został moduł Arduino Mega 2560. Elementem centralnym układu jest mikrokontroler Atmega 2560 posiada on 256 KB pamięci Flash, z których 8 KB są zarezerwowane dla systemu operacyjnego. Jest on taktowany za pomocą rezonatora kwarcowego o częstotliwość 16 MHz. Arduino Mega 2560 posiada 54 kanały cyfrowe, 15 kanałów PWM, 16 wejść analogowych. Zasilanie płyty bazowej przebiega analogicznie do modelu Arduino Leonardo. W odróżnieniu od Arduino Leonardo moduł główny Arduino Mega posiada dwa mikrokontrolery:

- główny ATmega 2560,
- pomocniczy ATmega 16 u2.

Zastosowanie drugiego mikrokontrolera jest spowodowane tym, że w ATmega2560 nie została uwzględniona bezpośrednia komunikacja z portem USB. Jak było wspomniane wyżej, jedną z zalet projektu Arduino jest bezpośrednie programowanie układu. Ten problem został rozwiązany przez projektantów Arduino poprzez stworzenie zintegrowanego programatora na bazie mikrokontrolera ATmega16u2.

W celu zapewnienia transmisji radiowej wykorzystano dwa moduły nRF24L01. Zostały one wybrane ze względu na niski koszt oraz wystarczającą funkcjonalność. Podłączenie modułu radiowego do mikrokontrolera jest realizowane za pomocą magistrali szeregowej SPI, poprzez kanały MISO, MOSI, SCK. Kanał SCK odpowiada za taktowanie modułu, MOSI – przesył danych wyjściowych, MISO – przesył danych wejściowych. Moduł nRF24L01 umożliwia komunikację na 126 kanałach. Zerowy kanał pracuje na częstotliwości 2400 MHz. Częstotliwościowe pasmo pracy dla każdego kolejnego kanału jest zwiększane o 1 MHz, tak dla kanału 70 pasmo częstotliwości

ściowe odpowiada wartości 2470 MHz. Wybrany moduł może pełnić funkcje nadajnika jak i odbiornika, ustawiane jest to programowo. Warty zaznaczenia jest to, że dane moduły posiadają funkcje wysłania komunikatów wstępnych i zwrotnych. Komunikatem wstępnym nazywany jest słowo cyfrowe wysyłane przez odbiornik do nadajnika przed rozpoczęciem transmisji danych. Celem takiego zabiegu jest zlikwidowanie możliwości utraty danych poprzez brak gotowości modułu odbierającego. Często w terminologii programistycznej komunikat wstępny jest nazywany protokołem inicjalizującym transmisję danych, bez wykonania którego, moduł nadający nie ma prawa do rozpoczęcia przekazu pakietu danych. Komunikat zwrotny jest także informacją wysyłaną przez moduł odbierający, zadaniem którego jest zweryfikowanie poprawności przeprowadzonej transmisji. Komunikat wysyłany jest po odbiorze oraz zaakceptowaniu informacji, jeżeli nie zostanie on wysłany w określonym czasie moduł nadający zwróci błąd i przekaz danych zostanie powtórzony.

W realizacji części mechanicznej zastosowano dwa zestawy elementów konstrukcyjnych: Tamiya 70100 Track and Wheel Set oraz Tamiya 70157 Uniwersal Plate Set. W celu połączenia kół napinających z podwoziem zostały zastosowane osie metalowe o średnicy 3 mm. W podwoziu zamontowano także mocowane silniki Pololu HP 250:1, poprzez zastosowanie specjalnych mocowań Pololu 989.

Istotną częścią budowy każdego modelu autonomicznego jest właściwy dobór zasilania. W projekcie zastosowano litowo-polimerowe źródło zasilania. Pomimo tego, iż akumulator litowo-polimerowe posiadają znacznie lepsze właściwości napięciowo-prądowe w stosunku do innych źródeł zasilania, mają one tak, że jedną bardzo znaczącą wadę. Mianowicie akumulator wymaga ciągłego monitorowania stanu napięcia, ponieważ rozładowanie poniżej wartości krytycznej skutkuje trwałym uszkodzeniem elementu. Problem ten rozwiązano poprzez implementację dedykowanego do tego celu wskaźnika napięcia. Układ ten wykonuje pomiar napięcia na poszczególnych elementach akumulatorowych pakietu zasilającego. Posiada on również funkcje, umożliwiającą ustawienie poziomu napięcia krytycznego. Rozładowanie akumulatora poniżej tego poziomu powoduje sygnalizację poprzez diodę uruchomienie zintegrowanego „buzera”.

Schemat układu elektronicznego oraz model obwodu drukowanego, zostały wykonane za pomocą programu komputerowego EAGLE 7.0.0. Na tej podstawie, za pomocą fototransferu, zrealizowano rzeczywistą płytkę montażową przystosowaną do potrzeb projektu.

#### 4. TESTY WYKONANEGO MODELU

Po zrealizowaniu modelu przeprowadzono testy, których zadaniem jest sprawdzenie poprawności działania robota. Układ jest sterowany poprzez panel operatorski, przedstawiony na rysunku 2.Opis elementów, za pomocą których jest realizowane

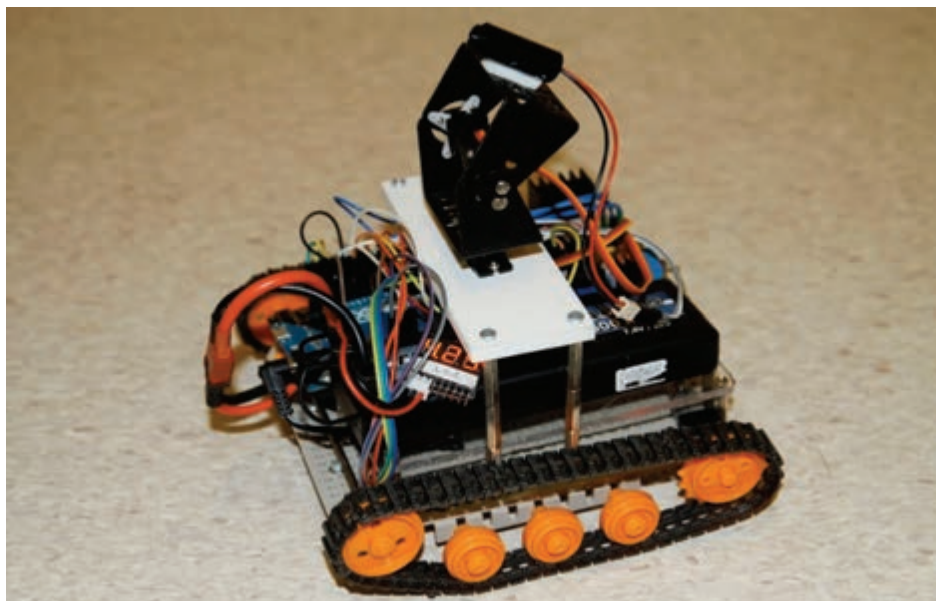
sterowanie, został zamieszczony na rysunku 3. Ostateczną postać modelu zaprezentowano na rysunku 4.



Rys. 2. Panel operatorski



Rys. 3. Opis elementów sterowniczych



Rys. 4. Model pojazdu

Sterowanie torem ruchu pojazdu jest realizowane, za pomocą prawego potencjometru dwuosowego zamieszczonego na panelu operatorskim. Na rysunkach 5–7 widać zmianę toru ruchu pojazdu w zależności od położenia potencjometru. Maksymalna prędkość zostaje osiągnięta przy pełnym wychyleniu elementu sterującego. Skrećanie pojazdu jest zrealizowane na dwa sposoby:

- pierwszy został zaprezentowany na rysunku 6, pojazd wykonuje szybki obrót w miejscu, efekt ten został osiągnięty poprzez ruch gąsienic w przeciwnych kierunkach,
- w drugim sposobie (rysunek 7) pojazd wykonuje zakręt ‘po łuku’ na wskutek tego, iż gąsienice obracają się z różną prędkością obrotową.



Rys. 5. Panel operatorski oraz łazik w trakcie ruchu według liniowej trajektorii



Rys. 6. Panel operatorski oraz łożak w trakcie zmiany kierunku ruchu (obrót łożaka)



Rys. 7. Panel operatorski oraz łożak w trakcie zmiany kierunku ruchu (skręcanie)

Kontrola położenia platformy obrotowej jest realizowane, za pomocą lewego potencjometru dwuosowego. Na rysunkach 8 oraz 9 przedstawiono przykład takiego sterowania. Potencjometry dwuosowe pełnią także funkcje przycisku dwustanowego. Naciśnięcie lewego potencjometru spowoduje ustawienie się platformy w pozycje początkową, natomiast prawego – załączenie, lub wyłączenie modułu laserowego.



Rys. 8. Obrót platformy wokół osi pionowej





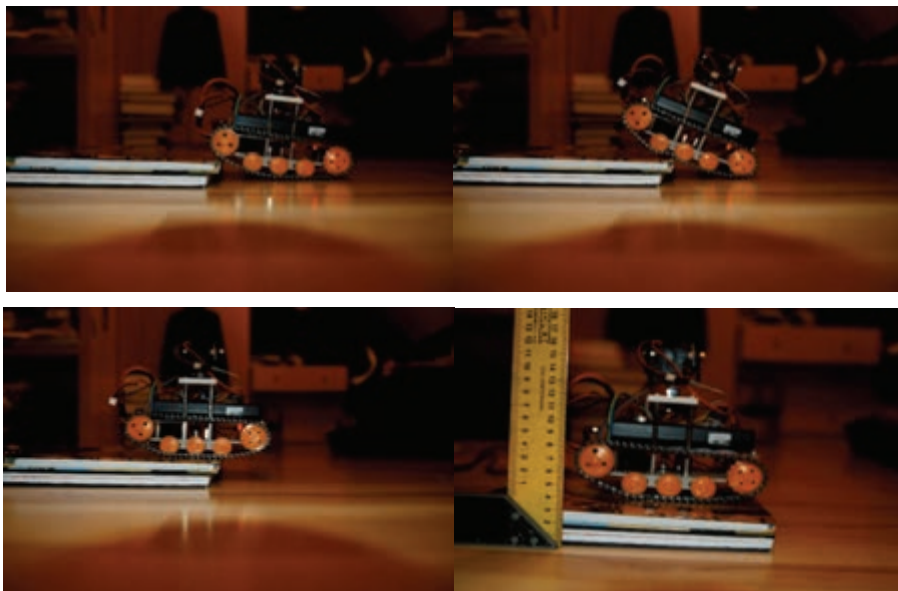
Rys. 9. Obrót platformy wokół osi poziomej

W trakcie obsługi robota istnieje możliwość zmiany trybu sterowania z ciągłego na precyzyjny (poprzez naciśnięcie zielonego przycisku). W tym trybie sterowanie jest realizowane bezpośrednio z klawiatury (rysunek 10). Określenie zmiennej, której wartość ma zostać skorygowana, jest realizowane za pomocą kursora, uruchomianego wraz z załączeniem tego trybu. Zmiana położenia kursora na wyświetlaczu jest wykonywana za pośrednictwem prawego potencjometru dwuosiowego. Wartość zaznaczonej przez kursor zmiennej jest ustawiana, za pomocą klawiatury membranowej. Przycisk „\*” powoduje powrót do sterowania ciągłego. W trybie sterowania precyzyjnego modyfikowane mogą być następujące nastawy:

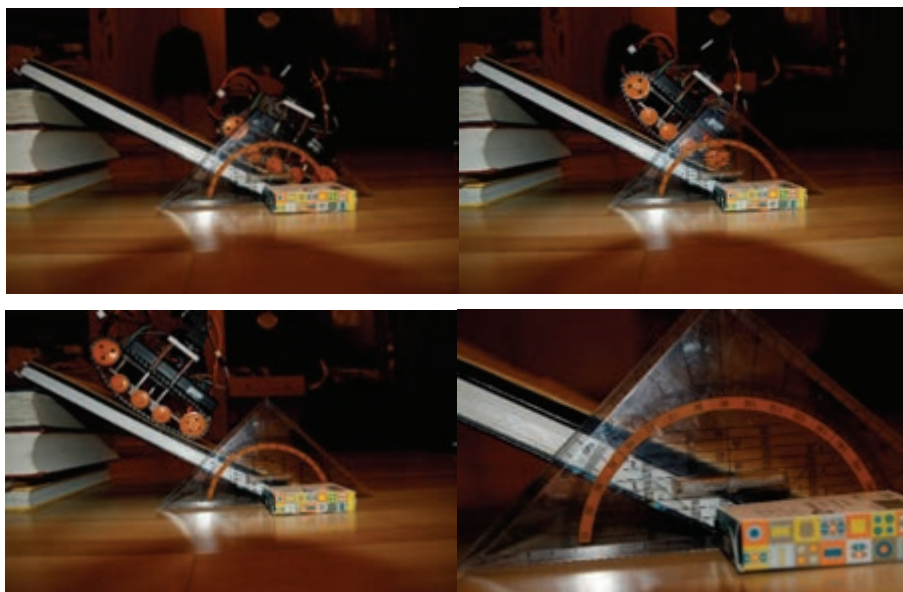
- ograniczenie maksymalnego napięcia zasilającego silniki prądu stałego,
- kąt odchylenia platformy obrotowej względem osi poziomej,
- kąt odchylenia platformy obrotowej względem osi pionowej,
- prędkość obrotowa serwomechanizmów.



Rys. 10. Sterowanie precyzyjne za pomocą klawiatury membranowej



Rys. 11. Testy robota – pokonywanie przeszkody



Rys. 12. Testy robota – przejazd po równi pochyłej

W ostatnim etapie testów analizowano możliwość pokonywania przez wykonany model łożnika, przeszkód terenowych. Badano działanie robota w przypadku

niewielkiej przeszkody (28 mm) oraz pokonywania równi pochyłej (30°). Kolejne sekwencje, prezentujące przemieszczanie urządzenia zamieszczono na rysunkach 11 oraz 12.

Przeprowadzone testy układu wykazały, że wszystkie elementy modelu działają poprawnie. Straty ciepłnie na układach energoelektronicznych, mieszczą się w zakresach temperaturowych, podawanych przez producentów w notach katalogowych. Zrealizowana transmisja radiowa wykazała bardzo wysoką stabilność. Podczas przeprowadzenia długotrwałych prób układu, mających na celu rozładowanie elementu zasilającego, została zachowana ciągłość łącza sterującego. Pojazd posiada bardzo wysoką precyzję sterowania. Zostało to osiągnięte dzięki wykonaniu precyzyjnego trybu sterowania. Pozwala on na wprowadzenie ograniczeń, umożliwiających ustalenie wymaganych parametrów, dotyczących zarówno ruchu pojazdu, jak i położenia platformy obrotowej.

## 5. PODSUMOWANIE

Niniejszy artykuł przedstawia koncepcję, elementy konstrukcyjne oraz testy zdalnie sterowanego łoża. Osiągnięto wszystkie założenia projektowe dotyczące właściwości ruchowych robota: precyzję sterowania oraz skuteczne pokonywanie przeszkód. Zaprezentowane urządzenie może stanowić przykład realizacji niewielkiego oraz taniego robota. W dalszych pracach planowane jest rozwinięcie układu sterowania obiektem, poprzez wprowadzenie zamkniętej struktury sterowania z regulatorami adaptacyjnymi.

## LITERATURA

- [1] KREBS A., RISCH F., THUEER T., MAYE J., PRADALIER C., SIEGWART R., *Rover control based on an optimal torque distribution – Application to 6 motorized wheels passive rover*, IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS), 2010, 4372–4377.
- [2] CHOOMUANG R., *Distributed Control on a model of Mars Rover Spirit*, IEEE Conference on Robotics, Automation and Mechatronics, 2008, 1–7.
- [3] RUI X., HUIPING J., SHENGJING T., PINGYUAN C., FUZHAN Y., *Analyzing and designing of lunar rover motion controller*, IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics, 2007, 1574–1579.
- [4] NISHIDA S., WAKABAYASHI S., *Analyses for mobility and control system of lunar rover*, Proceedings of SICE Annual Conference, 2010, 799–803.
- [5] HUNTSBERGER T., AGHAZARIAN H., TUNSTEL E., *Onboard Adaptive Learning for Planetary Surface Rover Control in Rough Terrain*, Proceedings of the 2005 IEEE International Conference on Robotics and Automation, 2005, 4156–4163.
- [6] HEROLDK. E., RASOOLY A., *Fundamentals Lab on a Chip Technology: Fabrication and microfluidics*, Horizon Scientific Press, 2009.
- [7] MONGILLO J.F., *Nanotechnology 101*, ABC-CLIO, 2007.

- [8] MESZYŃSKI S., JÓZEFOWICZ M., *Analog Mars Rover Service as a Robotic Hardware and Team Building Platform*, GSTF Journal of Engineering Technology (JET), 2013, Vol. 2, No. 3, 52–60.
- [9] WETTERGREEN D., TOMPKINS P., URMSON C., WAGNER M., WHITTAKER W., *Sun-Synchronous Robotic Exploration: Technical Description and Field Experimentation*, The International Journal of Robotics Research, 2005, Vol. 24, No. 1, 3–30.
- [10] CARTER P.W., *Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing Winding Conference, 2001. Proceedings*, Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing and Coil Winding Conference, 2001, 107–114.
- [11] WON J., DELAURENTIS K., MAVROIDIS C., *Rapid prototyping of robotic systems*, IEEE International Conference on Robotics and Automation, 2000, Vol. 4, 3077–3082.
- [12] <http://arduino.cc/>

#### APPLICATION OF ARDUINO IN REMOTE CONTROL SYSTEM OF MOBILE ROBOT

The main goal of described project was realization of a remote-controlled vehicle (track drive robot). One of the most important assumption was application of cheap programmable board that can be coded using high level language. Accordingly, the supervisor unit is based on Arduino platform. In made robot, the trajectory of whole machine and executive platform are controlled.

*silnik indukcyjny, napęd elektryczny,  
fault tolerant, FTC, czujniki pomiarowe, detekcja uszkodzeń*

Kamil KLIMKOWSKI\*

## **UKŁADY NAPĘDOWE ODPORNE NA USZKODZENIA – STAN ZAGADNIENIA**

W niniejszej pracy opisano metody diagnostyczne wykorzystywane do detekcji uszkodzeń w układach napędowych z silnikami indukcyjnymi. Przedstawiono techniki kompensacji wpływu awarii komponentów napędów elektrycznych, opisano ich wady oraz zalety. Zwrócono szczególną uwagę na systemy, które z powodzeniem mogą zostać wykorzystane w badaniach dotyczących uszkodzeń czujników pomiarowych prądu i prędkości kątowej.

### **1. WPROWADZENIE**

Wraz z czasem wydajność maszyn i urządzeń elektrycznych ulega stopniowemu pogorszeniu w wyniku zużycia i zachodzących procesów starzeniowych, co zmniejsza niezawodność całego układu napędowego i technologicznego oraz zwiększa ryzyko wystąpienia awarii podstawowych komponentów systemu [12]. Przyrządy pomiarowe potrzebne są w prawie wszystkich procesach przemysłowych, niezależnie od ich złożoności, w celu zapewnienia bezpiecznego i sprawnego funkcjonowania procesu. Istnieje rosnące zapotrzebowanie na coraz bardziej niezawodne instalacje o większej wydajności, spowodowane zaostrzonymi przepisami bezpieczeństwa i bardziej konkurencyjnym rynkiem [12], [13], [18]. To z kolei wymaga wdrożenia bardziej rzetelnych metod wykrywania i identyfikacji awarii instrumentów (IFDI – *Instrument Fault Detection and Identification* [12]), systemów wykrywania awarii i diagnostyki (FDD – *Fault Detection and Diagnosis* [12]) oraz nowych metod sterowania odpornych na uszkodzenia [12], [13].

---

\* Politechnika Wrocławska, Katedra Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-370 Wrocław, e-mail: kamil.klimkowski@pwr.edu.pl

## 2. CHARAKTERYSTYKA I STAN ZAGADNIENIA

Układy diagnostyki i sterowania wymagają coraz większej liczby czujników i urządzeń pomiarowych, które dostarczają kluczowych informacji na temat warunków pracy systemu. Są one niezbędne do monitorowania stanu procesu i podejmowania w razie konieczności właściwego działania [12], [13], [16], [18]. Błędny pomiar może spowodować nieprawidłowe działanie systemu kontroli procesu i/lub nieprawidłową decyzję podjętą przez system FDD, co w konsekwencji prowadzi do obniżenia wydajności pracy lub całkowitego wyłączenia procesu [13].

Przyrząd pomiarowy składa się z urządzenia odczytowego, ustroju pomiarowego (przetworniki elektromechaniczne lub elektroniczne), procesora sygnału i interfejsu komunikacyjnego [12]. Każda z tych części może ulec uszkodzeniu, powodując, że czujnik generuje sygnał z odchyleniem w porównaniu do mierzonego sygnału. Czujnik uznaje się za uszkodzony, kiedy zwraca wartości o niedozwolonym odchyleniu od jego charakterystycznych właściwości [12], [13], [18]. To odchylenie może pojawić się w czterech formach, a mianowicie: offsetu, dryfu, całkowitej awarii lub degradacji [13], [18]. Stała różnica pomiędzy odczytem z czujnika a wartością rzeczywistą spowodowana jest offsetem, natomiast dryf dotyczy stanu gdy uchyb ten zmienia się liniowo wraz z upływem czasu. Jeśli odczyt czujnika pozostaje stały, niezależnie od zmian wartości rzeczywistej, to mówi się o całkowitej awarii. Stopniowa degradacja czujnika może być spowodowana długotrwałym działaniem dodatkowych czynników zakłócających (temperatura, naprężenia, drgania), naturalnym procesem starzenia, bądź na skutek odkładania się na powierzchni elementu pomiarowego zanieczyszczeń, czego efektem jest pogorszenie właściwości statycznych i dynamicznych przetwornika [12], [13], [18].

Konserwacja zapobiegawcza, regularne sprawdzanie i kalibracja czujników są powszechnymi metodami IFDI [7], [8]. Uciążliwe procedury konserwacji komponentów pomiarowych systemu nie mogą zagwarantować bezawaryjnej pracy czujników systemu i tym samym nie mogą być traktowane jako wystarczająca alternatywa dla efektywnego systemu automatycznego IFDI. Wykrywanie uszkodzeń jest pierwszą fazą zautomatyzowanych technik IFDI. W celu skutecznego wykrywania awarii powinny być realizowane trzy następujące kroki [6], [12], [13]:

- monitorowanie procesu na podstawie badań,
- mierzenie błędów pomiarów parametrów lub zmiennych stanu,
- porównywanie ich z odpowiednio zdefiniowanymi progami granicznymi.

Detekcja i izolacja uszkodzonego komponentu nie jest łatwym problemem [9], [12]. Pomiar czujnika opisują cechy zarówno monitorowanego systemu jak i samego czujnika, zatem wszelkie nieprawidłowości i odchylenia mogą być spowodowane przez zmiany albo całego układu bądź wadliwego komponentu.

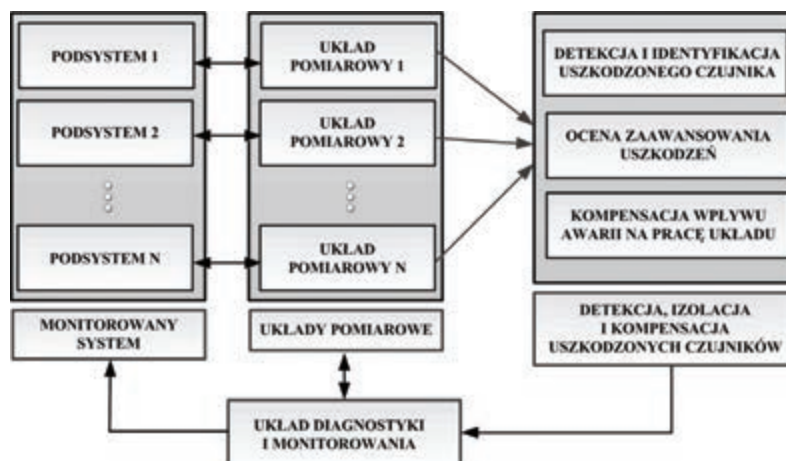
Nowoczesne systemy sterowania i regulacji są coraz bardziej złożone. Liczba podzespołów, układów oraz łączących je czujników także wzrasta, co zwiększa ryzyko wystąpienia awarii pojedynczych bądź kilku elementów jednocześnie.

Ponadto niedoskonałość wykonania czujnika, jak również zakłócenia towarzyszące danemu procesowi generują szum w przebiegach sygnałów pomiarowych. Wszystkie wyżej wymienione kwestie utrudniają wykrywanie i izolację uszkodzonego czujnika [12], [13], [18].

Metody wykrywania, identyfikacji i kompensacji uszkodzeń powinny być w stanie pracować w czasie rzeczywistym tak, aby pomiary mogły być zweryfikowane w możliwie krótkim okresie czasu w celu zdiagnozowania i podjęcia odpowiednich kroków [6], [16]. To nakłada dodatkowe trudności na rozwój wykonalnego rozwiązania ze względu na ograniczoną moc obliczeniową i dostępną pamięć procesorów używanych w systemach diagnostyki i sterowania [1].

### 3. METODY WYKRYWANIA I IZOLOWANIA AWARII INSTRUMENTÓW POMIAROWYCH

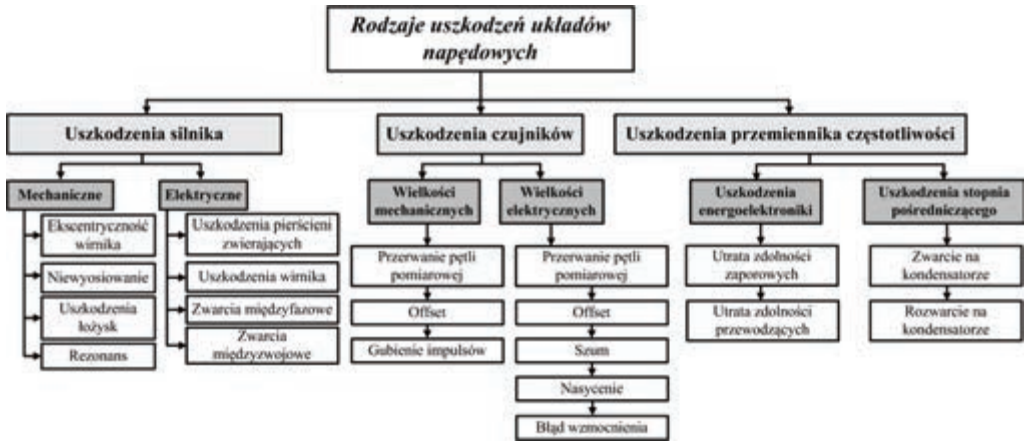
Jak pokazano na rys. 1, koncepcja układów odpornych ma na celu identyfikację oraz izolację awarii czujników w układzie dynamicznym, oceny jej zaawansowania i kompensację jej wpływu [9], [12], [13],[18], [19].



Rys. 1. Ogólny schemat układów odpornych przeznaczonych do identyfikacji oraz izolacji awarii czujników

Rozwój techniki mikroprocesorowej oraz pomiarowej, a także metod sterowania układów napędowych, umożliwił eliminację niektórych przetworników pomiarowych przy zachowaniu zadowalającej jakości regulacji, adekwatnej do przeznaczenia napędu. Projektowane i wdrażane są układy pozbawione wybranych sprzężeń zwrotnych, a brakujące sygnały są estymowane na podstawie sygnałów z istniejących sprzężeń

[9], [10], [12]. Zwiększone wymagania co do niezawodności napędów z silnikami indukcyjnymi wygenerowały wzrost zainteresowania układami napędowymi odpornymi na uszkodzenia (ang. FTCS – *Fault Tolerant Control Systems*) [10], [12]. Układy napędowe są narażone na występowanie awarii, których skutki zależą od ich lokalizacji [10], [12]. Na rysunku 2 przedstawiono podstawowe uszkodzenia układów napędowych [10], [12].



Rys. 2. Rodzaje uszkodzeń układów napędowych [10], [12]

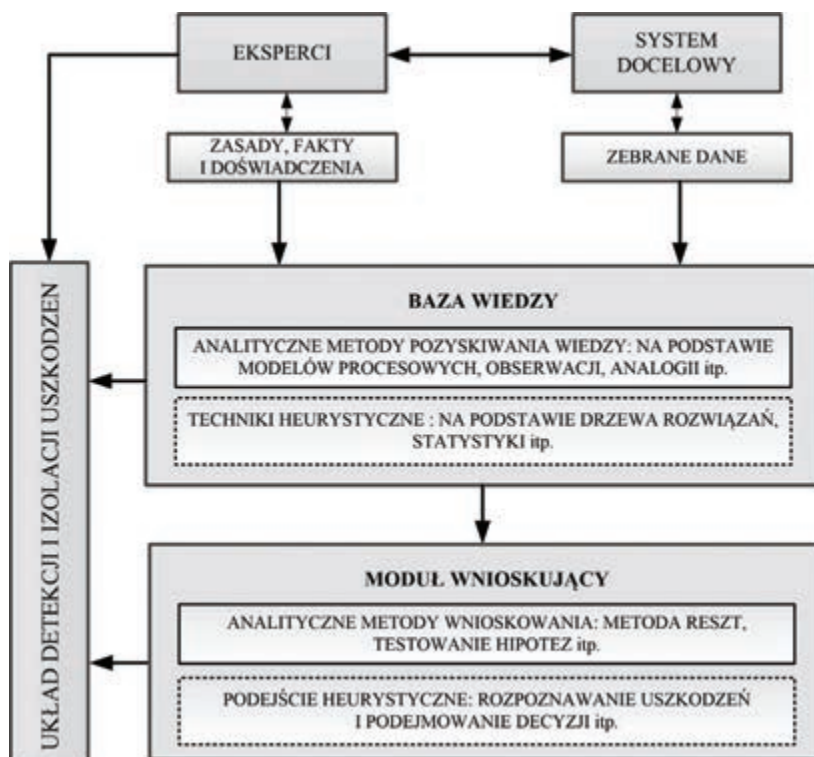
Konwencjonalne techniki weryfikacji poprawnego działania czujników dotyczą ich okresowego sprawdzania i kalibrowania zgodnie z zestawem określonych procedur [12]. Pomimo, że metoda ta jest powszechnie stosowana w przemyśle do wykrywania uszkodzeń urządzeń pomiarowych, nie pozwala na identyfikację awarii w czasie rzeczywistym, zatem jest nieefektywna przy wczesnych oznakach uszkodzenia czujnika [12], [16]. Dlatego podjęte zostały starania rozwoju bardziej systematycznych technik, które można podzielić na metody redundancji sprzętowej oraz analitycznej. Ogólna idea pierwszych z nich polega na ciągłym pomiarze odpowiedniej zmiennej stanu z użyciem dwóch lub większej ilości czujników, a następnie izolacji uszkodzenia poprzez porównanie z odczytami pozostałych czujników. Metody te, ze względu na swoją prostotę są najczęściej stosowane [12], [13], [18].

Metody oparte na redundancji analitycznej nie wykorzystują dodatkowych czujników, lecz bazują na wzajemnych relacjach pomiędzy mierzonymi zmiennymi stanu i otrzymanymi z modelu matematycznego procesu. Różnica pomiędzy tymi wartościami wskazuje na wystąpienie uszkodzenia elementu pomiarowego [13], [18]. Jak przedstawiono na rys. 3 metody redundancji analitycznej mogą być podzielone na kategorie w zależności od sposobu uzyskiwania informacji o danej zmiennej stanu: oparte na modelach matematycznych, wiedzy eksperta czy analizie danych [12], [18].





Rys. 3. Podział metod detekcji i identyfikacji awarii [12], [18]



Rys. 4. Ogólna architektura systemu opartego na wiedzy eksperckiej w celu wykrywania i izolacji awarii [7], [18]

Jak pokazano na rys. 4, system oparty na wiedzy eksperta jest na ogół złożony z modułów bazy wiedzy, wnioskowania i interpretacji [7], [18]. Baza wiedzy przechowuje dane historyczne, a także zgromadzone zasady, fakty i doświadczenia ekspertów [8]. Wykorzystując metody analityczne i/lub heurystyczne dane są pozyskiwane a następnie przekazywane do modułu wnioskowania. Dodatkowo za pośrednictwem interfejsu użytkownika, ekspert może nie tylko dostarczać dane i reguły na wejście układu, ale także nadzorować proces identyfikacji i izolacji awarii [7], [12], [18].

Wśród różnych technik redundancji analitycznej, metody oparte na modelu matematycznym wymagają dokładnego opisu matematycznego badanego systemu, który może być opisany za pomocą relacji parzystości, obserwatora Luenbergera, filtru Kalmana czy estymatorów zmiennych stanu [1], [7], [11], [18]. Systemy oparte na wiedzy eksperta opierają się na zestawie reguł nawiązujących do uprzednio zdefiniowanych i zaakceptowanych definicji [1], [8], [12], [18]. W przypadku bardzo skomplikowanych systemów można posłużyć się metodami wykorzystującymi odpowiednio dużą liczbę danych o danym procesie [1], [12], [18].

W złożonych systemach sterowania stosowanych jest coraz więcej czujników, w wyniku czego liczne dane z pomiarów mogą być zbierane w celu sterowania i diagnostyki. Umożliwia to rozwój technik opartych na wielowymiarowych metodach statystycznych, sieciach Bayesowskich i sztucznych sieciach neuronowych [1], [2] [3], [5], [17], [22], [23].

#### 4. UKŁADY ODPORNE NA USZKODZENIA

Układy napędowe odporne na uszkodzenia (ang. FTCS – *Fault Tolerant Control Systems*) można podzielić na dwa główne typy: pasywne (PFTCS) oraz aktywne (AFTCS) [1], [12], [13], [18]. Pierwsze z nich projektowane są tak, aby zapewnić optymalną wydajność przy wystąpieniu określonej liczby uszkodzeń bez konieczności stwierdzania ich obecności [12], [18]. Pasywne układy odporne na uszkodzenia wykorzystują techniki sterowania zapewniające, że sterowany w zamkniętej pętli system pozostaje niewrażliwy na pewne awarie, w taki sposób, że wadliwy proces kontynuuje pracę przy zachowaniu tej samej struktury i parametrów sterowania [10], [12], [18]. Za takim podejściem przemawiają dwa argumenty. Po pierwsze, uzyskanie takiej kompensacji możliwe jest poprzez stosowanie prostszego oprogramowania i konfiguracji sprzętowej, a po drugie klasyczna teoria niezawodności stwierdza, że stabilność systemu gwałtownie spada wraz ze zwiększeniem skomplikowania układu [1], [9], [12], [13], [18]. Dlatego głównym celem pasywnych systemów odpornych jest osiągnięcie przewagi nad klasycznymi strukturami sterowania poprzez poprawę wydajności, wykonania i projektowania mniej złożonych układów. Dokładniej zagadnienie to zostało opisane i przedstawione w [24], [25], [26], [27], [29], [30].

Systemy AFTC w przeciwieństwie do pasywnych układów odpornych, zamiast polegać na stałej niewrażliwości systemu sterowania na każdą możliwą sytuację, reagują na awarię poprzez dostosowanie parametrów i warunków regulacji. W celu osiągnięcia pożądanej rekonfiguracji, system wymaga albo zestawu informacji dotyczących awarii albo odpowiedniego mechanizmu ich wykrywania i izolacji [1], [12], [20]. Skutkiem takiej rekonfiguracji jest uzyskanie prawidłowej i stabilnej pracy całego napędu. W niektórych przypadkach akceptowalne jest także obniżenie wydajności napędu przy zapewnieniu dalszej pracy układu [26], [31], [32]. Aktywne układy odporne są określane w literaturze jako samonaprawiające i rekonfigurowalne, natomiast z punktu widzenia funkcjonalności mówi się o nich jako systemach detekcji, identyfikacji i kompensacji awarii. Układy AFTC wykorzystują detektory i/lub obserwatory [12], [13], [19], [20], które wykrywają awarię. Głównym celem jest tutaj odzyskanie sprawności poprzez użycie dodatkowych obwodów redundantnych lub przez dostosowanie parametrów regulatorów i estymatorów w wyniku identyfikacji nowego obiektu sterowania [12], [13].

Głównym celem projektowanych układów AFTCS jest zapewnienie stabilnej pracy napędu w trybie bezawaryjnej pracy oraz w przypadku wystąpienia uszkodzenia. Istotnym jest wskazanie priorytetów dla każdego ze stanów. W trakcie normalnej pracy systemu większy nacisk powinien być kładziony na uzyskanie jak najlepszej precyzji i dokładności, natomiast przy pojawieniu się awarii – na sposób w jaki układ jest w stanie zachować stabilność oraz akceptowalny poziom wydajności. Najogólniej aktywne systemy odporne na uszkodzenia można podzielić na cztery podsystemy: rekonfigurowalny kontroler, algorytm rekonfiguracji kontrolera, układ FDD oraz sterownik referencyjny.

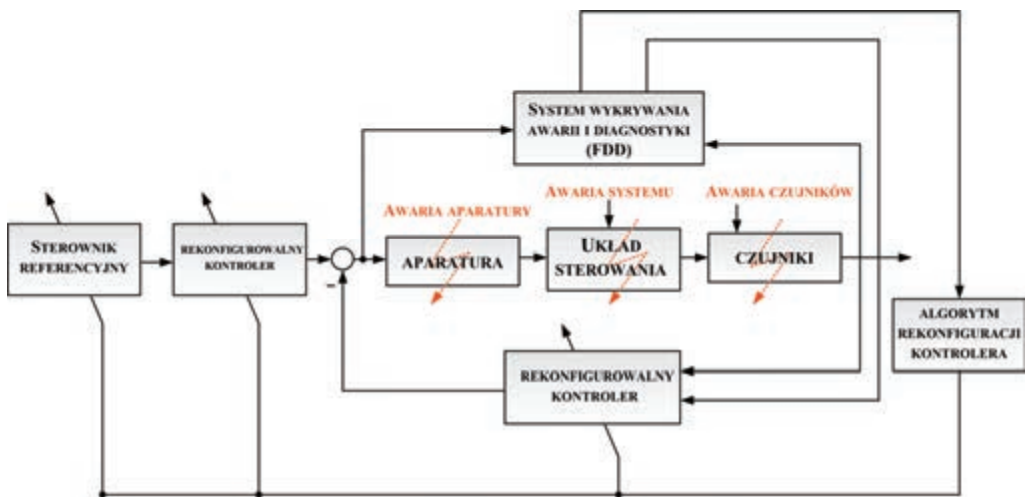
Wspólne funkcjonowanie układu FDD oraz rekonfigurowalnego kontrolera w strukturze sterowania jest główną cechą odróżniającą aktywne i pasywne systemy odporne. Najważniejszymi cechami poszczególnych podsystemów AFTCS, które w procesie projektowania powinny być uwzględnione, są [33]:

- 1) łatwość rekonfiguracji kontrolera,
- 2) wysoka czułość układu FDD na wszelkie uszkodzenia i jednoczesna niewrażliwość na zmiany modelu matematycznego procesu, trybu pracy napędu i zakłócenia zewnętrzne,
- 3) odpowiednio szybki czas reakcji kontrolera, umożliwiający odzyskanie wydajności systemu po wystąpieniu awarii
- 4) opóźnienia czasowe w układzie FDD w ramach ograniczeń wejść sterujących i stanów systemu.

Kluczową kwestią w każdym systemie AFTCS jest ograniczony czas dostępny dla układu detekcji i rekonfiguracji systemu sterowania. W związku z tym, w przypadku awarii, najważniejszymi aspektami, które należy wziąć pod uwagę jest efektywne wykorzystanie i zarządzanie redundancją (sprzętową, programową i komunikacyjną), stabilność, stopień zachowania wydajności w stanach statycznych i dynamicznych napędu.

Ogólną strukturę systemu AFTCS pokazano na rys. 5. W module detekcji FDD, każda awaria w systemie powinna być wykryta i izolowana, tak szybko, jak to możliwe, sygnały

wyjściowe, zmienne stanu systemu i modele matematyczne po stwierdzeniu wystąpienia awarii powinny być estymowane on-line w czasie rzeczywistym. Na podstawie informacji z modelu systemu po awarii, kontroler powinien być tak zaprojektowany, aby automatycznie uzyskać stabilność i pożądaną wydajność w stanie ustalonym i dynamicznym [31], [32], [33]. W celu pewniejszego śledzenia trajektorii referencyjnej dla systemu sterowanego w zamkniętej pętli sterowania w przypadku wystąpienia awarii, można wykorzystać regulatory ze sterowaniem wyprzedzającym (ang. *feedforward*). Aby uniknąć ewentualnego nasycenia regulatorów i pogorszenia wydajności po wystąpieniu uszkodzenia powinny być także automatycznie wprowadzane zmiany korygujące w sterowniku referencyjnym dotyczące zadawanej trajektorii [31], [32], [33].



Rys. 5. Ogólna struktura systemu AFTCS [31]–[33]

Na podstawie powyższej struktury i założeń projektowych można stwierdzić, że systemy AFTCS muszą posiadać taki układ FDD, który może zapewnić możliwie najdokładniejsze informacje o awarii (czas wystąpienia, typ itp.) oraz modelu matematycznym jaki należy użyć po stwierdzeniu wystąpienia uszkodzenia. Co więcej pozwoli na stworzenie nowego systemu sterowania poprzez rekonfigurację w celu skompensowania wpływu awarii w systemie, tak że możliwe będzie utrzymanie stabilności i akceptowalnej wydajności systemu w zamkniętej pętli sterowania. Ponadto należy podkreślić, że nie tylko parametry regulatorów muszą być przeliczone, ale również ich topologie.

W ostatnich 30 latach zostało opracowanych wiele metod FDD. Jednak większość badań w dziedzinie układów odpornych jest nadal poświęcona celom monitorowania i diagnostyki, a nie aplikacji sterujących. Stosunkowo nieznaczna część badań dotyczy tematyki FDD dla ogólnych zastosowań w AFTCS i metodologii projektowania systemów detekcji awarii w aktywnych układach odpornych na uszkodzenia.

Wstępne badania wykazały, że systemy oparte na estymatorach i obserwatorach stanu wykazują najlepsze właściwości przy wykrywaniu awarii, ponieważ są szybkie i w porównaniu do innych metod posiadają bardzo krótki czas opóźnienia w procesie podejmowania decyzji w czasie rzeczywistym [26], [28], [33]. Jednakże informacje z algorytmów opartych na estymatorach stanu mogą nie być wystarczająco dokładne do przeprowadzenia procesu rekonfiguracji systemu sterowania ze względu na drastyczne zmiany parametrów układu lub nawet modelu matematycznego procesu spowodowane wystąpieniem awarii. Dlatego pod tym względem bardziej pożądane mogą być systemy oparte na estymacji parametrów bądź połączeniu obu metod [26], [33].

Obecnie istnieją dwa ogólne podejścia brane pod uwagę przy projektowaniu systemów AFTC [1], [9], [12], [14], [16]. Pierwszym z nich jest stworzenie układu sterującego działającego w trybie off-line i posiadającego bank danych, a na podstawie decyzji diagnostycznych zostaje wybrany odpowiedni sposób rekonfiguracji systemu [1], [12], [16]. Drugim podejściem jest synteza nowego układu regulacji działającego w czasie rzeczywistym on-line [1], [9], [14], [16], [17], [18]. W uogólnieniu aktywne układy odporne:

- są w stanie prawidłowo zadziałać w wielu awaryjnych sytuacjach,
- mogą poradzić sobie w przypadkach nieprzewidzianych na etapie projektowania,
- są bardziej złożone i skomplikowane,
- stanowią problem w przypadku pracy w czasie rzeczywistym, ze względu na ograniczenia sprzętowe.

## 5. PODSUMOWANIE

W artykule przedstawiono charakterystykę metod stosowanych do wykrywania i izolacji uszkodzeń aparatury w układach sterowania. Zawarto analizę porównawczą pasywnych oraz aktywnych systemów odpornych na awarię. Rosnące zapotrzebowanie na poprawę wydajności i niezawodności spowodowało, że układy odporne na uszkodzenia stały się niezwykle ważne w nowoczesnych systemach sterowania. Aktywne układy FTC wykazują się większą elastycznością w sytuacjach awaryjnych, ale wymagają zwiększonej złożoności obliczeniowej. Konieczne są badania istniejących systemów diagnostycznych opartych na modelach matematycznych lub wiedzy ekspertów.

Wraz z postępem technologii pomiarowych i obliczeniowych, metody oparte na danych wykazują obiecujące wyniki w modelowaniu, optymalizacji, kontroli i diagnostyki. Jednakże największym problemem jest zmniejszenie złożoności obliczeniowej potrzebnej do uzyskania odpowiedniej niezawodności systemów sterowania.

## LITERATURA

- [1] AFEF FEKIH, *Fault Diagnosis and Fault Tolerant Control Design for Aerospace Systems: A Bibliographical Review*, American Control Conference, 4–6.06.2014.
- [2] ALAG S., AGOGINO A., MORJARIA M., *A methodology for intelligent sensor measurement, validation, fusion, and fault detection for equipment monitoring and diagnostics*, (AI EDAM) Artificial Intelligence for Engineering Design, Analysis and Manufacturing, 2001, 15(4), 307–320.
- [3] ARADHYE H., *Sensor fault detection, isolation, and accommodation using neural networks, fuzzy logic and bayesian belief networks*, Master's thesis, University of New Mexico, 2002.
- [4] BENITEZ-PEREZ H., GARCIA-NO CETTI F., THOMPSON H., *Fault classification SOM and PCA for inertial sensor drift*, IEEE International Workshop on Intelligent Signal Processing (IEEE Cat. No. 05EX1039), IEEE, Faro, Portugal, 2005, 177–182.
- [5] BERNIERI A., BETTA G., PIETROSANTO A., SANSONE C., *A neural network approach to instrument fault detection and isolation*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2005, 44(3), 747–750.
- [6] BETTA G., PIETROSANTO A., *Instrument fault detection and isolation: state of the art and new research trends*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2000, 49(1), 100–107.
- [7] BETTA G., D'APUZZO M., PIETROSANTA A., *A knowledge-based approach to instrument fault detection and isolation*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1995, 44(6), 1009–1016.
- [8] BETTA G., DELL'ISOLA M., LIGUORI C., PIETROSANTA A., *Expert systems for the detection and isolation of faults on low-accuracy sensor systems*, IEEE Workshop ET & VS-IM/97, Niagara Falls, Ontario, Canada, 1997.
- [9] BLANKE M., KINNAERT M., LUNZE J. et al., *Diagnosis and fault-tolerant control*, Springer-Verlag, 2003.
- [10] DYBKOWSKI M., *Estymacja prędkości kątowej w układach napędowych o zwiększonym stopniu bezpieczeństwa*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 67, Seria: Monografie Nr 20, Wrocław 2013.
- [11] HSIAO T., TOMIZUKA, M., *Sensor fault detection in vehicle lateral control systems via switching Kalman filtering*, Proceedings of the 2005 American Control Conference (IEEE Cat. No. 05CH37668), Vol. 7, IEEE, Portland, OR, USA, 2005, 5009–5014.
- [12] ISERMANN R., *Fault Diagnosis Systems*, An Introduction from Fault Detection to Fault Tolerance, Springer, New York 2006.
- [13] JIN JIANG, XIANG YU, *Fault-tolerant control systems: A comparative study between active and passive approaches*, Annual Reviews in Control, 2012, Vol. 36, Iss. 1, 60–72.
- [14] KLIMKOWSKI K., DYBKOWSKI M., *Analiza wektorowego układu napędowego z silnikiem indukcyjnym odpornego na uszkodzenia wybranych czujników pomiarowych*, Poznań University of Technology, Academic Journals, Electrical Engineering, 2014, No. 77, 193–200.
- [15] KLIMKOWSKI K., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., *Speed Fault Tolerant Direct Torque Control of Induction Motor Drive*, Proc. of the 16th Int. Conf. Power Electronics and Motion Control PEMC 2014, Antalya, Turkey, 21–24.09.2014.
- [16] KOWALSKI C.T., *Diagnostyka układów napędowych z silnikiem indukcyjnym z zastosowaniem metod sztucznej inteligencji*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2013.
- [17] KOWALSKI C.T., *Monitorowanie i diagnostyka uszkodzeń silników indukcyjnych z wykorzystaniem sieci neuronowych*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 57, Seria: Monografie, Nr 18, Wrocław 2005.
- [18] LI JIANG, *Sensor fault detection and isolation using system dynamics identification techniques*, PhD thesis, The University of Michigan, 2011.

- [19] ROMERO M.E., SERON M.M., De Dona, J.A. *Sensor fault-tolerant vector control of induction motors*, IET Control Theory Applications, 2010, Vol. 4, No. 9, 1707–1724.
- [20] MEHRANBOD N., SOROUSH M., PANJAPORNPNON C., *A method of sensor fault detection and identification*, Journal of Process Control, 2005, 15(3), 321–339.
- [21] MEHRANBOD N., SOROUSH M., PIOVOSO M., OGUNNAIKE B.A., *Probabilistic model for sensor fault detection and identification*, AIChE Journal, 2003, 49(7), 1787–1802.
- [22] MENGSHOEL O., DARWICHE A., UCKUN, S., *Sensor validation using Bayesian networks*, 9th International Symposium on Artificial Intelligence, Robotics and Automation in Space, Los Angeles, CA, 2008.
- [23] ZHANG Y.X., *Artificial neural networks based on principal component analysis input selection for clinical pattern recognition analysis*, Talanta, 2007, 73(1), 68–75.
- [24] HSIEH C.-S., *Performance gain margins of the two-stage LQ reliable control*, Automatica, 2002, 38(11), 1985–1990.
- [25] JIANG J., ZHAO Q., *Design of reliable control systems possessing actuator redundancies*, Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2000, 23(4), 709–718.
- [26] LIANG Y.-W., LIAW D.-C., LEE T.-C., *Reliable control of nonlinear systems*, IEEE Transactions on Automatic Control, 2000, 45(4), 706–710.
- [27] LIAO F., WANG J.L., YANG G.-H., *Reliable robust flight tracking control: An LMI approach*, IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2002, 10(1), 76–89.
- [28] YANG G.-H., ZHANG S.-Y., LAM J., WANG J. L., *Reliable control using redundant controllers*. IEEE Transactions on Automatic Control, 1998, 43(11), 1588–1593.
- [29] YANG G.-H., WANG J.L., SOH Y.C., *Reliable LQG control with sensor failures*, IEE Proceedings – Control Theory and Applications, 2000, 147(4), 433–439.
- [30] YANG Y., YANG G.-H., SOH Y.C., *Reliable control of discrete-time systems with actuator failure*, IEE Proceedings – Control Theory and Applications, 2001, 147(4), 428–432.
- [31] BLANKE M., IZADI-ZAMANABADI R., BOGH R., LUNAU Z.P., *Fault tolerant control systems – A holistic view*, Control Engineering Practice, 1997, 5(5), 693–702.
- [32] BLANKE M., FREI C., KRAUS F., PATTON R.J., STAROSWIECKI M., *What is fault-tolerant control?*, Proceedings of the 4th IFAC symposium on fault detection, supervision and safety for technical process, 2000, 40–51.
- [33] BLANKE M., KINNAERT M., LUNZE J., STAROSWIECKI M., *Diagnosis and fault-tolerant control*, 2nd ed., Springer, Berlin, Germany, 2006.
- [34] ZHANG Y., JIANG J., *Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems*, Annual Reviews in Control, 2008, 32, 229–252.

#### FAULT TOLERANT MOTOR DRIVES – REVIEW OF METHODS

In this paper the diagnostic methods used to detect failures in the drive systems with induction motors are described. Compensation techniques of electric motor drives components failures are presented. Advantages and disadvantages of commonly used methods are described. Additionally, diagnostic systems that can be successfully used in the studies of failures to the current and angular velocity sensors are described.

*silnik indukcyjny, napęd elektryczny, enkoder, czujnik prądu,  
fault tolerant, FTC, czujniki pomiarowe, detekcja uszkodzeń*

Kamil KLIMKOWSKI\*

## **KOMPENSACJA USZKODZEŃ WYBRANYCH CZUJNIKÓW POMIAROWYCH W UKŁADACH NAPĘDOWYCH Z SILNIKIEM INDUKCYJNYM POPRAZ REDUNDANCJĘ SPRZĘTOWĄ**

W artykule opisano zagadnienie identyfikacji uszkodzeń czujników prądu stojana oraz prędkości kątowej w układach wektorowego sterowania połowo zorientowanego (DRFOC) silnikiem indukcyjnym. Przedstawiono wpływ uszkodzeń tych czujników na pracę napędu oraz zaproponowano algorytm ich detekcji. Opracowano strukturę napędu odpornego na uszkodzenia tych elementów opartego na redundancji sprzętowej. Badania symulacyjne wykonano w środowisku Matlab/SimPowerSystem.

### **1. WPROWADZENIE**

W celu zapewnienia bezpiecznego i sprawnego funkcjonowania nowoczesnych układów napędowych wektorowych z silnikami indukcyjnymi wymagane są układy pomiarowe podstawowych zmiennych stanu. Projektowane i wdrażane są systemy pozbawione wybranych sprzężeń zwrotnych, a brakujące sygnały (strumień stojana, wirnika, moment elektromagnetyczny, prędkość kątowa wirnika) mogą być estymowane na podstawie sygnałów z istniejących sprzężeń [1]–[3]. Może to być realizowane przy wykorzystaniu symulatorów, obserwatorów zmiennych stanu, Filtrów Kalmana czy sieci neuronowych [1], [2], [8], [10]. W związku z tym, że rozwiązania te wymagają prawidłowego działania czujników pomiarowych, układy napędowe powinny posiadać dodatkowe systemy diagnostyki, aby zapobiegać ich nagłym uszkodzeniom w instalacjach przemysłowych [5]–[7].

---

\* Politechnika Wroclawska, Katedra Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-370 Wrocław, e-mail: kamil.klimkowski@pwr.edu.pl



Większość dostępnych obecnie publikacji z tematyki systemów FTC (*Fault Tolerant Control*) odnosi się do uszkodzeń jednego czujnika pomiarowego w danym cyklu pracy napędu [12]–[14].

Głównym celem artykułu jest przetestowanie algorytmu wykrywania awarii dwóch czujników (prędkości kątowej i prądu stojana) oraz przedstawienie układu odpornego na te uszkodzenia opartego na redundancji sprzętowej. Zawarte wyniki dotyczą struktury wektorowego sterowania połowo zorientowanego silnikiem indukcyjnym i zostały zrealizowane w środowisku MATLAB/SimPowerSystem.

## 2. MODEL MATEMATYCZNY UKŁADÓW STEROWANIA

Jedną z najprostszych metod sterowania silnikiem indukcyjnym jest sterowanie skalarnie, w którym wykorzystuje się zależności obowiązujące dla stanów ustalonych pracy maszyny. Układ sterowania nie oddziałuje na wzajemne położenie wektorów prądów i strumieni skojarzonych i tym samym nie ma możliwości prawidłowej kontroli procesów przejściowych w takim napędzie.

W układzie sterowania skalarnego  $U/f = \text{const}$  stabilizacja strumienia magnetycznego w silniku uzyskiwana jest na podstawie proporcjonalnej zmiany wartości napięcia i częstotliwości zasilania tj. przez utrzymanie stałego stosunku  $U/f$  [4]. Wadą sterowania skalarnego jest brak kontroli silnika w stanach przejściowych nad istotnymi wielkościami silnika takimi jak m.in. prąd, moment elektromagnetyczny czy strumień magnetyczny [4]. Realizacja takiego układu może odbywać się w pętli otwartej, tj. bez sprzężeń zwrotnych, oraz zamkniętej – z obwodem regulacji prędkości. Na rysunku 1 przedstawiono schemat blokowy struktury sterowania w zamkniętym układzie regulacji prędkości silnika indukcyjnego określonego zależnością (1) [4]:

$$|\mathbf{u}_s| = \frac{r_s}{x_s} \sqrt{\frac{\left(1 - \omega_s \omega_r \sigma \frac{x_s x_r}{r_s r_r}\right)^2 + \left(\omega_s \frac{x_s}{r_s} + \omega_r \frac{x_r}{r_r}\right)^2}{1 + \left(\omega_r \frac{\sigma x_r}{r_r}\right)^2}} \quad (1)$$

gdzie:  $x_r, x_s$  – reaktancja własna uzwojenia wirnika i stojana,  $\omega_r$  – pulsacja w wirniku, pulsacja poślizgu,  $\omega_s$  – pulsacja w stojanie,  $r_r, r_s$  – rezystancja uzwojenia wirnika i stojana,  $\sigma = 1 - \frac{x_m^2}{x_s x_r}$  – współczynnik całkowitego rozproszenia maszyny.

Zaletą metod skalarnych jest wykorzystywanie jednego czujnika – prędkości, bądź żadnego – w przypadku sterowania w otwartej pętli. Pozwala to na prawidłową pracę napędu w chwili uszkodzenia jakiegokolwiek czujnika pomiarowego.

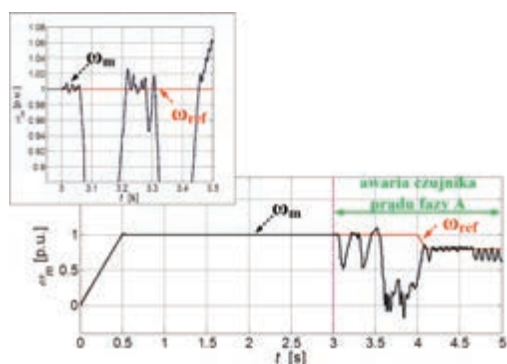


Kolejną strukturą sterowania wykorzystaną w niniejszej pracy jest metoda sterowania DRFOC. Jej idea polega na wymuszeniu w zamkniętej strukturze sterowania połowo zorientowanych składowych wektora prądu stojana  $i_{sx}$  oraz  $i_{sy}$ , które kształtują strumień wirnika i moment elektromagnetyczny. Schemat blokowy struktury DRFOC przedstawiono na rys. 2. Szczegółowy opis i analizę prezentowanej struktury sterowania przedstawiono w [11].

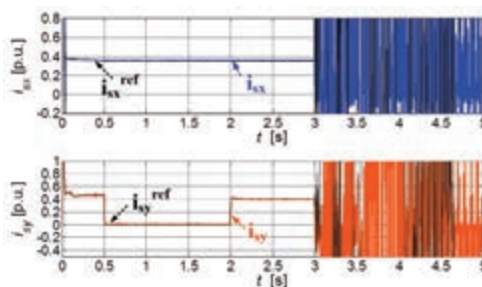
### 3. WPŁYW USZKODZEŃ CZUJNIKÓW PRĄDU I PRĘDKOŚCI NA PRACĘ UKŁADU NAPĘDOWEGO Z SILNIKIEM INDUKCYJNYM

Pomiar prądu stojana silnika indukcyjnego ma bardzo duże znaczenie dla poprawnej pracy całego układu napędowego, gdyż uzyskiwane z nich wartości są sygnałami wejściowymi dla podrzędnej pętli regulacji prądu. Ponadto do prawidłowej estymacji zmiennych stanu konieczna jest informacja o aktualnej wartości prądu stojana [4], [9]. Czujnik prądu może wskazywać błędne wyniki pomiarów wynikające z nasycenia rdzenia magnetycznego lub przesunięcia w fazie sygnału w pętli sprzężenia zwrotnego. Jednym z najniebezpieczniejszych typów uszkodzeń jest całkowita jego awaria [6], [7]. Poniżej przedstawiono wpływ uszkodzeń czujnika prądu stojana na pracę napędu sterowanego metodą wektorową DFOC (rys. 3 i 4). Analizę przeprowadzono tylko dla podstawowego trybu pracy, czyli pracy silnikowej napędu przy wymuszeniu znamionowej wartości prędkości. Zawarte wyniki dotyczą całkowitego przerwania pętli pomiarowej z czujnika prądu fazy  $i_{sA}$ .

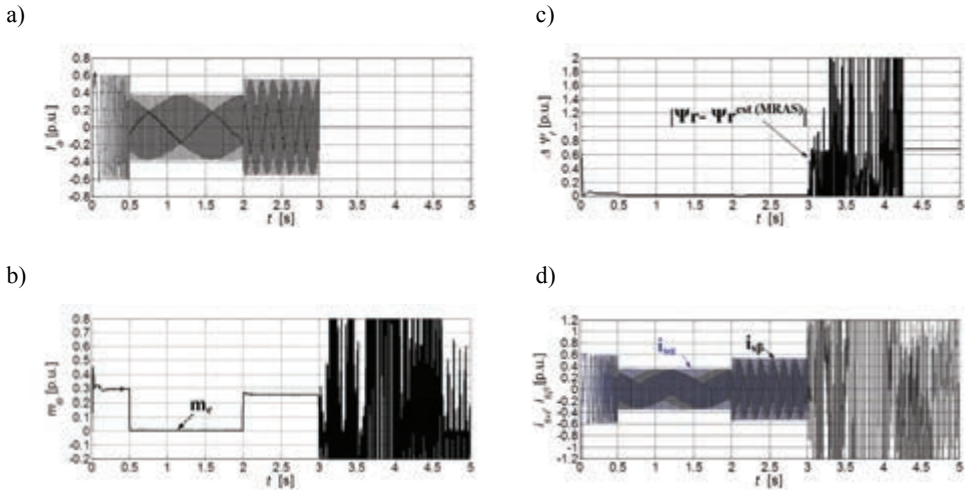
a)



b)



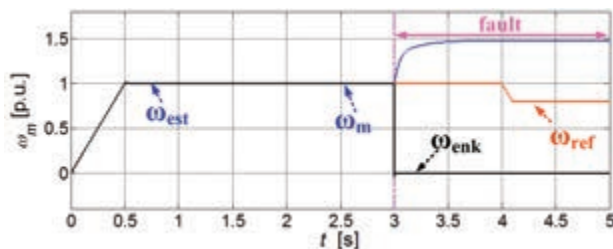
Rys. 3. Przebieg prędkości kątowej (a) oraz składowych  $x$ - $y$  prądu stojana (b) przy wystąpieniu całkowitego uszkodzenia czujnika prądu  $i_{sA}$  przy sterowaniu DFOC (badania symulacyjne)



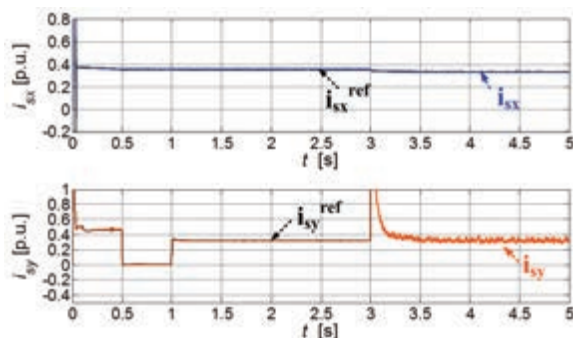
Rys. 4. Przebieg prądu fazowego  $i_{s\alpha}$  (a), momentu elektromagnetycznego (b), wartości bezwzględnej różnicy pomiędzy estymowaną i mierzoną wartością strumienia wirnika (c) oraz składowych  $\alpha$ - $\beta$  prądu stojana (d) przy wystąpieniu całkowitego uszkodzenia czujnika prądu  $i_{s\alpha}$  przy sterowaniu DFOC (badania symulacyjne)

Całkowite uszkodzenie czujnika prądu jest najbardziej niekorzystne dla pracy napędu z silnikiem indukcyjnym. Bezpośrednio z wartością prądu związany jest moment elektromagnetyczny oraz strumień wirnika. W przebiegach tych zmiennych stanu pojawiają się silne oscylacje o dużej amplitudzie. Ponadto brak pomiaru jednej fazy prądu uniemożliwia śledzenie zadanej trajektorii prędkości, a także jej estymację.

Na rysunkach 5 i 6 przedstawiono wyniki badań wpływu przerwania pętli sprzężenia zwrotnego na przebieg prędkości mierzonej, estymowanej przy wykorzystaniu estymatora MRAS<sup>CC</sup> [9] oraz momentu elektromagnetycznego w strukturze DFOC [4], [9]. Napęd pracuje ze znamionową prędkością. Uszkodzenie enkodera nastąpiło w chwili  $t = 3$  s. Nagły zanik sygnału z enkodera spowodował wzrost prędkości kątowej silnika oraz momentu elektromagnetycznego.



Rys. 5. Przebieg prędkości mechanicznej i estymowanej przy całkowitym uszkodzeniu czujnika prędkości, przy sterowaniu DFOC (badania symulacyjne)



Rys. 6. Przebieg składowych x-y prądu stojana przy całkowitym uszkodzeniu czujnika prędkości, przy sterowaniu DFOC (badania symulacyjne)

Jednym z najniebezpieczniejszych rodzajów uszkodzeń jest całkowite przerwanie prędkościowej pętli pomiarowej. W tym momencie układ regulacji wystawia maksymalną możliwą wartość zadanego momentu elektromagnetycznego a prędkość rzeczywista bardzo szybko rośnie. Konieczne jest jak najszybsze wykrycie tego typu awarii. Szczegółowe wyniki badań wpływu uszkodzeń czujników prędkości i prądu stojana zostały przedstawione w pracach [6], [7].

#### 4. DETEKCCJA USZKODZEŃ CZUJNIKÓW PRĄDU STOJANA I PRĘDKOŚCI KĄTOWEJ

W przypadku czujnika prędkości najszybszym i najprostszym sposobem detekcji awarii jest porównywanie przebiegów prędkości mechanicznej oraz estymowanej przez dowolny estymator tej wielkości [6], [7]. Przy uszkodzeniu tego typu przetworników pomiarowych w strukturach sterowania wektorowego występuje różnica pomiędzy prędkością mierzoną a estymowaną. Dlatego zdecydowano się wykorzystać dodatkowe sygnały diagnostyczne, które zwiększą niezawodność detekcji. Dla metody polowo zorientowanej wybrano uchyb pomiędzy wartością składowej  $i_{sx}$  prądu stojana a jej wartością referencyjną. Detektor zostaje aktywowany jeśli wartości uchybów są większe niż dopuszczalne wartości graniczne. Układ generuje wtedy impuls logiczny informujący o wystąpieniu uszkodzenia. Zasadę działania algorytmu przedstawia zależność (2).

$$\text{IF} \left\{ \begin{array}{l} |\omega_m - \omega_m^{\text{est}}| \geq \varepsilon_1 \\ |i_{sy}^{\text{ref}} - i_{sy}| \geq \varepsilon_2 \end{array} \right. \text{ THEN flaga}^{\omega} = 1 \quad (2)$$

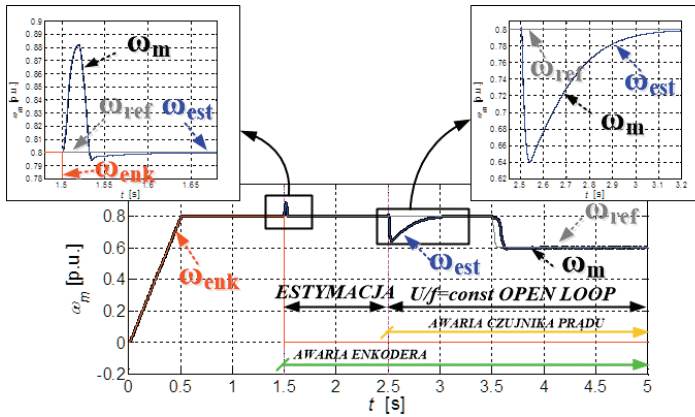
Analogicznie zaprojektowano układ do wykrywania awarii czujnika prądu. W tym przypadku zdecydowano się wykorzystać różnicę pomiędzy wartością estymowaną

a zadaną modułu strumienia wirnika oraz wartością składowej  $i_{sy}$  prądu stojana a jej wartością referencyjną – zależność (3).

$$\text{IF} \left\{ \begin{array}{l} |\Psi_r^{\text{ref}} - \Psi_r^{\text{est}}| \geq \varepsilon_3 \\ |i_{sx}^{\text{ref}} - i_{sx}| \geq \varepsilon_4 \end{array} \right. \text{ THEN flaga}^i = 1 \quad (3)$$

gdzie:  $\varepsilon_1 = 0,02 + 0,1 \cdot \omega_m^{\text{ref}}$ ,  $\varepsilon_2, \varepsilon_3, \varepsilon_4$  – dopuszczalne progi graniczne uchybów dla analizowanego układu napędowego sterowanego metodą DFOC.

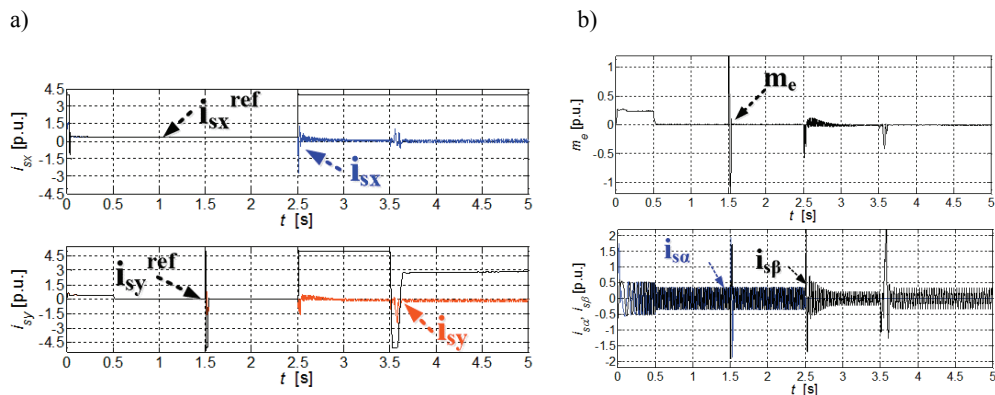
Do estymacji prędkości kątowej wykorzystano estymator MRAS<sup>CC</sup> opisany w pracy [9]. Zasada działania algorytmu polega na ciągłej obserwacji różnicy pomiędzy wartością zadaną a estymowaną strumienia wirnika i składowej  $x$  prądu stojana. Wynikiem działania takiego detektora jest wartość porównywana z dopuszczalną wartością graniczną. Jeśli wartość ta jest większa to układ generuje impuls logiczny informujący o wystąpieniu uszkodzenia. Wyniki badań symulacyjnych oraz eksperymentalnych dla powyżej opisanych detektorów przedstawiono w [7], [8].



Rys. 7. Przebiegi mierzonej, referencyjnej oraz estymowanej prędkości kątowej przy wystąpieniu całkowitego uszkodzenia enkodera w chwili  $t = 1,5$  s oraz czujnika prądu  $i_{sA}$  w chwili  $t = 2,5$  s przy sterowaniu DFOC (badania symulacyjne)

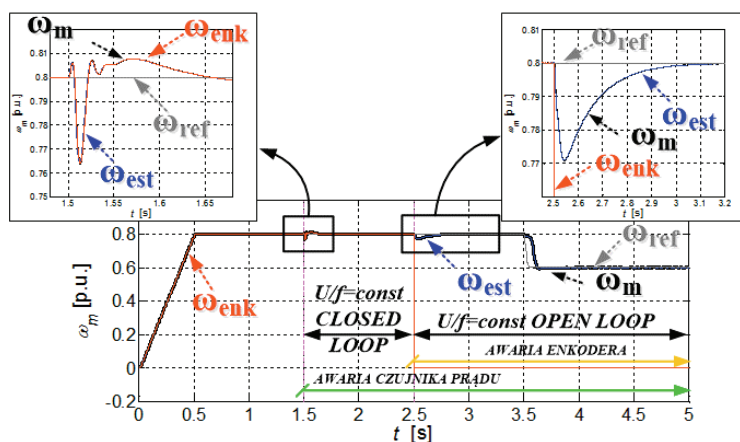
Kolejne badania dotyczą uszkodzenia czujnika prędkości oraz prądu w jednym cyklu pracy napędu (rys. 7–10). Założono, że w po czasie 1,5 s uszkodzeniu uległ czujnik prędkości kątowej, a w chwili  $t = 2,5$  s pojawiła się awaria czujnika prądu stojana. Po pierwszej awarii układ został przełączony w tryb bezczujnikowy z estymatorem MRAS w pętli sprzężenia zwrotnego. Po wystąpieniu kolejnego uszkodzenia nie możliwa jest praca w systemie sterowania wektorowego, gdyż do jego prawidłowej pracy niezbędne są informacje o aktualnej wartości prądu. System został przełączony w tryb sterowania skalarnego bez sprzężenia zwrotnego od prędkości kątowej. Esty-

macja prędkości jest niemożliwa w tym układzie pracy gdyż estymator także wykorzystuje sygnał z czujników prądu stojana. (w badaniach założono, że nie dysponujemy redundantnym czujnikiem prądu stojana).



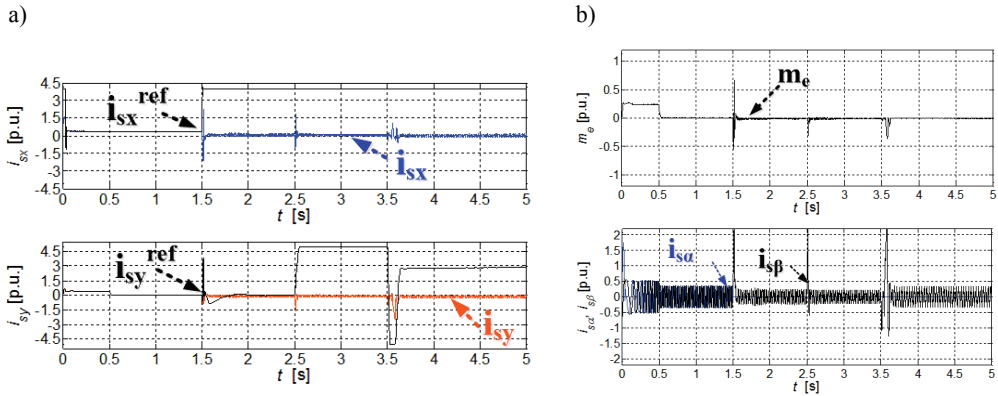
Rys. 8. Przebiegi składowych  $x$ - $y$  prądu stojana (a), momentu elektromagnetycznego oraz składowych  $\alpha$ - $\beta$  prądu stojana (b) przy wystąpieniu całkowitego uszkodzenia enkodera w chwili  $t = 1,5$  s oraz czujnika prądu  $i_{sA}$  w chwili  $t = 2,5$  s przy sterowaniu DFOC (badania symulacyjne)

W chwili  $t = 1,5$  s widoczne są krótkotrwałe impulsy w przebiegach momentu elektromagnetycznego i prądu stojana. Natomiast w chwili  $t = 2,5$  s także wystąpiły impulsy w przebiegach podstawowych zmiennych stanu, a ponadto wystąpił spadek prędkości kątowej silnika o 25%. Po około 0,5 sekundzie wartość prędkości powróciła do wartości referencyjnej.



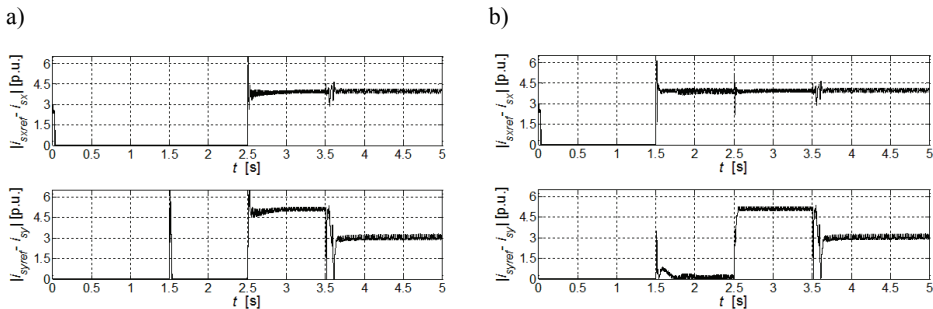
Rys. 9. Przebiegi mierzonej, referencyjnej oraz estymowanej prędkości kątowej przy wystąpieniu całkowitego uszkodzenia czujnika prądu  $i_{sA}$  w chwili  $t = 1,5$  s oraz enkodera w chwili  $t = 2,5$  s przy sterowaniu DFOC (badania symulacyjne)

Drugim rozpatrywanym przypadkiem jest uszkodzenie czujnika prądu w pierwszej kolejności, a po upływie 1 sekundy – enkodera. Wyniki przedstawiono na rys. 9, 10.



Rys. 10. Przebiegi składowych  $x$ - $y$  prądu stojana (a), momentu elektromagnetycznego oraz składowych  $\alpha$ - $\beta$  prądu stojana (b) przy wystąpieniu całkowitego uszkodzenia czujnika prądu  $i_{sA}$  w chwili  $t = 1,5$  s oraz enkodera w chwili  $t = 2,5$  s przy sterowaniu DFOC (badania symulacyjne)

Po wykryciu awarii czujnika prądu nastąpiło przełączenie struktury sterowania na skalarną z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego. W przeciwieństwie do poprzedniego przypadku możliwa jest praca z pomiarem prędkości. Także przebiegi momentu elektromagnetycznego i prądu stojana nie zostały zakłócone w takim samym stopniu jak miało to miejsce poprzednio. Dopiero w chwili  $t = 2,5$  s doszło do uszkodzenia enkodera. Układ detekcji w tym momencie nie mógł przejść na estymację prędkości ze względu na fakt, że nie jest ona możliwa przy błędnym pomiarze prądu. Nastąpiło zatem przełączenie struktury sterowania na skalarną bez prędkościowej pętli sprzężenia zwrotnego. Przejście to nie wywołało dynamicznych zmian w przebiegach innych zmiennych stanu i możliwa była dalsza praca napędu. Na rysunku 11. zaprezentowano



Rys. 11. Przebieg uchybów pomiędzy wartościami składowych  $i_{sx}$ ,  $i_{sy}$  prądu stojana a ich wartościami referencyjnymi: dla przypadku z rys. 7–8 (a) oraz z rys. 9–10 (b), przy sterowaniu DFOC (badania symulacyjne)



przebiegi sygnałów diagnostycznych: uchyby pomiędzy wartościami składowych  $i_{sx}$ ,  $i_{sy}$  prądu stojana a ich wartością referencyjnymi dla obu przedstawionych wyżej przypadków. Przedstawione wyniki wskazują w jaki sposób odbyła się poprawna detekcja uszkodzonych czujników.

## 5. PODSUMOWANIE

W artykule przedstawiono wpływ uszkodzeń czujnika prądu oraz prędkości na pracę układu napędowego z silnikiem indukcyjnym. Ponadto zaproponowano metodę kompensacji awarii opartą na redundancji sprzętowej tj. zmianie topologii struktury sterowania. Zaprezentowany algorytm pozwala na dalszą pracę silnika w sytuacji występujących po sobie uszkodzeń obu czujników pomiarowych. Należy jednak zaznaczyć, że przełączenie sterowania wektorowego na skalarne o dużo mniejszej dynamice może powodować niekontrolowane zjawiska w przebiegach zmiennych stanu silnika oraz prędkości. Ponadto taki rodzaj kompensacji nie jest wskazany dla pracy napędu przy niskich prędkościach (tj. niskiej częstotliwości) oraz przy dużym obciążeniu wału silnika momentem mechanicznym. Przejście układu sterowania na metodę skalarną z otwartą pętlą regulacji powinno skutkować awaryjnym wyłączeniem całego procesu technologicznego w odpowiednio szybkim czasie po stwierdzeniu wystąpienia awarii obu czujników pomiarowych.

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

## LITERATURA

- [1] ISERMANN R., *Fault Diagnosis Systems. An Introduction from Fault Detection to Fault Tolerance*, Springer, New York 2006.
- [2] BLANKE M., KINNAERT M., LUNZE J. et al., *Diagnosis and fault-tolerant control*, Springer-Verlag, 2003.
- [3] KLIMKOWSKI K., DYBKOWSKI M., *Układy napędowe z silnikami indukcyjnymi sterowane metodami wektorowymi DFOC oraz DTC-SVM odporne na uszkodzenia przemiennika częstotliwości*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 33, Seria: Monografie, Nr 20, Wrocław 2013.
- [4] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2003.
- [5] RODRÍGUEZ-BLANCO et al., *A Failure-Detection Strategy for IGBT Based on Gate-Voltage Behavior Applied to a Motor Drive System*, IEEE Trans. Industrial Electronics, 2011, Vol. 58, No. 5, 1625–633.
- [6] KLIMKOWSKI K., DYBKOWSKI M., *Wpływ uszkodzenia wybranych czujników pomiarowych na pracę napędu indukcyjnego sterowanego metodą wektorową*, Poznań University of Technology, Academic Journals, Electrical Engineering, 2014, No. 77, 185–192.
- [7] KLIMKOWSKI K., DYBKOWSKI M., *Analiza wektorowego układu napędowego z silnikiem indukcyjnym odpornego na uszkodzenia wybranych czujników pomiarowych*, Poznań University of Technology, Academic Journals, Electrical Engineering, 2014, No. 77, 193–200.

- [8] KLIMKOWSKI K., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., *Speed Fault Tolerant Direct Torque Control of Induction Motor Drive*, Proc. of the 16th Int. Conf. Power Electronics and Motion Control PEMC 2014, Antalya, Turkey, 21–24.09.2014.
- [9] DYBKOWSKI M. *Estymacja prędkości kątowej w układach napędowych o zwiększonym stopniu bezpieczeństwa*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 67, Seria: Monografie, Nr 20, Wrocław 2013.
- [10] KHALAF SALLOUM GAEID, HEW WOUI PING, *Fault Tolerant Control of Induction Motor*, Modern Applied Science, 2011, Vol. 5, No. 4, 83–94.
- [11] BLASCHKE F., *The principle of field orientation as applied to the new TRANSVECTOR closed-loop control system for rotating field machines*, Siemens Review, 1972, 34, 217–220.
- [12] ROMERO M.E., SERON M.M., DE DONA J.A., *Sensor fault-tolerant vector control of induction motors*, IET Control Theory and Applications, 2010.
- [13] HANEN BERRIRI, MOHAMED WISSEM NAOUAR, ILHEM SLAMA-BELKHODJA, *Easy and Fast Sensor Fault Detection and Isolation Algorithm for Electrical Drives*, IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, Vol. 27, No. 2.
- [14] ROTHENHAGEN K., FUCHS F.W., *Current Sensor Fault Detection by Bilinear Observer for a Doubly Fed Induction Generator*, IEEE Industrial Electronics, IECON 2006.

COMPENSATION ALGORITHM BASED ON HARDWARE REDUNDANCY  
OF CHOSEN MEASUREMENT SENSORS FAULTS  
IN DRIVE SYSTEMS WITH INDUCTION MOTOR

In the paper the issue of identifying stator current and angular velocity sensor fault is described. The Direct Field Oriented Control (DRFOC) was applied and tested during faulted conditions. An influence of the chosen sensors faults to the performance of drive system is presented. The compensation algorithm was proposed and tested. A fault tolerant drive based on hardware redundancy was developed and presented. Simulation results are performed in MATLAB/SimPowerSystem.

*DFOC, czujnik prędkości, silnik indukcyjny,  
układ odporny na uszkodzenia, detektor, FTC, sieć neuronowa*

Kamil KLIMKOWSKI, Mateusz DYBKOWSKI\*

## **ANALIZA WYBRANYCH DETEKTORÓW USZKODZEŃ CZUJNIKA PRĘDKOŚCI KĄTOWEJ W NAPĘDACH Z SILNIKAMI INDUKCYJNYMI**

W artykule przedstawiono analizę porównawczą detektorów uszkodzenia czujnika prędkości kątowej: wykorzystującego między innymi estymowaną wartość prędkości kątowej oraz układu bazującego na sztucznych sieciach neuronowych. Sprawdzono działanie układów w różnych warunkach pracy w strukturze sterowania połowo zorientowanego DFOC. Zaprezentowano zasadę działania każdego z układów detekcji i uzyskane rezultaty, w tym także dla kompletnego układu odpornego na awarie enkodera inkrementalnego. Badania zrealizowano w środowisku MATLAB/SimPower Systems.

### **1. WPROWADZENIE**

Wzrost zainteresowania układami o zwiększonym stopniu bezpieczeństwa – FTC (ang. *Fault Tolerant Control* [6], [11]) wygenerował potrzebę opracowywania układów detekcji uszkodzeń komponentów systemów napędowych z silnikami indukcyjnymi, które pozwalają na szybkie wykrycie awarii [6], [3], [11]. Im dłuższy czas detekcji i kompensacji uszkodzeń, tym bardziej zakłócone są przebiegi podstawowych zmiennych stanu maszyny, ponadto awarie czujników pomiarowych w napędach sterowanych metodami wektorowymi mogą doprowadzić do utraty stabilności bądź niepożądanych stanów pracy silnika, nawet do jego uszkodzenia [9], [10]. Aby zapewnić prawidłowe funkcjonowanie złożonych układów konieczne jest zatem uwzględnienie technik diagnostyki [9] i kontroli, które w odpowiednio krótkim czasie pozwolą na detekcję uszkodzenia i adekwatną odpowiedź struktury sterowaniem [4], [9].

W niniejszym artykule przedstawiono analizę dwóch algorytmów wykrywania awarii czujnika prędkości – jeden oparty na estymatorze MRAS<sup>CC</sup> [4], [7], a drugi na

---

\* Politechnika Wroclawska, Katedra Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-370 Wrocław, e-mail: kamil.klimkowski@pwr.edu.pl, mateusz.dybkowski@pwr.edu.pl



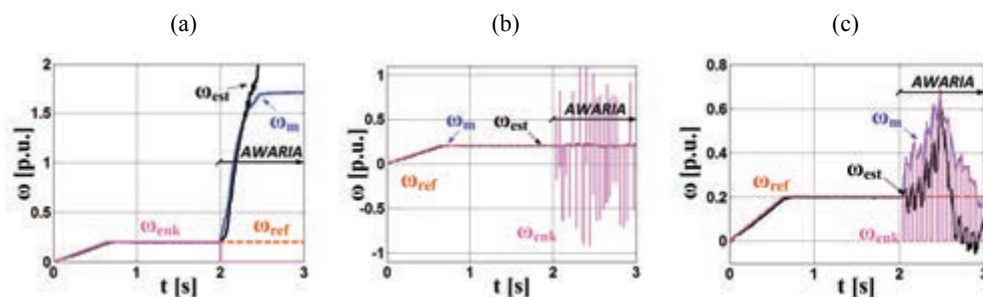
otrzymywana wartość prędkości mechanicznej pobierana z czujnika może być przerywana, zerowa bądź ujemna.

Tabela 1. Podział uszkodzeń czujników prędkości

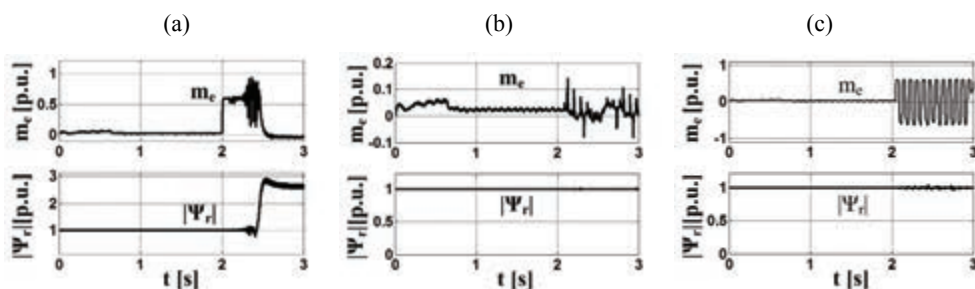
Rodzaj uszkodzenia	Wartość pobierana z czujnika prędkości	Wartość współczynnika $\gamma$
Całkowite przerwanie pętli pomiarowej	$\omega_m^m = (1 - \gamma)\omega_m$	$\gamma = 0$
Ograniczenie liczby impulsów		$0 < \gamma < 1$
Cykliczne przerywany sygnał pomiarowy		$\gamma = [0, 1]$
Offset sygnału pomiarowego		$-1 \leq \gamma \leq 1$

$\omega_m^m$  – mierzona wartość prędkości mechanicznej,  $\omega_m$  – rzeczywista wartość prędkości mechanicznej,  $\gamma$  – współczynnik pomocniczy.

Na rysunkach 2 i 3 przedstawiono wyniki eksperymentalne dotyczące wpływu trzech najbardziej istotnych uszkodzeń czujnika prędkości na pracę układu napędowego sterowanego metodą polowo zorientowaną DRFOC.



Rys. 2. Przebiegi prędkości estymowanej oraz zadanej silnika dla: całkowitego uszkodzenia czujnika prędkości (a), cyklicznego gubienia impulsów czujnika prędkości (b), zanik poszczególnych impulsów czujnika (c) dla sterowania DFOC (wyniki eksperymentalne)



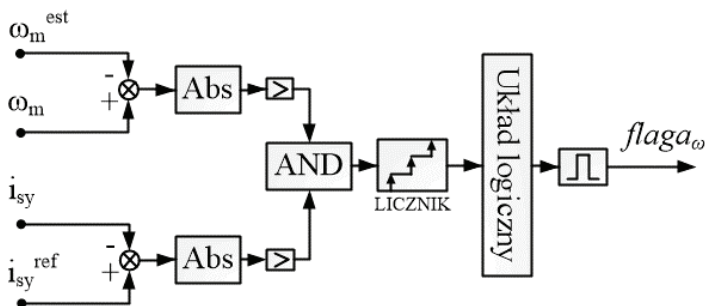
Rys. 3. Przebiegi momentu elektromagnetycznego oraz modułu strumienia wirnika dla: całkowitego uszkodzenia czujnika prędkości (a), cyklicznego gubienia impulsów czujnika prędkości (b), zanik poszczególnych impulsów czujnika (c) dla sterowania DFOC (wyniki eksperymentalne)

Jednym z najniebezpieczniejszych rodzajów uszkodzeń jest całkowite przerwanie pętli pomiarowej prędkości. W tym momencie prędkość bardzo szybko rośnie a układ regulacji wystawia maksymalnie możliwą wartość momentu elektromagnetycznego (rys. 2a, rys. 3a).

Gubienie pojedynczych impulsów nie powoduje znaczących negatywnych skutków w pracy napędu indukcyjnego, ale długotrwałe uszkodzenie może doprowadzić do niekontrolowanych zjawisk w napędzie (rys. 2b, 3b). Natomiast zanik poszczególnych impulsów sygnału pomiarowego może wynikać z drgań związanych z pracą układu napędowego w przypadku zablokowania któregoś z otworów na tarczy enkodera, czego skutkiem będzie uzyskiwana wartość zerowa prędkości kątowej dla uszkodzonego otworu. Dla każdego z przedstawionych typów awarii konieczna jest jak najszybsza jej identyfikacja i kompensacja [6], [11].

### 3. IDENTYFIKACJA I KOMPENSACJA WPLYWU AWARII CZUJNIKA PRĘDKOŚCI

Najprostszym i najczęściej opisywanym w literaturze [6], [7], [11] sposobem detekcji awarii enkodera jest porównywanie przebiegów prędkości mechanicznej oraz estymowanej przez dowolny estymator tej wielkości. Skuteczność i niezawodność takiego algorytmu zależy od dwóch aspektów. Pierwszym z nich jest wybranie możliwie najmniej wrażliwego na zmiany parametrów zastępczych silnika estymatora. Jednym z takich układów jest układ MRAS<sup>CC</sup>[4]. Drugim utrudnieniem jest ustalenie progowej wartości błędu między wybranymi sygnałami diagnostycznymi, dla której detektor powinien zostać aktywowany. W publikacjach [13] zaproponowano algorytm oparty właśnie o estymator MRAS<sup>CC</sup>, którego schemat blokowy przedstawiono na rys. 4, a zasada działania wyrażona jest zależnością (1). Detektor zostaje aktywowany jeśli wartości uchybów są większe niż dopuszczalne wartości graniczne i generuje wtedy impuls logiczny informujący o wystąpieniu uszkodzenia.

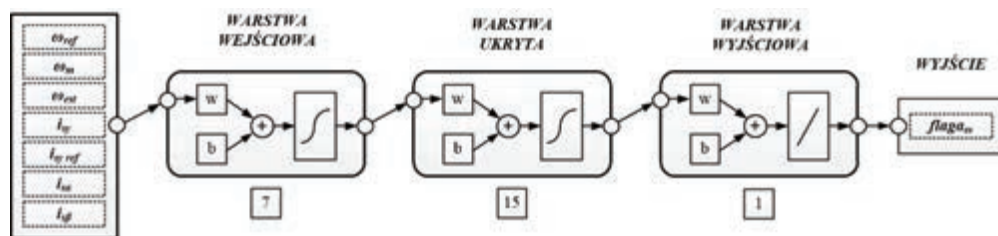


Rys. 4. Schemat blokowy detektora uszkodzeń czujnika prędkości dla sterowania wektorowego DFOC

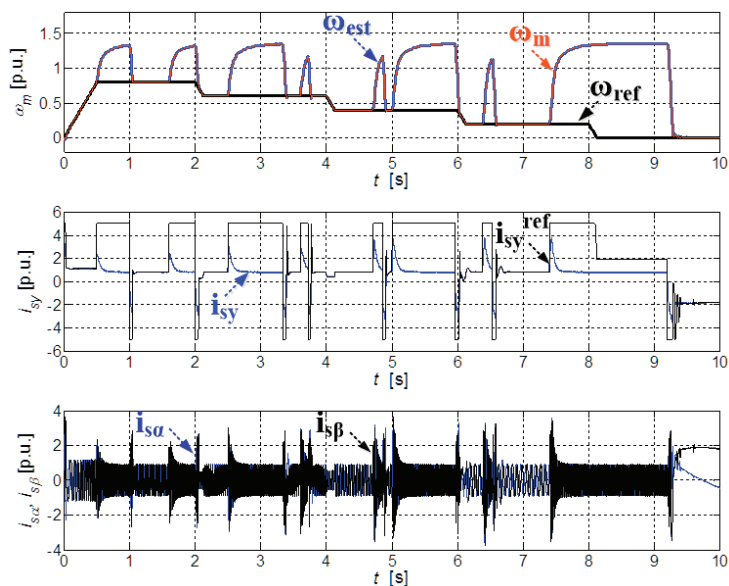
$$\text{IF} \begin{cases} |\omega_m - \omega_m^{\text{est}}| \geq \varepsilon_{1\text{DFOC}} \\ |i_{sy}^{\text{ref}} - i_{sy}| \geq \varepsilon_{2\text{DFOC}} \end{cases} \text{ THEN } \omega_m^{\text{est}} \text{ ELSE } \omega_m \quad (1)$$

gdzie:  $\varepsilon_{1\text{DFOC}} = 0,02 + 0,1 \cdot |\omega_m^{\text{ref}}|$ ,  $\varepsilon_{2\text{DFOC}}$  – dopuszczalny próg graniczny uchybu prędkości i składowej  $i_{sy}$  dla analizowanego układu napędowego sterowanego metodą DFOC.

Opracowano detektor neuronowy wykorzystujący aktualne sygnały z wewnętrznej pętli regulacji i porównano go z układem algorytmicznym (rys. 4). Schemat ideowy detektora neuronowego przedstawiono na rys. 5.

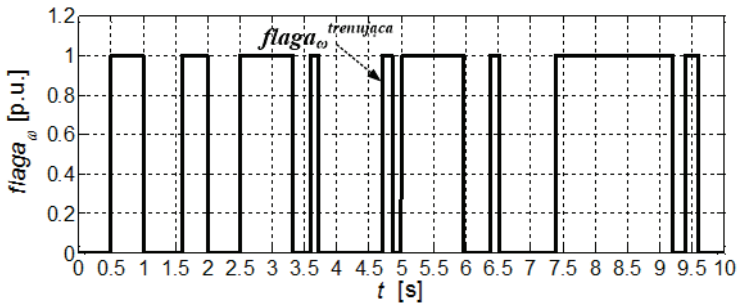


Rys. 5. Struktura statycznej sieci neuronowej służąca do detekcji uszkodzenia czujnika prędkości



Rys. 6. Przebiegi sygnałów uczących: prędkości mierzonej, referencyjnej oraz estymowanej, składowej  $i_{sy}$  prądu stojana oraz składowych  $\alpha$ - $\beta$  prądu stojana przy całkowitym uszkodzeniu enkodera przy sterowaniu DFOC (badania symulacyjne)

Sygnaly wejściowe są określone przez wektor  $\mathbf{U} = [\omega_{\text{ref}}, \omega_m, \omega_{\text{est}}, i_{\text{sy}}, i_{\text{sy ref}}, i_{\text{sa}}, i_{\text{s}\beta}]$ . W warstwie ukrytej znajduje się 15 neuronów, a w warstwie wyjściowej 1 neuron. Odpowiedzią sieci jest sygnał określający czasy występowania uszkodzeń czujnika prędkości. W procesie uczenia zastosowano algorytm Levenberga–Marquardta, który kończy się w momencie osiągnięcia minimalnego gradientu bądź określonej ilości iteracji. Badania polegające na testowaniu zaprojektowanego detektora neuronowego przeprowadzono w środowisku MATLAB z użyciem biblioteki *Neural Network Toolbox*. W procesie nauki sieci zmianie ulegała wartość prędkości zadanej w układzie sterowania wektorowego. W pierwszej chwili napęd pracował z prędkością 80% wartości znamionowej, która następnie była zmniejszana co 2 sekundy. W czasie pracy napędu dokonywano uszkodzeń czujnika prędkości kątovej i obserwowano sygnały z wewnętrznej struktury sterowania (rys. 6). Detektor uczony był wyłącznie awarii polegającej na całkowitym przerwaniu pętli pomiarowej z czujnika prędkości.



Rys. 7. Przebieg zadanego sygnału wystąpień uszkodzeń enkodera przy sterowaniu DFOC (badania symulacyjne)

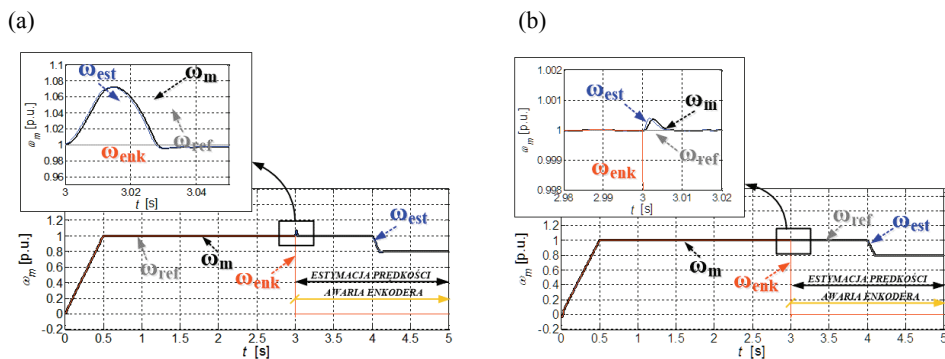
Na podstawie procesu uczenia sieci neuronowej otrzymano detektor, który zweryfikowano przy zadaniu innej trajektorii prędkości kątovej, momentu obciążenia oraz awarii występujących w innych chwilach czasowych.

#### 4. WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH

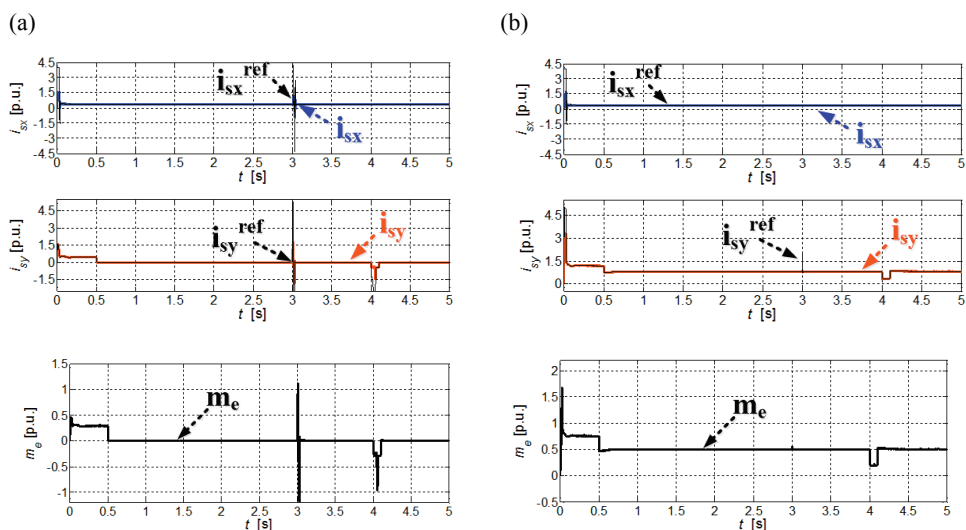
Przeprowadzone badania symulacyjne dotyczyły układu napędowego z silnikiem indukcyjnym sterowanego metodą polowo zorientowaną. Uszkodzenie czujnika prędkości wystąpiło w chwili  $t = 3$  s. Po tym czasie detektory wykrywały uszkodzenie a układ logiczny przełączał system do pracy bezczujnikowej.

Pierwsze przebiegi (rys. 8 i 9) dotyczą pracy silnika ze znamionową prędkością kątovej. Awaria polegała na całkowitym przerwaniu pętli pomiarowej z enkodera.



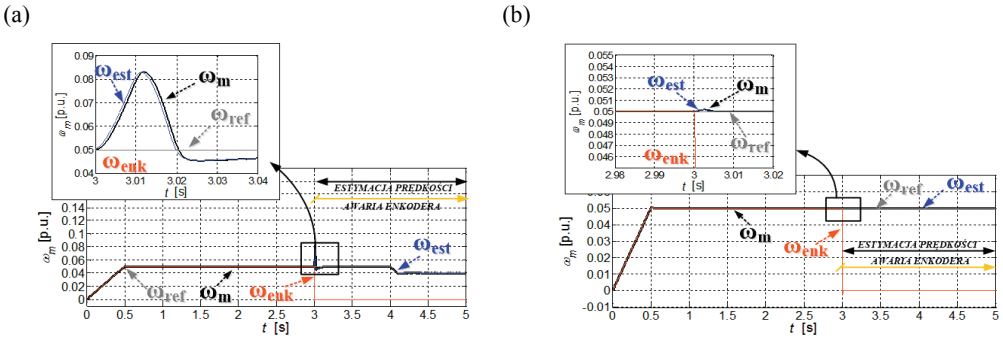


Rys. 8. Przebieg prędkości estymowanej oraz zadanej silnika dla całkowitego uszkodzenia czujnika prędkości dla sterowania FTDFOC z detektorem opartym na estymatorze MRAS (a) i sztucznej sieci neuronowej (b)

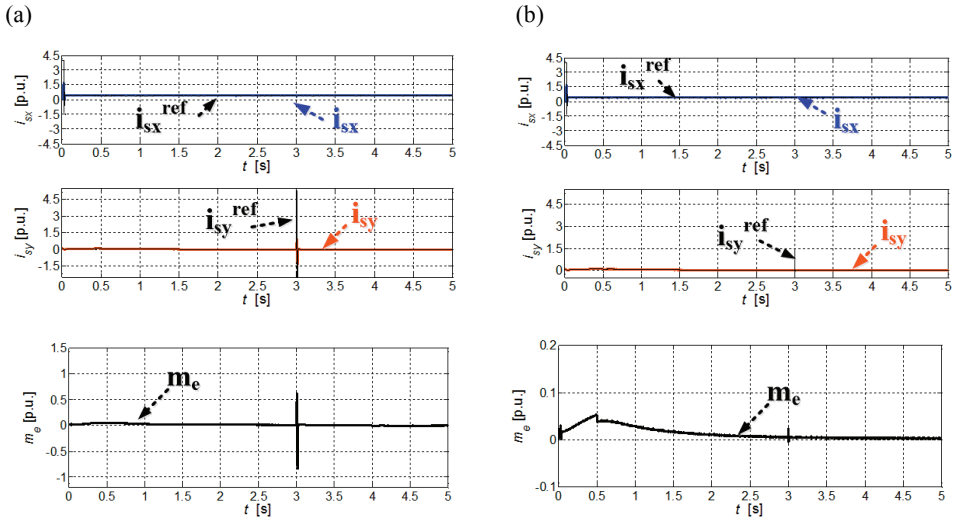


Rys. 9. Przebieg składowych x-y prądu stojana i momentu elektromagnetycznego dla całkowitego uszkodzenia czujnika prędkości dla sterowania FTDFOC z detektorem opartym na estymatorze MRAS (a) i sztucznej sieci neuronowej (b)

Układ odporny wykorzystujący estymator MRAS zadziałał stosunkowo szybko po wystąpieniu uszkodzenia, ale zauważalne są krótkotrwałe gwałtowne wzrosty amplitud prądu stojana i momentu elektromagnetycznego. Nie mniej jednak po przejściu na estymację prędkości napęd mógł pracować stabilnie. W przypadku sieci neuronowej identyfikacja wadliwego czujnika przebiegła w dużo krótszym czasie i nie wystąpiły podczas zmiany topologii układu wahania podstawowych zmiennych stanu. Analogicznie wykonano testy dla prędkości mniejszych ( $\omega_m = 0,05 \omega_{mN}$ ) niż znamionowa – rys. 10 i 11.



Rys. 10. Przebieg prędkości estymowanej oraz zadanej silnika dla całkowitego uszkodzenia czujnika prędkości dla sterowania FTDFOC z detektorem opartym na estymatorze MRAS (a) i sztucznej sieci neuronowej (b)

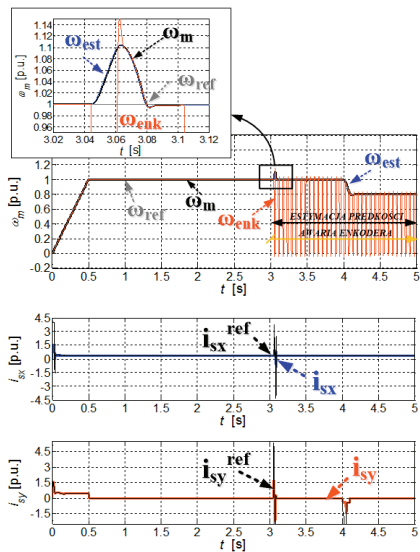


Rys. 11. Przebieg składowych x-y prądu stojana i momentu elektromagnetycznego dla całkowitego uszkodzenia czujnika prędkości dla sterowania FTDFOC z detektorem opartym na estymatorze MRAS (a) i sztucznej sieci neuronowej (b)

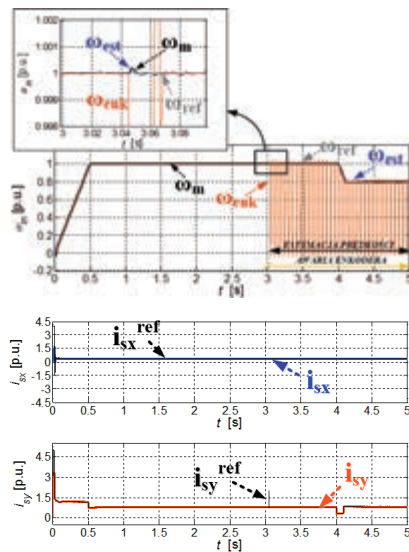
Przedstawione wyniki wskazują na to, że neuronowy detektor uszkodzeń enkodera działa szybciej zarówno dla prędkości kątownej znamionowej oraz dla wartości bliskich zeru. W przypadku układu z estymatorem MRAS zauważalne są krótkie impulsy w przebiegach momentu elektromagnetycznego oraz prądu stojana. Impulsy te mogą spowodować wyłączenie napędu przez zabezpieczenia nadprądowe.

Na rysunkach 12 i 13 zaprezentowano wyniki symulacyjne dla obu układów odpornych przy wystąpieniu pozostałych rodzajów uszkodzeń (tabela 1).

(a)

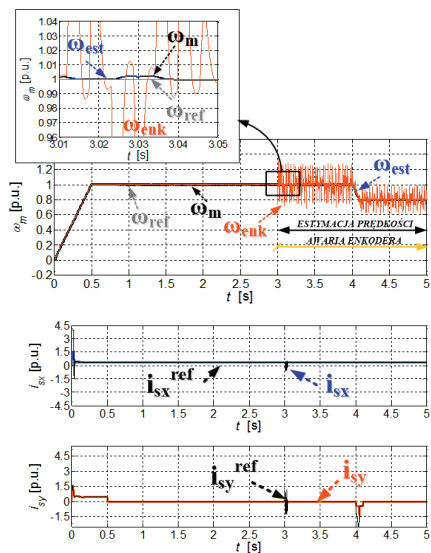


(b)

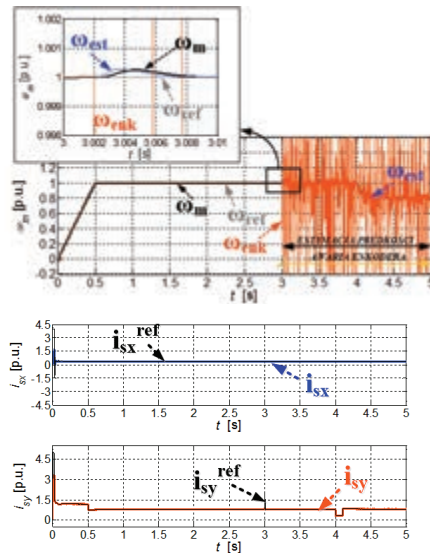


Rys. 12. Przebieg prędkości, składowych  $x$ - $y$  prądu stojana i momentu elektromagnetycznego dla zaniku poszczególnych impulsów sygnału pomiarowego z czujnika dla sterowania FTDFOC z detektorem opartym na estymatorze MRAS (a) i sztucznej sieci neuronowej (b)

(a)

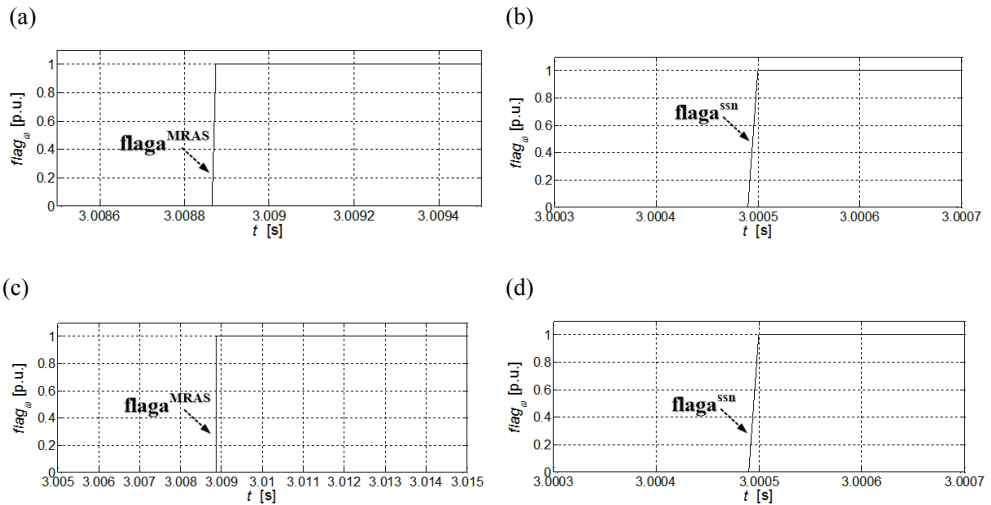


(b)



Rys. 13. Przebieg prędkości, składowych  $x$ - $y$  prądu stojana i momentu elektromagnetycznego dla cyklicznego gubienia impulsów z czujnika prędkości dla sterowania FTDFOC z detektorem opartym na estymatorze MRAS (a) i sztucznej sieci neuronowej (b)

Przy wystąpieniu uszkodzeń polegających na cyklicznym gubieniu impulsów czujnika lub zaniku poszczególnych impulsów oba detektory poprawnie wykryły awarię i przełączyły strukturę sterowania na układ z estymatorem MRAS<sup>CC</sup>. Także i w tych przypadkach szybszy okazał się detektor z siecią neuronową co wyraźnie można zauważyć w przebiegach składowych  $x$ - $y$  prądu stojana w chwili wystąpienia uszkodzenia, czyli dla  $t = 3$  s. Poniżej, na rys. 14 przedstawiono czasy wykrycia awarii dla poszczególnych detektorów w przypadku całkowitego przerwania pętli pomiarowej dla dwóch wartości prędkości silnika:  $\omega_m = \omega_{mN}$  oraz  $\omega_m = 0,05 \omega_{mN}$ .



Rys. 14. Przebieg sygnałów wyjściowych z detektora opartego na estymatorze MRAS (a) i sztucznej sieci neuronowej (b) – (wyniki symulacyjne)

Dla obu wartości prędkości kątowej silnika czasy detekcji poszczególnych detektorów są identyczne. Istotną różnicą jest fakt, że układ z siecią neuronową zadziałał szybciej o 0,001 s. Pomimo małej rozbieżności skutki w pracy silnika są zauważalne, bowiem nie występują zakłócenia w przebiegach podstawowych zmiennych stanu, tak jak ma to miejsce w układzie wykorzystującym estymator MRAS<sup>CC</sup>.

## 5. PODSUMOWANIE

W artykule przedstawiono wyniki eksperymentalne dotyczące wpływu uszkodzeń czujnika prędkości na pracę napędu z silnikiem indukcyjnym sterowanego metodą polowo zorientowaną. Uzyskane rezultaty wskazują na konieczność projektowania układów detekcji takich awarii o możliwie krótkim czasie reakcji. Spośród dwóch

zaproponowanych detektorów, lepszym okazał się ten oparty na sztucznej sieci neuronowej. Zastosowanie takiego detektora w układach odpornych pozwala na wyeliminowanie niepożądanych zakłóceń w przebiegach prądu stojana czy momentu elektromagnetycznego.

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

#### LITERATURA

- [1] ALAG S., AGOGINO A., MORJARIA M., *A methodology for intelligent sensor measurement, validation, fusion, and fault detection for equipment monitoring and diagnostics*, AI EDAM, Artificial Intelligence for Engineering Design, Analysis and Manufacturing, 2001.
- [2] ARADHYE H., *Sensor fault detection, isolation, and accommodation using neural networks, fuzzy logic and bayesian belief networks*, Master's thesis, University of New Mexico, 2002.
- [3] BLANKE M., KINNAERT M., LUNZE J. et al., *Diagnosis and fault-tolerant control*, Springer-Verlag, 2003.
- [4] DYBKOWSKI M., *Estymacja prędkości kątowej w układach napędowych o zwiększonym stopniu bezpieczeństwa*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 67, Seria: Monografie, Nr 20, Wrocław 2013.
- [5] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2003.
- [6] ISERMANN R., *Fault Diagnosis Systems. An Introduction from Fault Detection to Fault Tolerance*, Springer, New York 2006.
- [7] KLIMKOWSKI K., DYBKOWSKI M., *Analiza wektorowego układu napędowego z silnikiem indukcyjnym odpornego na uszkodzenia wybranych czujników pomiarowych*, Poznań University of Technology, Academic Journals, Electrical Engineering, 2014, No. 77, 193–200.
- [8] KLIMKOWSKI K., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., *Speed Fault Tolerant Direct Torque Control of Induction Motor Drive*, Proc. of the 16th Int. Conf. Power Electronics and Motion Control PEMC 2014, Antalya, Turkey, 21–24.09.2014.
- [9] KOWALSKI C.T., *Diagnostyka układów napędowych z silnikiem indukcyjnym z zastosowaniem metod sztucznej inteligencji*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2013.
- [10] KOWALSKI C.T., *Monitorowanie i diagnostyka uszkodzeń silników indukcyjnych z wykorzystaniem sieci neuronowych*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 57, Seria: Monografie, Nr 18, Wrocław 2005.
- [11] LI JIANG, *Sensor fault detection and isolation using system dynamics identification techniques*, PhD thesis, The University of Michigan, 2011.
- [12] ROMERO M.E., SERON M.M., DE DONA' J.A., *Sensor fault-tolerant vector control of induction motors*, IET Control Theory Applications, 2010, Vol. 4, No. 9, 1707–1724.
- [13] KLIMKOWSKI K., DYBKOWSKI M., *Analiza wektorowego układu napędowego z silnikiem indukcyjnym odpornego na uszkodzenia wybranych czujników pomiarowych*, Poznań University of Technology, Academic Journals, Electrical Engineering, 2014, No. 77, 193–200.
- [14] OSOWSKI S., *Sieci neuronowe do przetwarzania informacji*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2006.

## AN ANALYSIS OF CHOSEN SPEED SENSOR FAULT DETECTORS FOR INDUCTION MOTOR DRIVES

In the paper an analysis of chosen speed sensor fault detectors is presented. The detectors are based on speed estimation and neural network. These systems are described and compared. The fault tolerant algorithm using these detectors was applied and tested during faulted conditions. Simulation results of vector controlled FTC drive with induction motor is presented. Simulation results are performed in MATLAB/SimPowerSystem.

*silnik indukcyjny wielofazowy, sterowanie wektorowe,  
metody modulacji wektorowej, analiza, badania symulacyjne*

Jacek LISTWAN, Krzysztof PIENKOWSKI\*

## **STEROWANIE POLOWO-ZORIENTOWANE WIELOFAZOWYM SILNIKIEM INDUKCYJNYM Z ZASTOSOWANIEM METOD MODULACJI WEKTOROWEJ**

W artykule przedstawiono model matematyczny 5-fazowego silnika indukcyjnego klatkowego z 5-fazowym falownikiem napięcia. Omówiono sterowanie silnika 5-fazowego z zastosowaniem wybranych metod modulacji wektorowej opartych na wykorzystywaniu różnych kombinacji wektorów napięcia wyjściowego falownika. Przedstawiono wybrane wyniki badań symulacyjnych dla układu bezpośredniego sterowania polowo-zorientowanego DFOC silnikiem z 5-fazowym falownikiem napięcia z modulatorem wektorowym. Przeprowadzono analizę porównawczą wyników badań symulacyjnych.

### **1. WPROWADZENIE**

W przemysłowych układach napędowych dotychczas są stosowane powszechnie trójfazowe silniki indukcyjne klatkowe. W ostatnich latach występuje duże zainteresowanie zastosowaniem silników indukcyjnych klatkowych o liczbie faz uzwojenia stojana większej od trzech. Wielofazowe silniki indukcyjne klatkowe mają wiele zalet w porównaniu do konwencjonalnych silników trójfazowych. Przy tej samej mocy znamionowej silnika wartości znamionowych prądów fazowych są w układzie wielofazowym znacznie mniejsze od wartości znamionowych prądów fazowych w układzie trójfazowym. Pozwala to na zmniejszenie wymagań odnośnie obciążalności prądowej elementów energoelektronicznych przekształtnika sterującego silnikiem. Silniki o liczbie faz stojana większej od 3 mogą warunkowo pracować przy uszkodzeniu jednej lub kilku faz uzwojenia stojana. W związku z tym silniki wielofazowe mogą być stosowane w układach napędowych wymagających dużej niezawodności i pewności działania. Do innych korzystnych właściwości silników induk-

---

\* Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, Politechnika Wroclawska, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: jacek.listwan@pwr.edu.pl, krzysztof.pienkowski@pwr.edu.pl

cyjnych wielofazowych należą: zmniejszenie amplitud składowych oscylacyjnych momentu elektromagnetycznego silnika, zmniejszenie strat wywołanych wyższymi harmonicznymi prądów silnika oraz zmniejszenie amplitud wyższych harmonicznymi prądu w obwodzie pośredniczącym prądu stałego przekształtnika częstotliwości [1]–[5], [8]–[11].

Rozwój układów napędowych z silnikami wielofazowymi wymaga przeprowadzenia badań dotyczących metod sterowania tego typu silników. W pracy tej przedstawiono analizę wybranych metod modulacji wektorowej z zastosowaniem różnych kombinacji wektorów napięcia generowanych przez wielofazowy falownik napięcia zasilający uzwojenie stojana wielofazowego silnika indukcyjnego. Przeprowadzono badania symulacyjne dla różnych stanów pracy silnika indukcyjnego 5-fazowego z zastosowaniem układu sterowania polowo-zorientowanego DFOC z wybranymi metodami modulacji wektorowej.

## 2. MODEL MATEMATYCZNY WIELOFAZOWEGO SILNIKA INDUKCYJNEGO

Model matematyczny wielofazowego silnika indukcyjnego został sformułowany z uwzględnieniem następujących podstawowych założeń upraszczających: wielofazowe uzwojenie stojana i uzwojenie klatkowe wirnika rozpatruje się jako uzwojenia skupione o symetrycznych parametrach elektromagnetycznych, pomija się nieliniowość obwodu magnetycznego oraz wpływ prądów wirowych i strat w żelazie, parametry i wielkości elektromagnetyczne wirnika są przeliczone na stronę stojana.

Model matematyczny wielofazowego silnika indukcyjnego z zastosowaniem współrzędnych fazowych jest opisany przez równania różniczkowe o współczynnikach zmiennych w funkcji kąta obrotu wirnika. Przez zastosowanie odpowiednich transformacji współrzędnych stojana i wirnika otrzymuje się równania o stałych współczynnikach. Postać macierzy transformacji współrzędnych jest zależna od liczby faz  $n$  silnika wielofazowego. W ogólnym przypadku za pośrednictwem odpowiednich transformacji dokonuje się przekształcenia współrzędnych fazowych maszyny  $n$ -fazowej do składowych przetransformowanych, wyrażonych przez odpowiednią liczbę składowych w ortogonalnych układach współrzędnych oraz odpowiednią liczbę składowych zerowych. Szczegółowe zasady transformacji współrzędnych dotyczące maszyn indukcyjnych wielofazowych zostały przedstawione w publikacjach [3], [5], [8]–[10].

Równania modelu matematycznego 5-fazowego silnika indukcyjnego klatkowego wyrażone w ogólnych przetransformowanych układach współrzędnych przedstawia układ równań [3], [5], [8], [10]:

- równania napięciowe stojana i wirnika w układzie współrzędnych prostokątnych  $x$ – $y$  wirującym względem stojana z dowolną zadaną prędkością  $\omega_k$ :



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

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

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

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

- równania napięciowe stojana w dodatkowym układzie współrzędnych  $z_1$ – $z_2$ :

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

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

- równanie na moment elektromagnetyczny silnika:

$$M_e = \frac{5}{2} p_b (\psi_{sy} i_{rx} - \psi_{sx} i_{ry}), \quad (7)$$

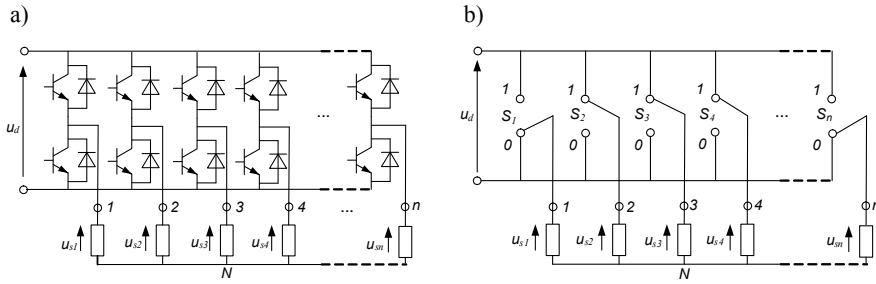
gdzie:  $u_{sx}, u_{sy}, u_{sz1}, u_{sz2}$  – składowe wektorów napięć stojana;  $i_{sx}, i_{sy}, i_{sz1}, i_{sz2}$  – składowe wektorów prądów stojana;  $i_{rx}, i_{ry}$  – składowe wektora prądu wirnika;  $\psi_{sx}, \psi_{sy}, \psi_{sz1}, \psi_{sz2}$  – składowe wektorów strumieni sprzężonych stojana;  $\psi_{rx}, \psi_{ry}$  – składowe wektora strumienia sprzężonego wirnika;  $M_e$  – moment elektromagnetyczny;  $R_s, R_r$  – rezystancja fazowa stojana i wirnika;  $p_b$  – liczba par biegunów silnika;  $x, y, z_1, z_2$  – indeksy dla oznaczenia osi przetransformowanych układów współrzędnych;  $p = d/dt$  – operator różniczkowania względem czasu.

W układzie równań (1)–(7) pominięto równania napięciowe dla składowych  $z_1$ – $z_2$  wirnika oraz dla składowych zerowych stojana i wirnika, ponieważ dla rozpatrywanego silnika równania te są tożsamościowo równe zeru.

### 3. ANALIZA I MODELOWANIE FALOWNIKA NAPIĘCIA

#### 3.1. MODELOWANIE WIELOFAZOWEGO FALOWNIKA NAPIĘCIA

Wielofazowe silniki indukcyjne są zasilane przez wielofazowe falowniki napięcia o liczbie gałęzi równej liczbie faz  $n$  silnika. Na rysunku 1a przedstawiono schemat ogólny, a na rysunku 1b model łącznikowy wielofazowego falownika napięcia. W przypadku najczęściej stosowanego 2-poziomowego falownika napięcia każda gałąź falownika składa się z dwóch sterowanych przemiennie łączników energoelektronicznych. Przy założeniu idealnego działania zaworów falownika każda gałąź falownika może być przedstawiona w postaci łącznika dwustanowego  $S_i$  ( $i = 1, \dots, n$ ). Liczba  $m$  możliwych kombinacji stanów łączników  $n$ -fazowego falownika jest równa  $m = 2^n$ .



Rys. 1. Schematy wielofazowego falownika napięcia: a) schemat ogólny, b) model łącznikowy

Z poszczególnymi kombinacjami stanów łączników wielofazowego falownika napięcia związane jest generowanie odpowiednich  $n$ -fazowych systemów napięć fazowych falownika. Zależność między stanami łączników falownika i napięciami fazowymi uzwojenia stojana, przyłączonego do falownika ma postać:

$$\begin{bmatrix} u_{s1} \\ u_{s2} \\ \vdots \\ u_{sn} \end{bmatrix} = \frac{1}{n} u_d \begin{bmatrix} n-1 & -1 & \dots & -1 \\ -1 & n-1 & \dots & -1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -1 & -1 & \dots & n-1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ \dots \\ S_n \end{bmatrix}, \quad (8)$$

gdzie:  $n$  – liczba faz silnika i falownika;  $u_{si}$  – wartość chwilowa napięcia fazowego  $i$ -tej fazy stojana silnika wielofazowego ( $i = 1, \dots, n$ );  $u_d$  – wartość chwilowa napięcia obwodu pośredniczącego DC falownika;  $S_i$  – odpowiednio wartość chwilowa (0 lub 1) określająca stan logiczny załączenia łącznika w  $i$ -tej gałęzi falownika ( $i = 1, \dots, n$ ).

### 3.2. ANALIZA 5-FAZOWEGO SYSTEMU NAPIĘĆ FALOWNIKA

W dalszej analizie rozpatrywany jest 5-fazowy falownik napięcia, który generuje 5-fazowy system napięć fazowych, zasilających 5-fazowe uzwojenie stojana silnika indukcyjnego. Wielofazowy system napięć falownika jest przekształcany do systemu napięć przetransformowanych z zastosowaniem tych samych transformacji jakie są stosowane do transformacji wielkości elektromagnetycznych obwodów stojana silnika wielofazowego. Składowe przetransformowane wyrażone w prostokątnych układach współrzędnych mogą być rozpatrywane jako odpowiednie składowe wektora przestrzennego danej wielkości elektromagnetycznej. Stąd możliwe jest bezpośrednie powiązanie wartości chwilowych wektorów przestrzennych napięć stojana wymuszanych przez 5-fazowy falownik napięcia z wartościami chwilowymi stanów łączników falownika i wartością napięcia w obwodzie DC falownika przez zależności [6], [7]:

$$\underline{u}_{s\alpha\beta} = u_{s\alpha} + j u_{s\beta} = \frac{2}{5} u_d (S_1 + \underline{a} S_2 + \underline{a}^2 S_3 + \underline{a}^3 S_4 + \underline{a}^4 S_5), \quad (9)$$

$$\underline{u}_{sz} = u_{sz1} + ju_{sz2} = \frac{2}{5}u_a(S_1 + \underline{a}^2S_2 + \underline{a}^4S_3 + \underline{a}^6S_4 + \underline{a}^8S_5), \quad (10)$$

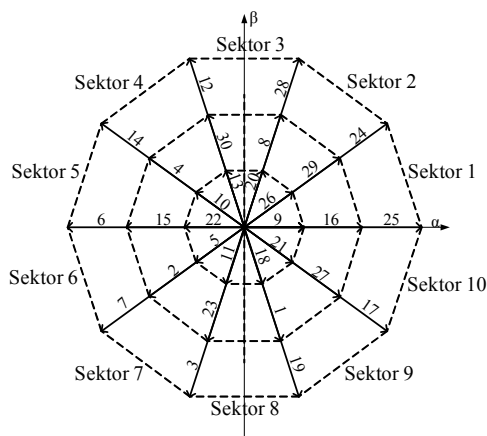
gdzie:  $\underline{a} = \exp(j2\pi/5)$ .

W transformacji określonej równaniem (9) przyjęto układ współrzędnych prostokątnych nieruchomy względem stojana (czyli wirujący z  $\omega_k = 0$ ), który oznaczono jako układ  $\alpha$ - $\beta$ , a w transformacji określonej równaniem (10) przyjęto układ współrzędnych prostokątnych  $z1$ - $z2$ .

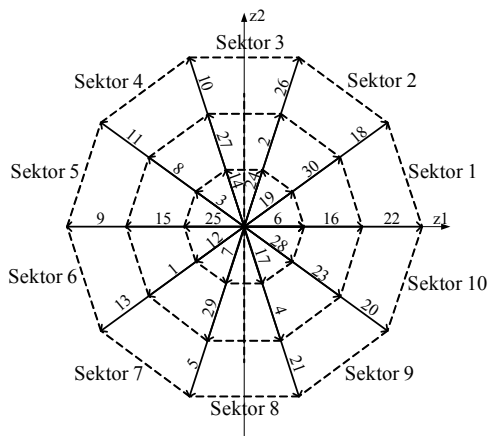
Na rysunku 2 przedstawiono zbiory wektorów napięcia stojana generowanych przez 5-fazowy falownik napięcia dla wszystkich  $m = 32$  stanów łączników falownika. Na rysunku 2a przedstawiono zbiór wektorów napięcia  $\underline{u}_{s\alpha\beta}$ , a na rysunku 2b zbiór wektorów napięcia  $\underline{u}_{sz}$  wyrażonych w układzie współrzędnych prostokątnych  $z1$ - $z2$  [6], [7].

Pod względem wartości modułu wektora napięcia w zbiorze wektorów napięcia  $\underline{u}_{s\alpha\beta}$  można wyróżnić 30 wektorów niezerowych, nazywanych aktywnymi oraz 2 wektory zerowe (o wartości modułu równej 0). Z kolei 30 niezerowych wektorów aktywnych można podzielić na 10 grup wektorów, przy czym każda grupa składa się z trzech współliniowych wektorów o różnych długościach: wektora o dużej długości, wektora o średniej długości i wektora o małej długości. Taka sama liczba wektorów napięcia i zasada ich podziału dotyczy zbioru wektorów napięcia  $\underline{u}_{sz}$ . Na rysunku 2 wektory zerowe zostały oznaczone numerami 0 i 31, a wektory niezerowe aktywne numerami od 1 do 30. Liczba dziesiętna określająca numer wektora napięcia może być zamieniona na 5-pozycyjną liczbę w systemie binarnym. Kolejne bity tej liczby binarnej wyznaczają wartości logiczne odpowiadające stanom poszczególnych łączników w rozpatrywanym modelu 5-fazowego falownika.

a)



b)



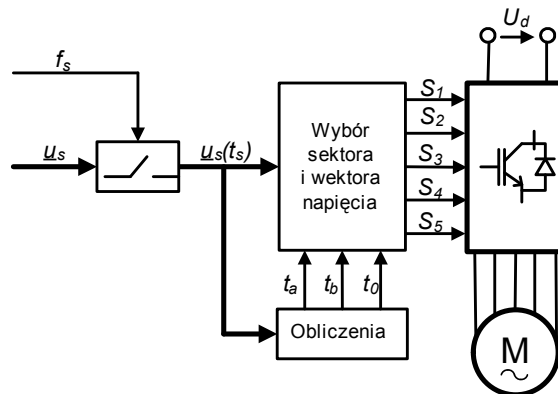
Rys. 2. Wektory napięcia stojana generowane przez 5-fazowy falownik napięcia:  
a) wektory napięcia  $\underline{u}_{s\alpha\beta}$ ; b) wektory napięcia  $\underline{u}_{sz}$

#### 4. ANALIZA METOD MODULACJI WEKTOROWEJ 5-FAZOWEGO FALOWNIKA NAPIĘCIA

Idea modulacji wektorowej *SVM* (*Space Vector Modulation*) jest oparta na formowaniu zadanych wartości napięć wyjściowych z falownika napięcia na podstawie generacji w zadanych przedziałach czasowych w okresie impulsowania określonych wektorów napięcia. W algorytmie modulacji SVM dla falownika 5-fazowego wektor zadanego napięcia wyjściowego falownika może być generowany dla każdego okresu impulsowania z wykorzystaniem wyboru różnych kombinacji z 32 dostępnych wektorów napięcia. W związku z dużą liczbą wektorów napięcia generowanych przez falowniki wielofazowe możliwe jest sformułowanie wielu różnych metod modulacji wektorowej falownika.

W pracy tej przedstawiono analizę dwóch wybranych metod modulacji wektorowej do sterowania łączników energoelektronicznych 5-fazowego falownika napięcia. Pierwsza metoda modulacji jest oparta na wykorzystywaniu tylko długich i zerowych wektorów napięcia, a metoda druga modulacji polega na odpowiednim wykorzystywaniu kombinacji wektorów długich i wektorów o średniej długości oraz wektorów zerowych. W zależności od wyboru metody modulacji otrzymuje się różne wartości określające długości przedziałów czasowych w których następują załączenia wektorów aktywnych i wektorów zerowych napięcia.

Na rysunku 3 przedstawiono schemat blokowy przedstawiający zasadę modulacji wektorowej falownika 5-fazowego [12]. Zadana przez układ sterowania wartość wektor napięcia stojana  $\underline{u}_s$  jest próbkowana z częstotliwością  $f_s = 1/T_s$ , a następnie wykorzystywana do obliczania czasów  $t_a$ ,  $t_b$  i  $t_0$ . Wartości czasów  $t_a$ ,  $t_b$  i  $t_0$  określają odpowiednio długości przedziałów czasowych załączeń wektorów aktywnych i wektorów zerowych napięcia.



Rys. 3. Zasada modulacji wektorowej 5-fazowego falownika napięcia

Modulatory SVM mogą pracować w trzech obszarach pracy: w obszarze liniowym, dla którego wartość współczynnika modulacji  $M$  zawiera się w przedziale  $(0 \div 0,907)$ , w obszarze nadmodulacji ze współczynnikiem modulacji  $M$  w przedziale  $(0,907 \div 1)$  i w obszarze pracy blokowej dla  $M > 1$  [12].

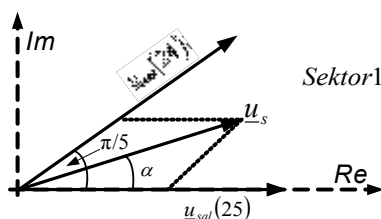
#### 4.1. METODA MODULACJI Z WYKORZYSTANIEM DŁUGICH WEKTORÓW NAPIĘCIA FALOWNIKA

Ta metoda modulacji jest oparta na syntezie wartości zadanej wektora napięcia  $\underline{u}_s$  falownika z zastosowaniem generacji w okresie impulsowania tylko dwóch długich wektorów napięcia  $\underline{u}_{sa1}$  i  $\underline{u}_{sb1}$ , których kierunki określają sektor położenia zadanego wektora napięcia oraz dwóch wektorów zerowych napięcia  $\underline{u}_{s0}$  i  $\underline{u}_{s31}$ . Zasada tej metody modulacji wektorowej 5-fazowego falownika napięcia może być przedstawiona przez następującą zależność:

$$\underline{u}_s \cdot T_s = \underline{u}_{sa1} \cdot t_a + \underline{u}_{sb1} \cdot t_b + \underline{u}_{s0} \cdot \frac{t_0}{2} + \underline{u}_{s31} \cdot \frac{t_0}{2} \quad (11)$$

gdzie:  $\underline{u}_{sa1}, \underline{u}_{sb1}$  – wektory długie napięcia falownika;  $\underline{u}_{s0}, \underline{u}_{s31}$  – wektory zerowe napięcia falownika;  $t_a, t_b$  – przedziały czasowe załączenia wektorów długich napięcia;  $t_0$  – przedział czasowy załączenia wektorów zerowych napięcia.

Interpretację graficzną metody modulacji wektorowej z zastosowaniem tylko długich i zerowych wektorów napięcia falownika przedstawiono na rysunku 4.



Rys. 4. Zasada modulacji wektorowej pięciofazowego falownika napięcia z zastosowaniem wyboru długich i zerowych wektorów napięcia

W przypadku tej metody modulacji, wektor zadanego napięcia falownika jest generowany z wykorzystaniem tylko dwóch sąsiednich wektorów aktywnych, położonych w danym sektorze oraz dwóch wektorów zerowych. Długości przedziałów czasowych załączenia poszczególnych wektorów są obliczane z zależności [12]:

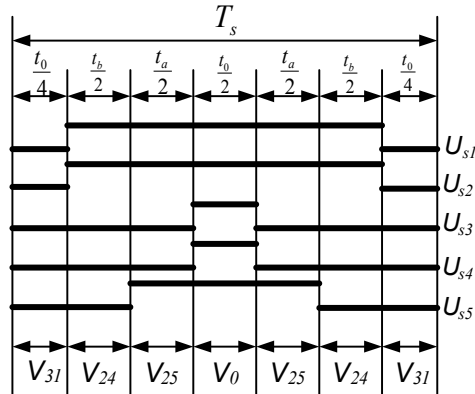
$$t_a = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} MT_s \sin\left(\frac{\pi}{5} - \alpha\right), \quad t_b = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} MT_s \sin(\alpha), \quad (12)$$

$$t_0 = T_s - t_a - t_b, \quad (13)$$

$$M = \frac{U_s}{\frac{2}{\pi} u_d}, \quad (14)$$

gdzie:  $M$  – współczynnik głębokości modulacji,  $\alpha$  – kąt określający położenie wektora zadanego  $\underline{u}_s$ ;  $U_s$  – moduł zadanego wektora napięcia  $\underline{u}_s$ .

Na rysunku 5 przedstawiono przedziały czasowe odpowiadające kolejności załączeń wektorów aktywnych i wektorów zerowych napięcia falownika dla metody modulacji z wykorzystaniem tylko długich wektorów napięcia i przypadku, gdy wektor napięcia zadanego jest położony w sektorze 1.



Rys. 5. Kolejność załączeń wektorów aktywnych i zerowych przy wykorzystaniu tylko długich wektorów napięcia dla położenia wektora zadanego w sektorze 1

#### 4.2. METODA MODULACJI Z WYKORZYSTANIEM WEKTORÓW DŁUGICH I WEKTORÓW ŚREDNICH NAPIĘCIA FALOWNIKA

Metoda ta jest oparta na syntezie zadanego wektora napięcia falownika  $\underline{u}_s$  z zastosowaniem generacji w okresie impulsowania odpowiednio dwóch długich wektorów napięcia  $\underline{u}_{sal}$  i  $\underline{u}_{sbl}$ , dwóch średnich wektorów napięcia  $\underline{u}_{sam}$  i  $\underline{u}_{sbm}$  oraz dwóch wektorów zerowych napięcia  $\underline{u}_{s0}$  i  $\underline{u}_{s31}$ . Wybierane są długie i średnie wektory napięcia, których kierunki określają sektor chwilowego położenia zadanego wektora napięcia falownika.

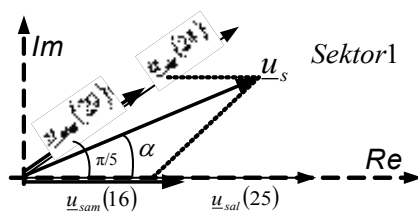
Zasada tej metody modulacji wektorowej 5-fazowego falownika napięcia może być przedstawiona przez następującą zależność:

$$\underline{u}_s \cdot T_s = \underline{u}_{sam} \cdot t_{am} + \underline{u}_{sal} \cdot t_{al} + \underline{u}_{sbm} \cdot t_{bm} + \underline{u}_{sbl} \cdot t_{bl} + \underline{u}_{s0} \cdot \frac{t_0}{2} + \underline{u}_{s31} \cdot \frac{t_0}{2}, \quad (15)$$

gdzie:  $\underline{u}_{sal}$ ,  $\underline{u}_{sbl}$  – wektory długie napięcia falownika,  $\underline{u}_{sam}$ ,  $\underline{u}_{sbm}$  – wektory średnie napięcia falownika,  $\underline{u}_{s0}$ ,  $\underline{u}_{s31}$  – wektory zerowe napięcia falownika;  $t_{al}$ ,  $t_{bl}$  – przedziały czasowe

załączenia wektorów długich napięcia;  $t_{am}$ ,  $t_{bm}$  – przedziały czasowe załączenia wektorów średnich napięcia;  $t_0$  – przedział czasowy załączenia wektorów zerowych napięcia.

Interpretację graficzną metody modulacji wektorowej z zastosowaniem długich, średnich i zerowych wektorów napięcia falownika przedstawiono na rysunku 6.



Rys. 6. Zasada modulacji wektorowej pięciofazowego falownika napięcia z zastosowaniem wyboru długich, średnich i zerowych wektorów napięcia

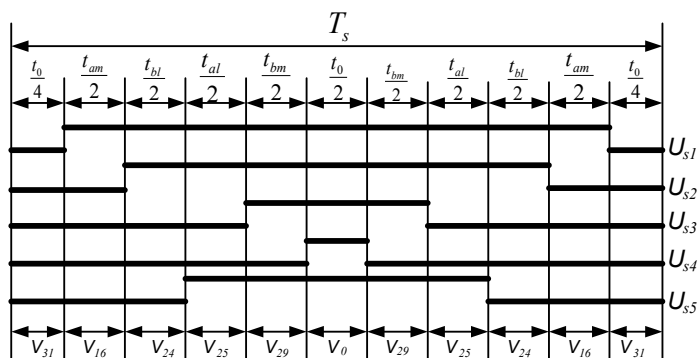
Długości przedziałów czasowych załączenia poszczególnych wektorów napięcia są określone przez zależności:

$$t_{al} = t_a \frac{|\underline{u}_l|}{|\underline{u}_l| + |\underline{u}_m|}, \quad t_{am} = t_a \frac{|\underline{u}_m|}{|\underline{u}_l| + |\underline{u}_m|}, \quad (16)$$

$$t_{bl} = t_b \frac{|\underline{u}_l|}{|\underline{u}_l| + |\underline{u}_m|}, \quad t_{bm} = t_b \frac{|\underline{u}_m|}{|\underline{u}_l| + |\underline{u}_m|}, \quad (17)$$

$$t_0 = T_s - t_{al} - t_{am} - t_{bl} - t_{bm}, \quad (18)$$

gdzie:  $\|\underline{u}_{am}\| = \|\underline{u}_{bm}\| = \|\underline{u}_m\| = (2/5)u_d$  – wartości modułów średnich wektorów napięcia.



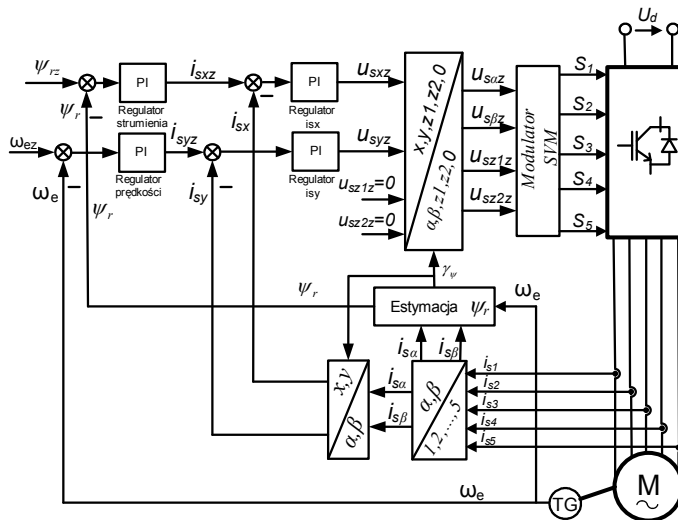
Rys. 7. Kolejność i przedziały załączeń wektorów aktywnych i zerowych przy wykorzystaniu długich, średnich i zerowych wektorów napięcia dla położenia wektora zadanego w sektorze 1

Na rysunku 7 przedstawiono przedziały czasowe odpowiadające kolejności załączeń wektorów aktywnych i wektorów zerowych napięcia falownika dla metody modulacji z wykorzystaniem długich i średnich wektorów napięcia i przypadku, gdy wektor napięcia zadanego jest położony w sektorze 1.

## 5. UKŁAD BEZPOŚREDNIEGO STEROWANIA POŁOWO-ZORIENTOWANEGO DFOC Z SILNIKIEM INDUKCYJNYM 5-FAZOWYM

Schemat układu wektorowego sterowania silnika indukcyjnego 5-fazowego z zastosowaniem metody bezpośredniego sterowania połowo-zorientowanego DFOC z modulatorem wektorowym został przedstawiony na rys. 8.

W układzie sterowania zastosowano dwie nadrzędne pętle regulacji: prędkości kątowej silnika i modułu wektora strumienia wirnika oraz dwie podporządkowane pętle regulacji: składowej wektora prądu stojana w osi  $x$  i w osi  $y$ . Regulator prędkości wyznacza wartość zadaną składowej wektora prądu stojana  $i_{syz}$ , a regulator strumienia wartość zadaną składowej wektora prądu  $i_{sxz}$ . Wartości zadane tych składowych wektorów prądów stojana są porównywane z wartościami mierzonych prądów stojana przetransformowanych do układu współrzędnych  $x$  i  $y$ . Regulatory tych prądów generują na swoich wyjściach wartości zadane napięć  $u_{sxz}$  i  $u_{syz}$ , które są następnie transformowane do układu współrzędnych  $\alpha$ - $\beta$ . Zadane składowe wektora napięcia w osiach  $\alpha$  i  $\beta$  podawane są na blok modulatora wektorowego, w którym obliczane są czasy załączeń łączników w poszczególnych fazach przekształtnika.



Rys. 8. Układ wektorowego sterowania silnikiem 5-fazowym z zastosowaniem metody DFOC



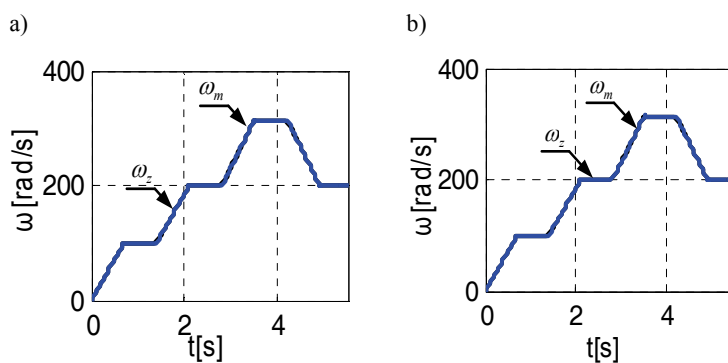
W układzie sterowania DFOC stosowany jest blok estymacji wektora strumienia wirnika, który na podstawie sygnałów pomiarowych i modelu matematycznego silnika wyznacza chwilową wartość modułu i kąta położenia wektora strumienia wirnika.

## 6. WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH

Badania symulacyjne zostały przeprowadzone dla silnika indukcyjnego klatkowego 5-fazowego o parametrach:  $P_N = 3 \text{ kW}$ ,  $U_{fN} = 230 \text{ V}$ ,  $f_N = 50 \text{ Hz}$ ,  $p_b = 2$ ,  $R_s = 10 \text{ } \Omega$ ,  $R_r = 6,3 \text{ } \Omega$ ,  $L_{ls} = 0,04 \text{ H}$ ,  $L_{lr} = 0,04 \text{ H}$ ,  $L_m = 0,42 \text{ H}$ .

Badania symulacyjne zostały wykonane z wykorzystaniem dwóch metod modulacji. Pierwsza metoda wykorzystuje tylko długie i zerowe wektory napięcia, a druga kombinację wektorów średnich i wektorów długich oraz wektory zerowe napięcia. Badania symulacyjne zostały wykonane dla różnych trajektorii prędkości obrotowej silnika. W określonych przedziałach czasu wymuszano skokowe zmiany momentu obciążenia silnika.

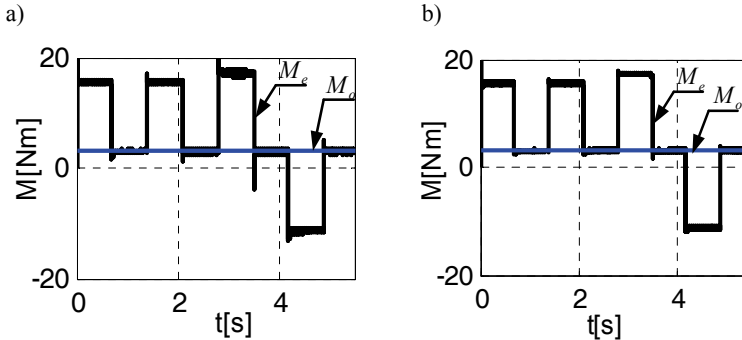
Na poniższych rysunkach przedstawiono porównanie wyników badań symulacyjnych dla wybranych metod modulacji. Rysunek 9 przedstawia przebiegi zadanej oraz mierzonej prędkości obrotowej silnika odpowiednio dla struktury z modulatorem wykorzystującym tylko długie wektory napięcia oraz dla struktury z wykorzystaniem wektorów o różnej długości. Dla rozpatrywanych metod oraz stanów pracy napędu uzyskano dużą zgodność trajektorii rzeczywistej i zadanej prędkości obrotowej silnika.



Rys. 9. Przebieg zadanej i mierzonej prędkości silnika dla struktury z modulatorem wektorowym: a) wykorzystującym tylko długie wektory napięcia, b) wykorzystującym długie i średnie wektory napięcia

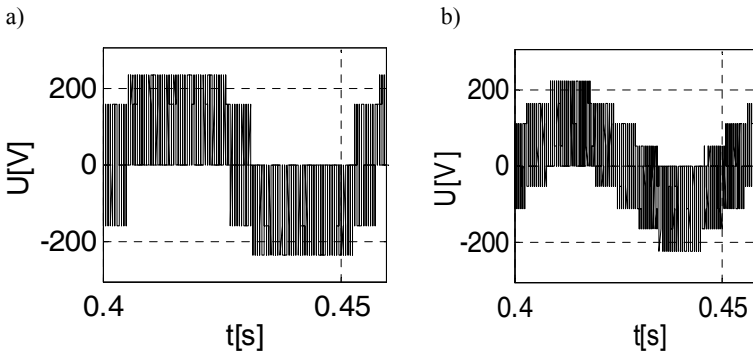
Rysunek 10 przedstawia przebiegi chwilowe momentu elektromagnetycznego silnika oraz momentu obciążenia. Zaobserwowano, że występuje szybka reakcja silnika na zmiany obciążenia mechanicznego. W przebiegu momentu elektromagnetycznego

silnika w strukturze sterowania wektorowego z modulatorem wykorzystującym tylko długie wektory napięcia występują nieznaczne przeregulowania podczas przechodzenia napędu ze stanu dynamicznego do stanu statycznego. Odchyłki te nie wystąpiły w analizie układu sterowania z modulatorem wykorzystującym kombinację średnich i długich wektorów napięcia.



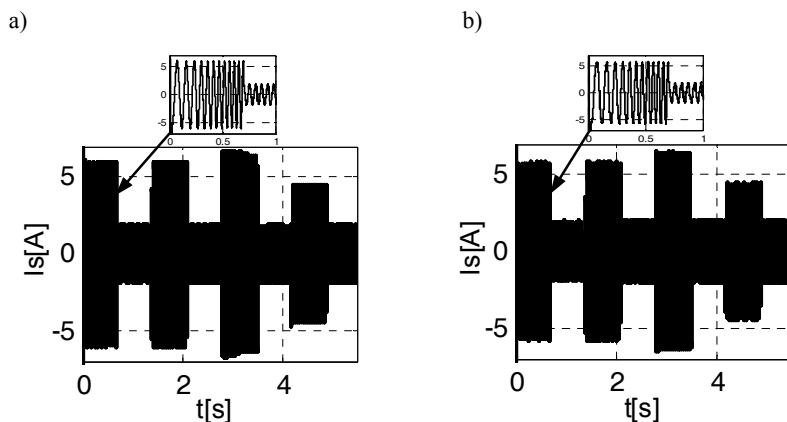
Rys. 10. Przebiegi wartości chwilowej momentu elektromagnetycznego i momentu obciążenia dla struktury sterowania z modulatorem wektorowym:  
 a) wykorzystującym tylko długie wektory napięcia,  
 b) wykorzystującym długie i średnie wektory napięcia

Na rysunku 11 przedstawiono przebiegi chwilowe napięcia fazowego w jednej z faz stojana wymuszanego przez 5-fazowy falownik napięcia dla różnych metod modulacji. Z porównania obu przebiegów wynika, że przy drugiej metodzie modulacji przebieg chwilowy napięcia fazowego stojana jest bardziej zbliżony do przebiegu sinusoidalnego, co wskazuje na celowość stosowania tej metody modulacji.



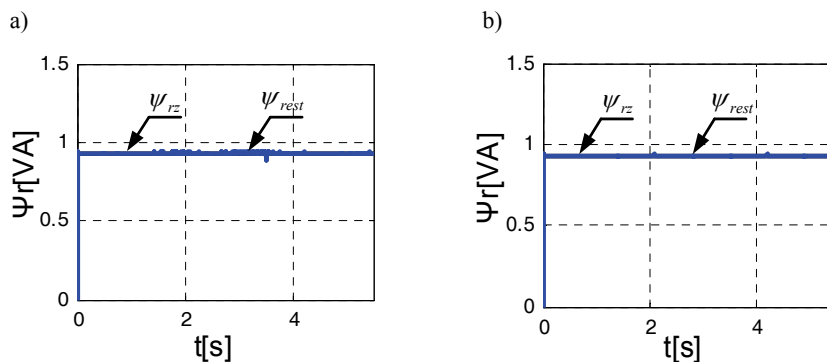
Rys. 11. Przebieg chwilowy napięcia fazowego w jednej z faz stojana dla struktury sterowania z modulatorem wektorowym: a) wykorzystującym tylko długie wektory napięcia,  
 b) wykorzystującym długie i średnie wektory napięcia

Rysunek 12 przedstawia przebiegi prądu w pierwszej fazie stojana. Wartość prądu jest zależna od stanu pracy napędu i wzrasta w stanach dynamicznych oraz ustala się na wartości znamionowej w stanach statycznych. Przebiegi prądu stojana nie wykazują znaczących różnic w strukturach sterowania z modulatorem wektorowym wykorzystującym różne kombinacje wektorów napięcia.



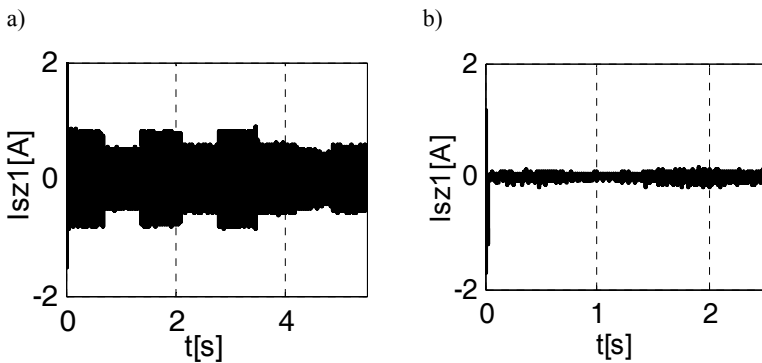
Rys. 12. Przebiegi prądu w pierwszej fazie silnika dla struktury sterowania z modulatorem wektorowym: a) wykorzystującym tylko długie wektory napięcia, b) wykorzystującym długie i średnie wektory napięcia

Na rysunku 13 przedstawiono przebiegi zadanej i estymowanej wartości modułu strumienia wirnika. Zaobserwowano, że strumień regulowany jest na wartości zadanej przez cały czas pracy układu napędowego, nie występują przeregulowania i uchyby ustalone niezależnie od sposobu pracy modulatora wektorowego.

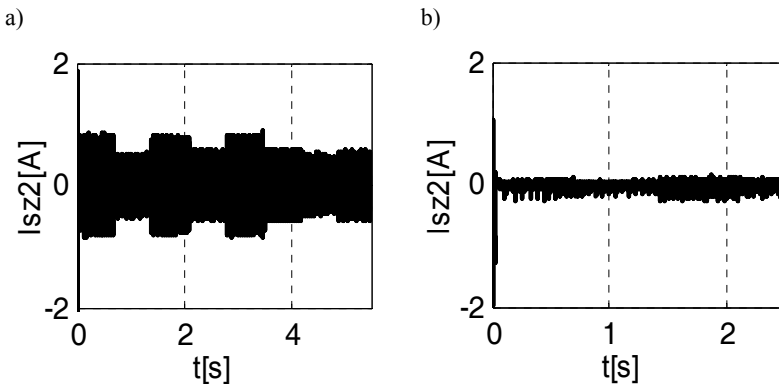


Rys. 13. Przebiegi wartości zadanej i estymowanej modułu strumienia wirnika dla struktury sterowania z modulatorem wektorowym: a) wykorzystującym tylko długie wektory napięcia, b) wykorzystującym długie i średnie wektory napięcia

Rysunki 14 i 15 przedstawiają przebiegi prądów w dodatkowych układach współrzędnych  $z1$  i  $z2$ . Prądy te nie uczestniczą w wytwarzaniu momentu elektromagnetycznego lecz powodują wzrost amplitud prądów fazowych stojana i strat mocy w uzwojeniach, dlatego podczas opracowywania struktur sterowania należy dążyć do minimalizowania ich wartości. Przedstawione poniżej rysunki ukazują znaczną różnicę pomiędzy wartościami tych prądów dla struktur sterowania wektorowego z modulatorem wykorzystującym tylko długie wektory napięcia oraz kombinację wektorów długich i wektorów średnich. Przy wykorzystaniu pierwszej metody modulacji wartości prądów przyjmują znacznie większe wartości niż przy zastosowaniu drugiej metody modulacji.



Rys. 14. Przebiegi prądu w osi  $z1$  dla struktury sterowania z modulatorem wektorowym:  
 a) wykorzystującym tylko długie wektory napięcia,  
 b) wykorzystującym długie i średnie wektory napięcia



Rys. 15. Przebiegi prądu w osi  $z2$  dla struktury sterowania z modulatorem wektorowym:  
 a) wykorzystującym tylko długie wektory napięcia,  
 b) wykorzystującym długie i średnie wektory napięcia

## 7. PODSUMOWANIE

W artykule przedstawiono możliwość sterowania silnika indukcyjnego 5-fazowego z zastosowaniem połowo-zorientowanego układu sterowania wektorowego DFOC. Został opracowany algorytm sterowania wektorowego ze szczególnym uwzględnieniem metod modulacji wektorowej. W publikacji przedstawiono wyniki analiz oraz badań symulacyjnych dla struktury sterowania wektorowego z modulatorem opartym na dwóch założeniach. Jedna z metod obejmowała wykorzystanie tylko długich wektorów napięcia, a druga polegała na uwzględnieniu kombinacji wektorów średnich i wektorów długich. Zaobserwowano, że wybór sposobu modulacji nie ma wpływu na przebiegi prędkości obrotowej silnika, prądów fazowych stojana oraz modułu strumienia wirnika. Dla tych przebiegów uzyskano zadowalające wyniki, nie zaobserwowano przeregulowań i uchybów ustalonych. W przebiegu momentu elektromagnetycznego silnika w strukturze sterowania wektorowego z modulatorem wykorzystującym tylko długie wektory napięcia występują nieznaczne przeregulowania podczas przechodzenia napędu ze stanu dynamicznego do stanu statycznego. Odchyłki te nie wystąpiły w układzie sterowania z modulatorem wykorzystującym kombinację średnich i długich wektorów napięcia. Znaczne różnice wystąpiły w przebiegach prądów w dodatkowych układach współrzędnych. Wybór bardziej złożonej metody modulacji wykorzystującej kombinację wektorów długich i wektorów o średniej długości pozwolił na znaczną minimalizację wartości tych prądów.

## LITERATURA

- [1] IQBAL A., LEVI E., *Space Vector PWM Techniques for Sinusoidal Output Voltage Generation with a Five-phase Voltage Source Inverter*, Electric Power Components and System, 2006, Vol. 34, No. 2.
- [2] LEVI E., JONES M., VUKOSAVIC S.N., *A Novel Concept of a Multiphase, Multimotor Vector Controlled Drive System Supplied From a Single Voltage Source Inverter*, IEEE Trans. on Power Electronics, 2004, Vol. 19, No. 2, 320–335.
- [3] LEVI E., BOJOI R., PROFUMO F., TOLIYAT H.A., WILLIAMSON S., *Multiphase induction motor drives – a technology status review*, IET Electr. Power Appl., 2007, 489–516.
- [4] LEVI E., *Multiphase electric machines for variable-speed applications*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, Vol. 55, No. 5, 1893–1909.
- [5] LISTWAN J., PIENKOWSKI K., *Analiza układów sterowania wektorowego wielofazowym silnikiem indukcyjnym*, Zeszyty Problemowe, Maszyny Elektryczne (Kommel), 2014, nr 3, 235–240.
- [6] LOGAN R., AUZANI J., KASRUL A., TOLE S., SUNDRAM R., MOHD H.J., *Improved Torque Control Performance of Direct Torque Control for 5-Phase Induction Machine*, International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS), Vol. 3, No. 4, 391–399.
- [7] NAMHUN K., MINHUEI K., *Modified Direct Torque Control System of Five Phase Induction Motor*, Journal of Electrical Engineering & Technology, 2009, Vol. 4, No. 2, 266–271.
- [8] PIENKOWSKI K., *Analiza i sterowanie wielofazowego silnika indukcyjnego klatkowego*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 65, Seria: Studia i Materiały, Nr 31, 2011, 305–319.

- [9] PIENKOWSKI K., *Analysis and control of dual stator winding induction motor*, Archives of Electrical Engineering, 2012, Vol. 61, No. 3, 421–438.
- [10] RENUKADEVI G., RAJAMBAL K., *Generalized Model of Multi-Phase Induction Motor Drive using Matlab/Simulink*, Proc. IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies, India, 2011.
- [11] SOWMIYA M., RENUKADEVI G., RAJAMBAL K., *IFOC of Five-Phase Induction Motor Drive*, Proc. International Conference on Power Energy and Control (ICPEC), 2013.
- [12] ŻELECHOWSKI M., *Space Vector Modulated – Direct Torque Controlled (DTC-SVM) Inverter – Fed Induction Motor Drive*, Praca doktorska, Politechnika Warszawska, Wydział Elektryczny, Warszawa 2005.

#### FIELD-ORIENTED CONTROL OF MULTIPHASE INDUCTION MOTOR WITH SPACE VECTOR MODULATION METHODS

This paper presents a mathematical model of a multiphase squirrel-cage induction motor. The methods of vector modulation using various combinations of voltage vectors under the control of the 5-phase induction motor were discussed. The paper presents selected simulation results of the direct field-oriented control method with vector modulator. Comparative analysis of the simulation results was carried out.

Marcin SKÓRA\*

## **STANOWISKO DO BADANIA UKŁADÓW NAPĘDOWYCH Z SILNIKIEM PM BLDC**

W pracy przedstawiono strukturę i możliwości stanowiska do badań silników bezszczotkowych prądu stałego z magnesami trwałymi (PM BLDC). Stanowisko umożliwia realizację badań napędów z silnikami PM BLDC w różnych układach sterowania, w warunkach normalnej pracy oraz w wybranych stanach awaryjnych. W szczególności na stanowisku możliwe jest testowanie metod detekcji i identyfikacji uszkodzeń oraz ich kompensacji. Stanowisko wykorzystuje wydajny procesor DSP typu DS1103, współpracujący z oprogramowaniem sterująco-diagnostycznym na komputerze PC. W artykule omówiono budowę sprzętową stanowiska, oprogramowanie kontrolno-diagnostyczne oraz przedstawiono przykładowe wyniki badań.

### **1. WSTĘP**

W ostatnich latach zaobserwować można wzmożone zainteresowanie pojazdami elektrycznymi i hybrydowymi, począwszy od autobusów i ciężarówek, przez samochody osobowe, po rowery, wózki inwalidzkie, czy hulajnogi. Z jednej strony wynika to z trendów proekologicznych, a z drugiej – z możliwości technicznych współczesnych mikrokontrolerów i układów półprzewodnikowych mocy. W związku z tym uwaga ośrodków naukowych i badawczo-rozwojowych skupia się na opracowywaniu nowych metod sterowania silnikami elektrycznymi, układami zarządzania energią i całymi pojazdami. Szczególna uwaga poświęcana jest kwestiom szeroko pojętego bezpieczeństwa, np. poprzez detekcję awarii przeróżnych podzespołów, w tym elektrycznych, takich jak czujniki czy tranzystory mocy, a następnie opracowaniu postępowania minimalizującego skutki awarii. Kwestia bezpieczeństwa jest szczególnie istotna w pojazdach z silnikami PM BLDC przeznaczonymi dla osób niepełnosprawnych. Również w przypadku pojazdów poruszających się po drogach publicznych (rowery, skutery elektryczne) oraz napędach pomp, wentylatorów, itp. bardzo ważna

---

\* Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, Politechnika Wroclawska, ul. Smoluchowskiego 19, 50-370 Wrocław, e-mail: Marcin.Skora@pwr.edu.pl.

jest odporność na awarie czujników i łączników tranzystorowych. Z punktu widzenia metodyki badań bardzo ważna jest możliwość sprawdzenia wyników analiz symulacyjnych na rzeczywistym stanowisku laboratoryjnym [1], [4]–[6].

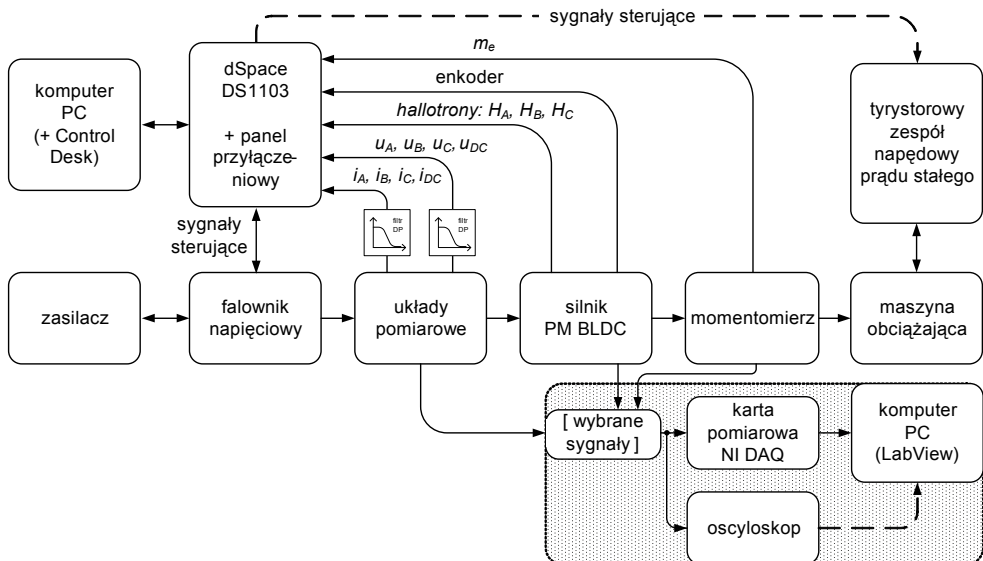
W pracy przedstawiono strukturę oraz możliwości zaprojektowanego i wykonanego stanowiska laboratoryjnego, przeznaczonego do badań układu napędowego z bezszczotkowym silnikiem prądu stałego, w warunkach pracy normalnej i awaryjnej. Zaprezentowano przykładowe wyniki badań oraz wskazano kierunki dalszych prac.

## 2. OPIS STANOWISKA

### 2.1. STRUKTURA STANOWISKA

Na rysunku 1 przedstawiono strukturę wykonanego stanowiska badawczego. W jego skład wchodzi następujące układy:

- trójfazowy silnik PM BLDC typu PBL86-118 firmy Parvalux, o napięciu znamionowym  $U_{DC} = 48$  V, z przekładnią G/GH o przełożeniu 1:30 i enkoderem inkrementalnym zamontowanym na osi wirnika,
- autorski falownik napięciowy pełniący rolę komutatora elektronicznego,
- procesor sygnałowy DS1103 firmy dSPACE GmbH, z procesorem PowerPC taktowanym zegarem o częstotliwości 400 MHz i szeregiem wejść i wyjść analogowych i cyfrowych,



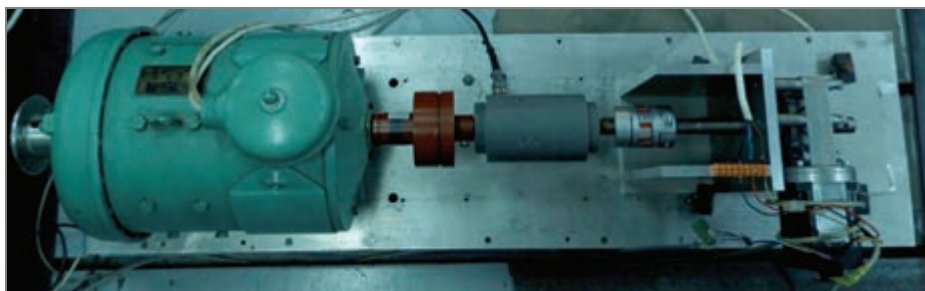
Rys. 1. Schemat blokowy stanowiska (z opcjonalnymi elementami na szarym tle)



- komputer PC z oprogramowaniem ControlDesk,
- maszyna obcowzbudna prądu stałego z czterokwadrantowym tyrystorowym zespołem napędowym prądu stałego DML-0030/BN333, skonfigurowanym do pracy w trybie regulacji momentu elektromagnetycznego,
- zasilacz prądu stałego,
- momentomierz o nominalnym zakresie 50 Nm,
- układy pomiarowe prądów fazowych, napięć międzyfazowych, prądów i napięć obwodu pośredniczącego komutatora elektronicznego, z dolnoprzepustowymi filtrami antyaliasingowymi.

Dodatkowym wyposażeniem stanowiska badawczego jest oscyloskop oraz karta pomiarowa NI-9215 podłączona do komputera PC, do analizy badanych sygnałów w środowisku LabView.

Do kołnierza badanego silnika PM BLDC dołączona została przekładnia, w związku z czym należało zaprojektować dodatkowy element mocujący, pozwalający na mechaniczne sprzęgnięcie badanego silnika z maszyną obciążającą. Wygląd zestawu laboratoryjnego przedstawiono na rysunku 2.

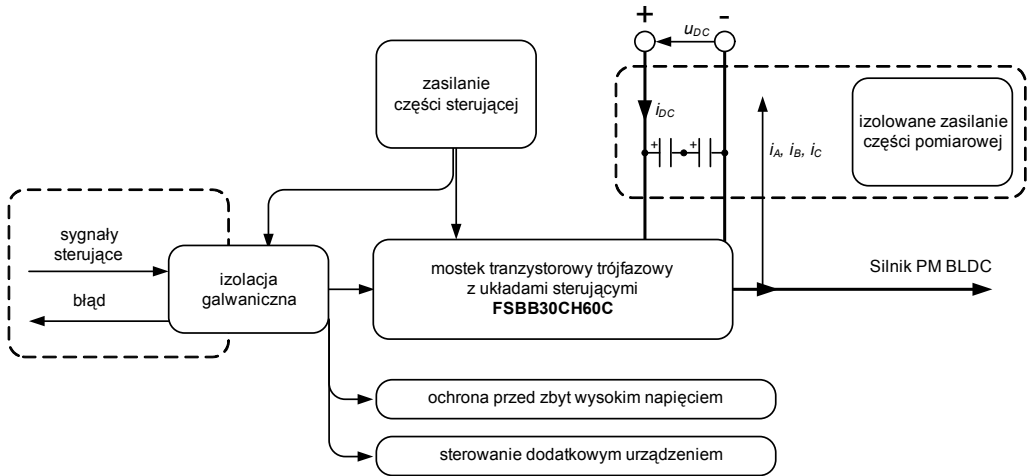


Rys. 2. Wygląd zestawu maszynowego

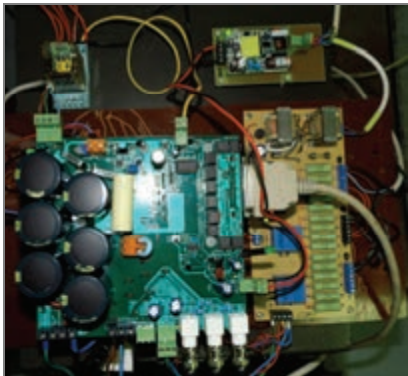
## 2.2. CHARAKTERYSTYKA TECHNICZNA STANOWISKA

Dla prowadzenia badań układów napędowych z silnikami elektrycznymi kluczowe są dwa elementy: badany silnik oraz odpowiedni do danego zadania układ zasilający. W przypadku analizy układu sterowania odpornego na wybrane uszkodzenia w strukturze komutatora elektronicznego czy też dyskretnych czujników wyznaczających pozycję wirnika należy dysponować układem zasilającym, w którym możliwe będzie bezpośrednie sterowanie kluczami tranzystorowymi. Do tego celu opracowano układ o topologii falownika napięciowego (rys. 3). Oparty został on o inteligentny moduł mocy typu FS230CH60C (dopuszczalny prąd ciągły: 30 A, maksymalny w szczycie: 60 A), zawierający w sobie tranzystory mocy, ich układy wyzwalające i zabezpieczenia. Wygląd układu przedstawia rysunek 4. Układ komutatora elektronicznego (rys. 3) może być rozbudowany o dodatkowe urządzenia sterowane. Przykładowym dodatko-

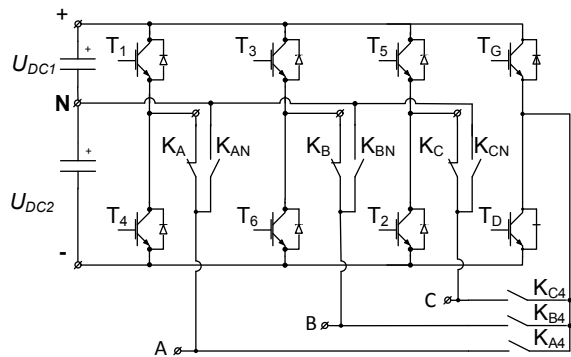
wym urządzeniem (rys. 3) jest przełącznik służący do rekonfiguracji układu w ramach kompensacji uszkodzonych tranzystorów. Rekonfiguracja może polegać na przełączeniu pasma silnika z gałęzi z uszkodzonym łącznikiem do gałęzi redundantnej lub też do punktu neutralnego zasilania [2], [3]. Na rysunku 5 przedstawiono topologię falownika napięciowego trójfazowego, w którym możliwe są oba sposoby rekonfiguracji, dla każdego pasma.



Rys. 3. Schemat komutatora elektronicznego z układami zasilającymi i czujnikami pomiarowymi



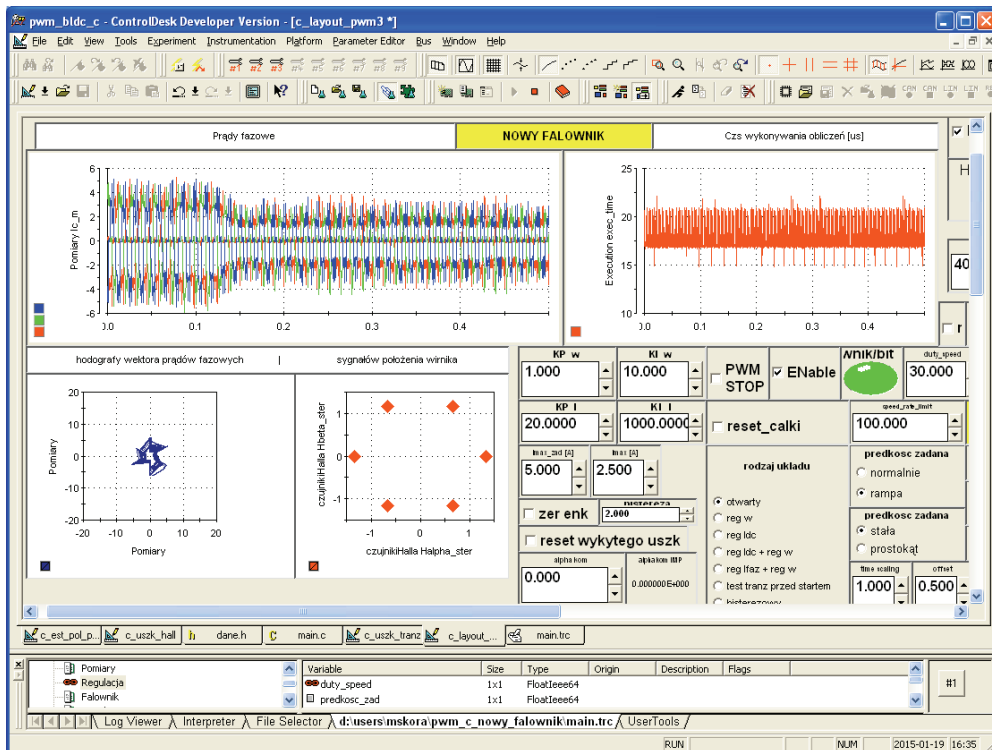
Rys. 4. Widok wykonanego komutatora elektronicznego z układami zasilającymi i czujnikami pomiarowymi



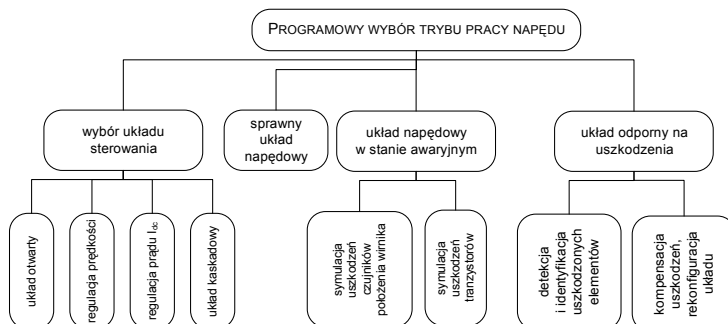
Rys. 5. Topologia trójfazowego falownika napięciowego, z opcjonalną rekonfiguracją połączeń w każdej fazie

### 2.3. OPIS OPROGRAMOWANIA KONTROLNO-DIAGNOSTYCZNEGO

Wykorzystanie platformy szybkiego prototypowania opartej o procesor sygnałowy DS1103 firmy dSPACE GmbH umożliwia zarówno na tworzenie oprogramowania sterującego (w języku C lub też wykorzystanie automatycznej generacji kodu ze ścią-



Rys. 6. Główny fragment interfejsu użytkownika

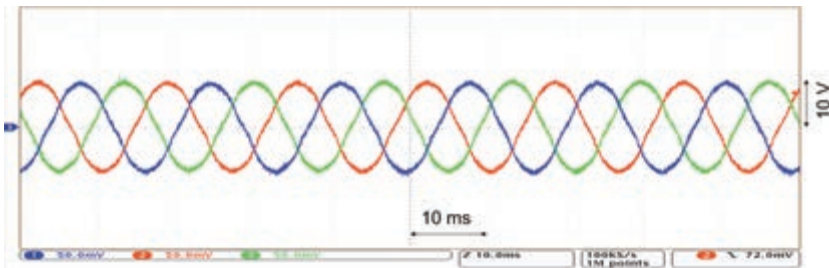


Rys. 7. Schemat ideowy struktury oprogramowania sterującego-diagnostycznego stanowiska badawczego

dowiska Matlab firmy MathWorks), jak i na tworzeniu interfejsu kontrolno-pomiarowego dostępnego dla użytkownika (w środowisku ControlDesk). Wybór języka programowania (tekstowy – C lub graficzny/blokowy – Matlab) należy do programisty. Na rysunku 6 przedstawiono główny fragment interfejsu użytkownika. Aktualne oprogramowanie opracowano w języku C. Umożliwia ono (rys. 7) pracę silnika PM BLDC w otwartym układzie sterowania, w trybie regulacji prędkościowej/momentowej oraz kaskadowej. Ponadto zaimplementowano symulację występowania stanów awaryjnych, takich jak brak sterowania wybranych tranzystorów mocy oraz brak zmian sygnałów z czujników położenia mimo zmiany pozycji wirnika [7]. Opracowano również wybrane metody diagnostyki i identyfikacji uszkodzonych elementów. Oprogramowanie ma charakter elastyczny (modułowy) i może zostać rozbudowane o inne metody diagnostyki i kompensacji wykrytych awarii.

### 3. PRZYKŁADOWE WYNIKI BADAŃ

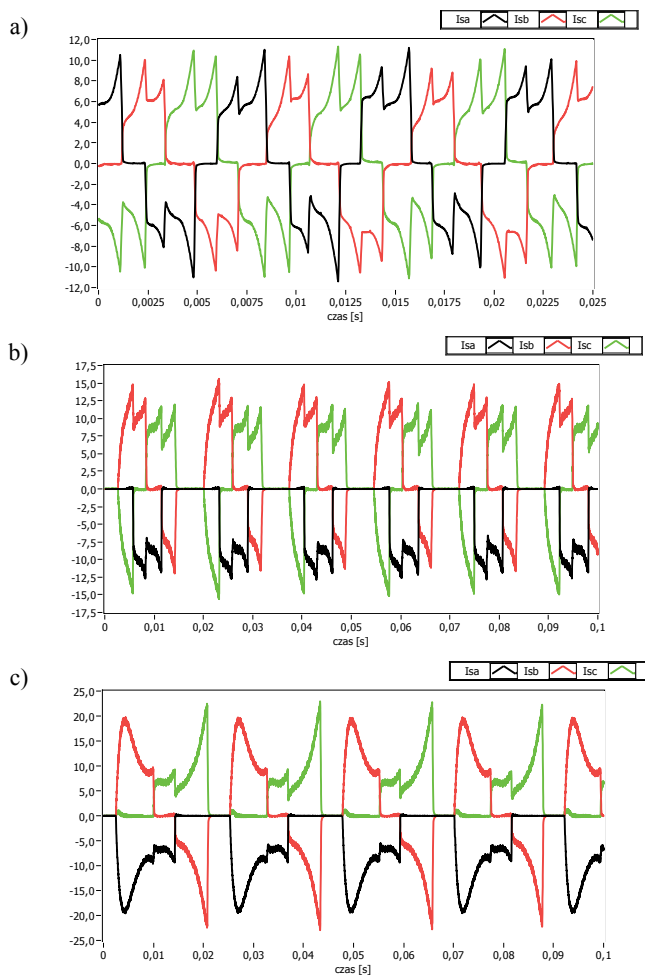
Opracowane stanowisko umożliwia realizację różnego rodzaju badań laboratoryjnych (rys. 7). Poniżej przedstawiono przykłady wyników badań. Między innymi możliwe jest sprawdzenie kształtu indukowanych napięć międzyfazowych podczas napędzania badanego silnika PM BLDC maszyną obciążającą (rys. 8).



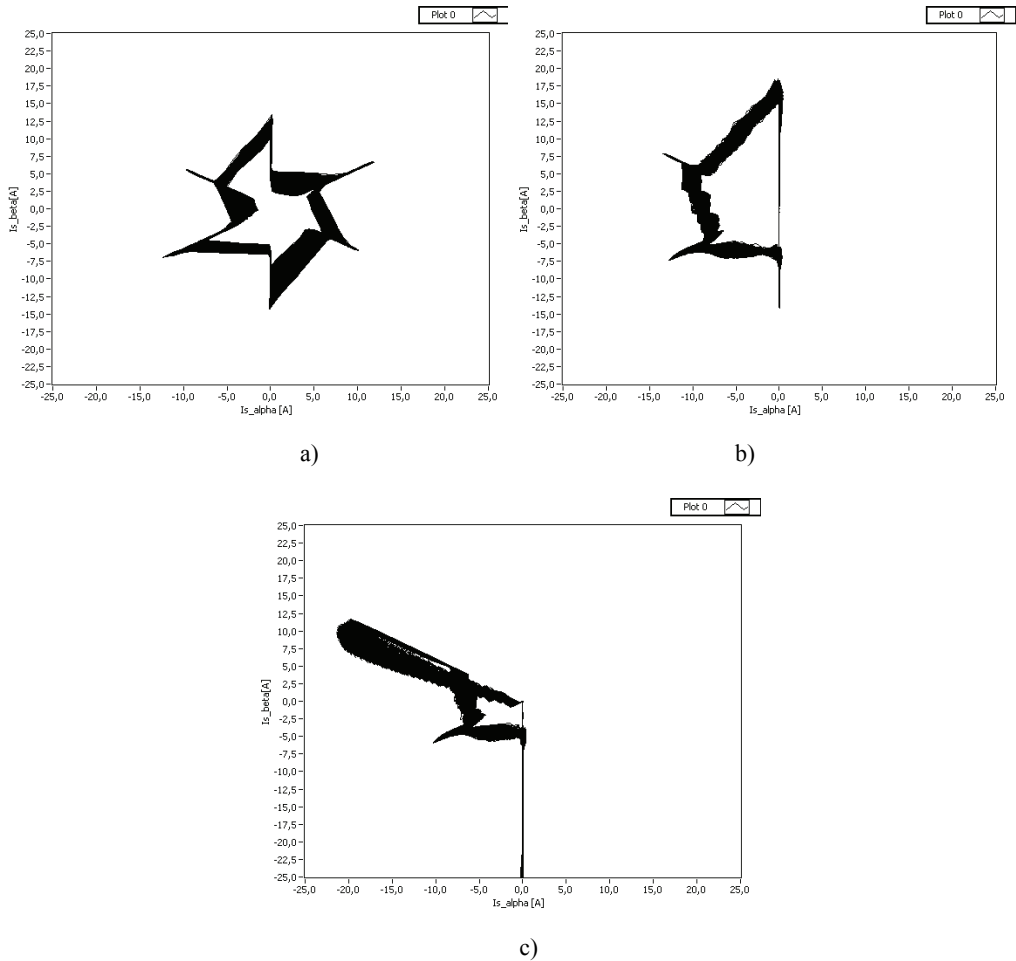
Rys. 8. Przebiegi zarejestrowanych wyindukowanych napięć międzyfazowych podczas napędzania badanego silnika

Na rysunku 9 przedstawiono przebiegi prądów fazowych, natomiast na rysunku 10 hodografy wektora prądów fazowych na płaszczyźnie  $\alpha$ - $\beta$ , w różnych stanach pracy napędu, podczas symulacji różnego rodzaju awarii. Podkreślić należy, że stany awaryjne na stanowisku badawczym generowane są z poziomu oprogramowania, bez niszczenia fizycznego elementu. Uszkodzenia tranzystorów polegające na braku ich przewodzenia symulowane są przez niewysterowanie bramki tranzystora, natomiast uszkodzenia czujnika położenia wirnika – przez przyjęcie ustalonej wartości sygnału wyjściowego czujnika, wykorzystywanej w układzie sterowania. Podejście takie zapewnia nieinwazyjność i elastyczność w wyborze elementu ulegającego symulowanej awarii.

Na rysunkach 9b oraz 9c można wyróżnić część okresu, podczas której następuje zanik prądów fazowych i w konsekwencji momentu obrotowego generowane przez silnik PM BLDC. Z rysunku 9c wynika również, że wykrycie nieprawidłowości w sygnałach czujników położenia wirnika i kompensacja uszkodzenia powinny nastąpić jak najszybciej, zanim prądy fazowe osiągną niebezpiecznie wysokie poziomy amplitud. W przeciwnym wypadku może dojść do awaryjnego zatrzymania napędu, co byłoby niebezpieczne np. dla osoby poruszającej się pojazdem wyposażonym w tego rodzaju napęd.

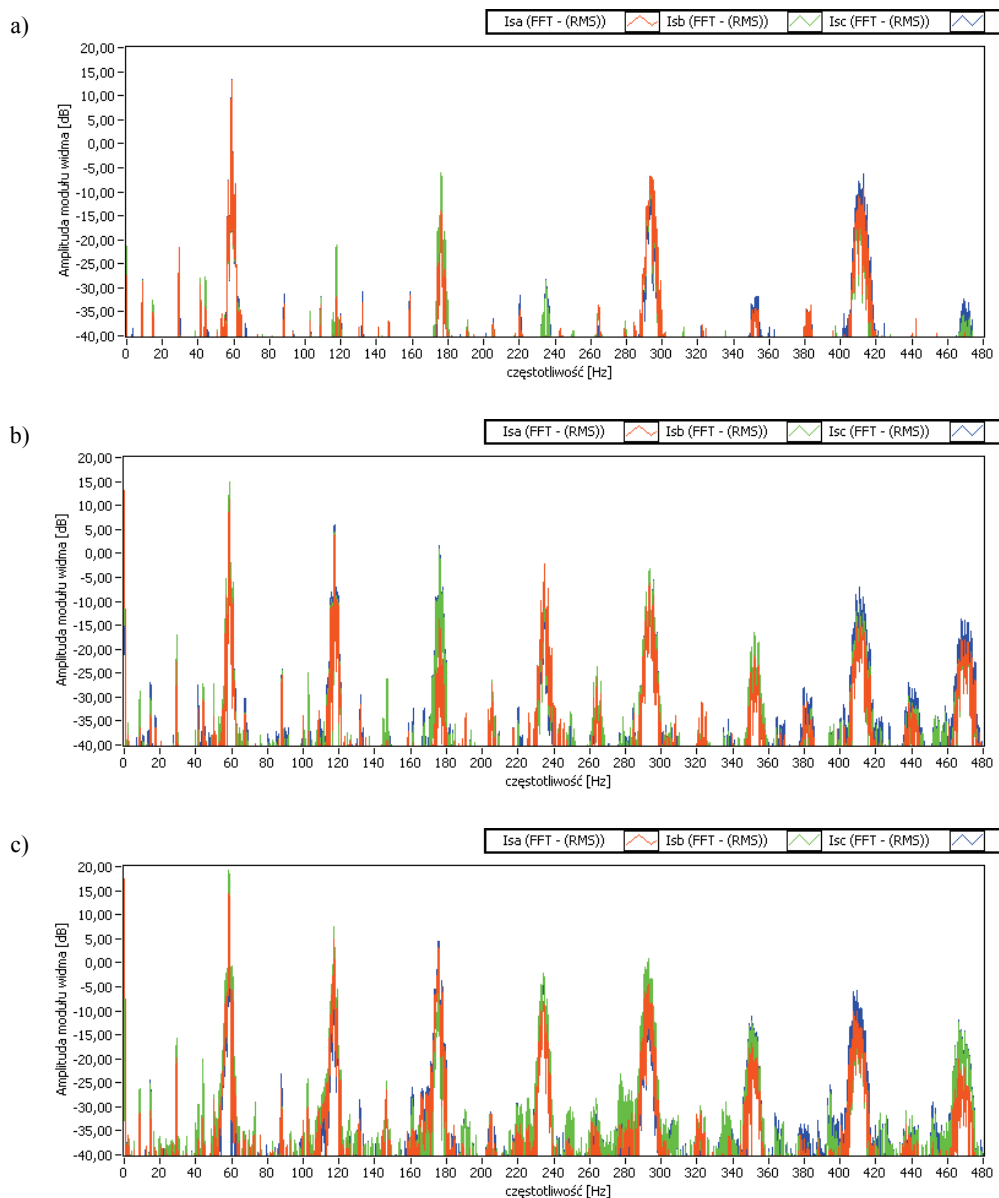


Rys. 9. Przebiegi prądów fazowych w kaskadowym układzie regulacji prędkości obrotowej z podporządkowaną regulacją prądu obwodu pośredniczącego: a) sprawny, obciążony silnik, 70% prędkości znamionowej, b) symulacja awarii (typu brak przewodzenia) tranzystora  $T_1$ , tj. górnego w fazie A, przy 30% prędkości znamionowej, c) symulacja awarii czujnika położenia  $H_A$ , wskazywany stan „0” niezależnie od kąta obrotu wirnika, przy 30% prędkości znamionowej



Rys. 10. Hodografy wektora prądów fazowych w stacjonarnym układzie  $\alpha$ - $\beta$ .  
Oznaczenia jak na rysunku 9

Korzystając z dodatkowego wyposażenia stanowiska (rys. 1) możliwa jest rejestracja wybranych sygnałów z wysoką rozdzielczością, dla potrzeb późniejszych obliczeń np. dla celów diagnostycznych. Na rysunku 11 przedstawiono wyniki analizy widmowej prądów fazowych w kaskadowym układzie regulacji prędkości obrotowej w przypadkach, gdy silnik pracował w układzie sprawnym i z uszkodzonym tranzystorem bądź czujnikiem położenia wirnika. Jak wynika z porównania rysunków 11a oraz 11b i 11c, po wystąpieniu tych uszkodzeń, w widmie prądów fazowych pojawiają się parzyste wielokrotności podstawowej częstotliwości prądów (tutaj: 60 Hz), wynikającej z prędkości obrotowej wirnika.



Rys. 11. Porównanie amplitud modułów widm prądów fazowych

w kaskadowym układzie regulacji prędkości obrotowej z podporządkowaną regulacją prądu

obwodu pośredniczącego, przy zadanej prędkości równej 30% prędkości znamionowej, w przypadku:

- a) sprawnego silnika, b) symulacji awarii (typu brak przewodzenia) tranzystora  $T_1$ , tj. górnego w fazie A, c) symulacji awarii czujnika położenia  $H_A$ , wskazywany stan „0” niezależnie od kąta obrotu wirnika

#### 4. PODSUMOWANIE

Przedstawione w pracy stanowisko umożliwia badanie metod sterowania silnikami PM BLDC, ze szczególnym uwzględnieniem stanów awaryjnych łączników tranzystorowych i czujników położenia wirnika. Modułowa budowa stanowiska pozwala na prowadzenie badań z wykorzystaniem innego (kompatybilnego) modułu mocy lub na innym zestawie maszynowym. Zastosowanie procesora DSP zapewnia swobodę w badaniach algorytmów sterowania, a wykorzystanie środowiska ControlDesk do wizualizacji wartości zmiennych programowych ułatwia analizę przebiegów i opracowywanie algorytmów detekcji, identyfikacji i kompensacji emulowanych uszkodzeń.

#### LITERATURA

- [1] BOGUSZ P., *Projekt i realizacja stanowiska do badań napędów dla lekkich pojazdów elektrycznych*, Przegląd Elektrotechniczny, 2014, nr 1, 16–19.
- [2] BYOUNG-KUK L., TAE-HYUNG K., EHSANI M., *On the feasibility of four-switch three-phase BLDC motor drives for low cost commercial applications: topology and control*, IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, Vol. 18, 164–172.
- [3] ERRABELLI R.R., MUTSCHLER P., *Fault-Tolerant Voltage Source Inverter for Permanent Magnet Drives*, IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, Vol. 27, No. 2, 500–508.
- [4] FAŚCISZEWSKI M., DYRCZ K.P., *Stanowisko do badania metod sterowania silnikami z magnesami trwałymi wykorzystujące mikrokontroler ARM*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 64, Seria: Studia i Materiały, Nr 30, 2010, 355–366.
- [5] KOWOL M., MYNAREK P., KOŁODZIEJ J., *Zastosowanie środowiska LABVIEW w badaniach silników z magnesami trwałymi*, Poznań University of Technology Academic Journals: Electrical Engineering, 2013, nr 75, 49–56.
- [6] SIKORA A., ZIELONKA A., *Układ zasilania silnika BLDC z uwzględnieniem, specyfiki napędu pojazdu drogowego*, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne, 2012, nr 3, 7–11.
- [7] SKÓRA M., KOWALSKI C.T., *Analiza wpływu uszkodzeń czujników na pracę napędu z silnikiem PM BLDC*, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne, 2014, nr 104, 37–42.

#### LABORATORY STAND TO INVESTIGATION OF PM BLDC MOTOR DRIVE

The paper presents the structure and capabilities of the laboratory stand prepared to investigation permanent magnet DC brushless motor drive (PM BLDC), in various operation conditions. The laboratory stand allows testing selected faults in PM BLDC motor drive, in particular testing methods for detection and identification of defects and their compensation. Laboratory stand uses a powerful DSP processor DS1103, working together with a control software on the PC. The article discusses the construction of hardware setup of laboratory stand and control-diagnostic software, and provides samples of results.



*rozpoznawanie koloru, neuronowy detektor,  
implementacja sieci neuronowej, automatyka przemysłowa*

Dariusz WAWRZYŃIAK, Marcin KAMIŃSKI\*

## **SPRZĘTOWA IMPLEMENTACJA NEURONOWEGO DETEKTORA KOLORÓW**

W artykule przedstawiono detektor długości fal świetlnych, wykorzystujący teorię sztucznych sieci neuronowych. Przedstawiono opis struktury oraz projektowania detektora, a także aplikację sprzętową analizowanego modelu neuronowego. W części praktycznej niniejszego projektu zastosowano mikrokontroler ATmega32. Wykonano badania prezentujące dokładność działania detektora neuronowego przy współpracy z czujnikiem koloru.

### **1. WPROWADZENIE**

Ciągły rozwój automatyzacji procesów przemysłowych wymusza, aby maszyny i urządzenia posiadały zdolności do szybkiego rozpoznawania barw i ich odcieni. Kolor jest postrzegany przez ludzkie oko poprzez falę elektromagnetyczną. Jednym z najistotniejszych problemów projektowych w systemach automatyki było, do niedawna, rozpoznawanie kształtów i kolorów badanych obiektów. Aktualnie spotykane rozwiązania czujników koloru wykorzystują jedną z dwóch metod pomiaru barwy. Pierwsza polega na aktywnym oświetleniu badanej powierzchni oraz pomiarze natężenia odbitych promieni przy użyciu prostego przetwornika. Aktywne oświetlenie polega na naprzemiennym oświetlaniu obiektu światłem czerwonym, zielonym i niebieskim [1]. Druga metoda pomiaru polega na wykorzystaniu detektora składającego się z matrycy przetworników posiadających filtry czerwone, zielone i niebieskie. Badana powierzchnia oświetlana jest światłem białym. Czujniki wykorzystujące tę metodę nazywane są czujnikami *true color* [2].

Proste sensory nie umożliwiają bezpośredniego odczytu koloru badanej powierzchni a jedynie porównanie barwy z wzorcowymi wartościami składowych RGB, wprowadzonych do pamięci czujnika. Bardziej rozbudowane czujniki wykorzystują

---

\* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: 191564@student.pwr.wroc.pl, marcin.kaminski@pwr.edu.pl

metody analitycznego wyznaczania współrzędnych  $x$ ,  $y$  przestrzeni barw. Takie rozwiązanie pozwala na odczytanie koloru z wykresu chromatyczności [3], [4]. Jednak prezentowany w publikacjach diagram stanowi formalny opis reprezentacji barw, nieuwzględniający wielu czynników rzeczywistych (np. związanych z warunkami pomiaru lub rzeczywistą implementacją). W praktycznych aplikacjach korzystne może być zastosowanie sieci neuronowej. Sposób projektowania modelu neuronowego nie wymaga dokładnego poznania wzorca, modelu matematycznego oraz parametrów obiektu [5]–[8]. W zastosowaniach przemysłowych istotną cechą jest wrażliwość czujników na wszelkie zmiany położenia i własności badanej powierzchni, dlatego muszą być kalibrowane do wykonywania pomiarów w powtarzalnych warunkach. W celu poprawienia precyzji rozpoznawania kolorów, w przemyśle, stosuje się rozbudowane układy optyczne oraz dodatkowe układy kompensujące wpływ zakłóceń zewnętrznych na wyniki pomiarów. W amatorskich rozwiązaniach stosowanie takich układów jest bardzo ograniczone ze względów praktycznych oraz ekonomicznych.

W niniejszym artykule opisany został czujnik koloru typu *true color* współpracujący z neuronowym detektorem długości fali światła. Sensor wykorzystujący matrycę detekcyjną TCS3200 zawiera oświetlacz złożony z czterech białych diod LED. Celem przeprowadzonych testów było przedstawienie możliwości zastosowania SSN w zagadnieniach dotyczących detekcji koloru. Sztuczna sieć neuronowa została wytrenowana *off-line* w środowisku Matlab, następnie algorytm został zaimplementowany (w języku C/C++) w mikrokontrolerze Atmega32. Moduł rozpoznający kolory, wykorzystany został do budowy urządzenia do sortowania elementów kolorowych.

## 2. PROJEKT MODELU NEURONOWEGO

Neuronowy detektor długości fali światła został oparty o dwuwarstwową, jednokierunkową sieć neuronową. Wartościami wejściowymi SSN są wartości częstotliwości zmierzone na czterech kanałach czujnika koloru. Pierwsze trzy wartości wejściowe reprezentują zawartość składowych czerwonej, zielonej oraz niebieskiej w strumieniu światła odbitego od badanej powierzchni. Czwarta zmienna określa wartość natężenia oświetlenia. Cztery wartości wejściowe przetwarzane są przez dwie warstwy ukryte, z których pierwsza składa się z pięciu, a druga z ośmiu neuronów. Obie warstwy ukryte zbudowane są z neuronów typu sigmoidalnego, w których funkcją aktywacji jest tangens hiperboliczny. W warstwie wyjściowej znajduje się jeden neuron o liniowej funkcji aktywacji.

Uczenie SSN przeprowadzone zostało w środowisku Matlab przy użyciu pakietu Neural Network. Jako zbiór uczący wykorzystano serię rzeczywistych wartości zmierzonych czujnikiem koloru. Pomiarów dokonano na wzorniku składającym się z jedenastu kolorowych pól o określonych wartościach długości fal. Dla każdego pola wykonane zostały trzy pomiary wartości składowych mierzonych przez czujnik. Pomiary

wykonywane były w obudowie chroniącej układ pomiarowy przed wpływem zewnętrznego oświetlenia. Częstotliwości prostokątnych sygnałów wyjściowych detektora zawierały się w przedziale od 10 do 15000 Hz. W celu uzyskania najlepszej efektywności działania nieliniowych funkcji aktywacji, wartości wejściowe normalizowano, zostały podzielone przez 15000. Aby wielkościami wyjściowymi SSN były liczby znormalizowane, wartości długości fal zostały podane w mikrometrach. Tak przygotowany zbiór uczący został przedstawiony sztucznej sieci neuronowej 200 razy. Do wytrenowania sieci neuronowej wykorzystany został algorytm Levenberga–Marquardta.

Algorytm Levenberga–Marquardta należy do najskuteczniejszych metod optymalizacji parametrów sieci neuronowych. W wymienionej metodzie uczenia wykorzystuje się aproksymowaną wartość hesjanu, będącego macierzą drugich pochodnych funkcji celu względem współczynników wagowych. Aproksymacji hesjanu dokonuje się na podstawie informacji zawartych w gradiencie, przy uwzględnieniu czynnika regularyzującego.

Minimalizowana w trakcie treningu funkcja opisana jest poniższym równaniem [9]:

$$E(\mathbf{w}) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N [e_i(\mathbf{w})]^2 \quad (1)$$

oraz

$$e_i = [y_i(W) - d_i], \quad (2)$$

gdzie  $N$  – oznacza liczbę wyjść. Przy wprowadzeniu zapisu macierzowego:

$$\mathbf{e}(\mathbf{w}) = \begin{bmatrix} e_1(\mathbf{w}) \\ e_2(\mathbf{w}) \\ \dots \\ e_N(\mathbf{w}) \end{bmatrix}, \quad (3)$$

$$\mathbf{J}(\mathbf{w}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial e_1}{\partial w_1} & \frac{\partial e_1}{\partial w_2} & \dots & \frac{\partial e_1}{\partial w_n} \\ \frac{\partial e_2}{\partial w_1} & \frac{\partial e_2}{\partial w_2} & \dots & \frac{\partial e_2}{\partial w_n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial e_N}{\partial w_1} & \frac{\partial e_N}{\partial w_2} & \dots & \frac{\partial e_N}{\partial w_n} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

aproksymowana macierz hesjanu:

$$\mathbf{H} = \mathbf{J}^T(\mathbf{w})\mathbf{J}(\mathbf{w}) \quad (5)$$

Adaptacja wag sieci neuronowej jest realizowana iteracyjnie, zgodnie z zależnością:

$$\Delta \mathbf{w} = -(\mathbf{H}(\mathbf{w}))^{-1} \mathbf{J}^T(\mathbf{w}) \mathbf{e}(\mathbf{w}) \quad (6)$$

W trakcie realizacji obliczeń może wystąpić problem z odwrotnością macierzy hesjanu, w celu rozwiązania tego problemu wprowadza się poniższą definicję tej macierzy [10]:

$$\mathbf{H} = \mathbf{J}^T(\mathbf{w}) \mathbf{J}(\mathbf{w}) + \mu \mathbf{I} \quad (7)$$

zatem równanie opisujące wprowadzane poprawki wag sieci neuronowej:

$$\Delta \mathbf{w} = -(\mathbf{J}(\mathbf{w})^T \mathbf{J}(\mathbf{w}) + \mu \mathbf{I})^{-1} \mathbf{J}^T(\mathbf{w}) \mathbf{e}(\mathbf{w}) \quad (8)$$

Obliczenia macierzy  $\mathbf{J}$  realizowane są według algorytmu wstecznej propagacji błędu. Parametr  $\mu$  jest współczynnikiem adaptacji decydującym o oddziaływaniu algorytmu adaptacyjnego.

### 3. IMPLEMENTACJA SZTUCZNEJ SIECI NEURONOWEJ W MIKROKONTROLERZE ATMEGA32

Implementacja sztucznej sieci neuronowej w mikrokontrolerze polega na stworzeniu funkcji symulującej przetwarzanie modelu neuronowego oraz wprowadzeniu do pamięci wartości poszczególnych wag oraz elementów *bias*. Wszystkie współczynniki wagowe wewnętrznych warstw sieci zostały zgrupowane w dwóch macierzach. Natomiast wartość *bias* wraz z wagami połączeń warstwy wyjściowej zapisane zostały w oddzielnym wektorze. Obliczenia przedstawione w poprzedniej części artykułu zostały zrealizowane w środowisku Matlab, uzyskane wartości modelu, otrzymane w wyniku działania algorytmu uczonego, zostały zapisane do pamięci mikrokontrolera. Na potrzeby implementacji SSN, w pamięci sterownika, utworzone zostały trzy wektory przeznaczone do przechowywania wartości wejściowych dwóch warstw ukrytych oraz wartości wejściowych warstwy wyjściowej. Pierwsze komórki tych wektorów reprezentują wejścia polaryzujące neuronów, a ich wartość jest zawsze równa jedności. Zapis do wektorów rozpoczynany jest od drugiej komórki. Dodatkowo utworzone zostały dwa wektory pomocnicze, wykorzystywane do przechowywania wartości wyjściowych bloków sumacyjnych poszczególnych neuronów, warstw ukrytych. Pozwala to na rozdzielaniu operacji wykonywanych przez bloki sumacyjne oraz bloki aktywacji poszczególnych neuronów. Realizacja algorytmu SSN, na dowolnej platformie zapewniającej przetwarzanie szeregowe, polega na przemnażaniu wartości wejściowych neuronów przez wartości wag, sumowaniu wszystkich wartości wejściowych tych neuronów oraz obliczeniu, na ich podstawie, wartości wyjściowych

ich funkcji aktywacji. Uzyskanie przetwarzania równoległego w realizacji praktycznej jest możliwe przy wykorzystaniu matryc FPGA [11].

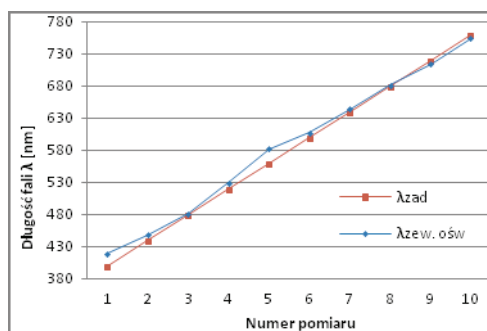
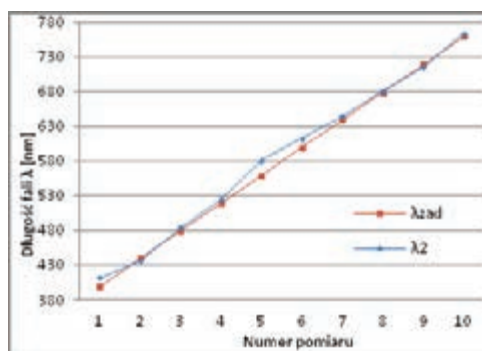
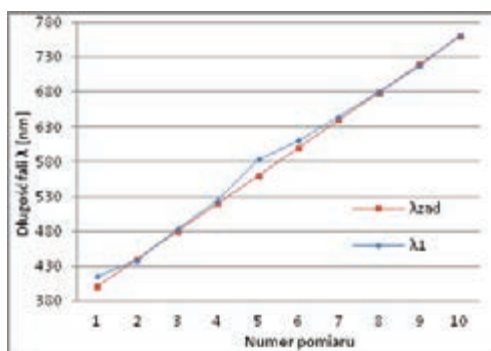
Z pośród dostępnych metod przeprowadzenia pomiarów wartości częstotliwości przy użyciu mikrokontrolera, wybrana została metoda zliczania impulsów [12]. Podczas jednego pomiaru długości fali światła, wartości częstotliwości sygnałów zmierzonych dla czterech kanałów czujnika koloru dzielone są przez 15000, po czym zapisywane zostają do wektora wejściowego pierwszej warstwy ukrytej. Następnie wektor ten jest przemnażany przez wartości wag i współczynników *bias* pierwszej warstwy ukrytej. Otrzymane wartości są sumowane, po czym zapisywane do wektora pomocniczego o wymiarze zgodnym z liczbą neuronów tej warstwy. Kolejna operacja polega na obliczeniu wartości wyjściowych bloków aktywacji. Argumenty funkcji pochodzą z wektora pomocniczego. Wyniki tej operacji zapisywane są w wektorze wejściowym kolejnej warstwy. Te same operacje wykonywane są dla drugiej warstwy ukrytej. Po obliczeniu wartości wejściowych warstwy wyjściowej obliczana jest suma iloczynu tego wektora z wektorem wag i poziomu *bias* warstwy. Wynikiem tej operacji jest długość fali światła padającego na matrycę detekcyjną czujnika koloru. Wartość ta jest następnie mnożona przez 1000, aby otrzymać wynik pomiaru podany w nanometrach.

#### 4. BADANIA DETEKTORA

W następnym etapie prac testom poddano neuronowy algorytm wyznaczający długość fali na podstawie pomiaru częstotliwości. Informacja o każdym z analizowanych kolorów zawarta jest w długości fali, z zakresu 400–760 nm. Na podstawie tablicy, w której kolory posortowano według długości fal światła, odczytano kod określający położenie kolorów w przestrzeni RGB. W programie graficznym wpisując kody uzyskano kolory, z których następnie wykonano wzorniki wykorzystywane w generowaniu danych uczących oraz testujących. Zbiór danych testujących, nie był uwzględniony w procesie treningu sieci neuronowej. Dla kolejnych rzeczywistych wartości długości fali  $\lambda_{\text{zad}}$  odczytywano wskazania sieci neuronowej. Wykonano dwa pomiary długości fali  $\lambda_1$  oraz  $\lambda_2$  w warunkach zbliżonych do pomiaru składowych podczas budowy zbioru uczącego. W ten sposób zaprezentowano powtarzalność uzyskiwanych wyników. Następnie wykonano pomiar długości fali  $\lambda_{\text{zew.ośw.}}$  w warunkach, w których układ pomiarowy narażony był na wpływ zewnętrznego oświetlenia. Wyniki pomiarów długości fal światła, odbitych od powierzchni wzornika, przedstawione zostały w tabeli 1, graficzna prezentacja wyników została zamieszczona na rysunku 1. Przeprowadzone testy potwierdzają skuteczność działania zaprojektowanego algorytmu neuronowego współpracującego z przetwornikiem światło–częstotliwość.

Tabela 1. Wyniki pomiaru długości fal światła odbitych od wzornika

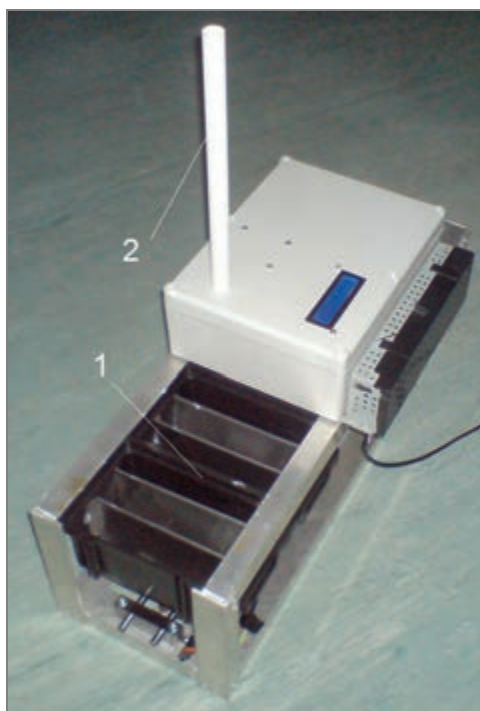
Lp.	$\lambda_{\text{zad}}$	$\lambda_1$	$\lambda_2$	$\lambda_{\text{zew. ośw.}}$
	[nm]	[nm]	[nm]	[nm]
1	400	415	413	420
2	440	438	437	449
3	480	483	485	482
4	520	525	525	530
5	560	583	582	583
6	600	611	613	608
7	640	645	646	645
8	680	680	682	682
9	720	718	716	715
10	760	762	765	755



Rys. 1. Porównanie wartości rzeczywistych długości fali oraz wskazywanych przez algorytm neuronowy

## 5. SORTOWNIK ELEMENTÓW KOLOROWYCH

Opisany w poprzedniej części artykułu algorytm neuronowy współpracujący z czujnikiem koloru TCS3200 zastosowano w rzeczywistym modelu urządzenia klasyfikującego elementy kolorowe. Ogólną budowę zaprezentowano na rysunku 2. Jednym z głównych elementów konstrukcji jest pojemnik, w którym umieszczone są posortowane elementy (podzielony na sześć równych komór). W poszczególnych komorach znajdują się elementy posegregowane według kolorów. Na rysunku 2 widoczny jest również zasobnik, w którym przechowywane są detale przeznaczone do sortowania.

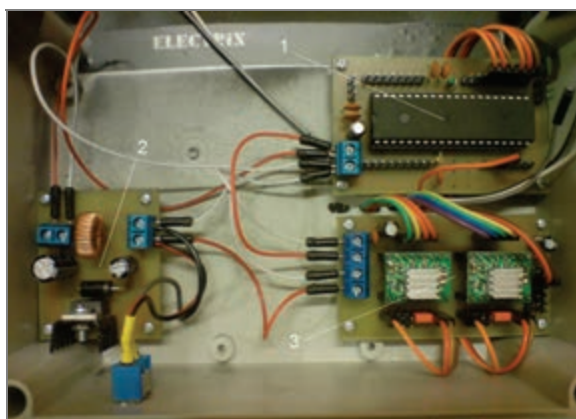


Rys. 2. Urządzenie do sortowania elementów kolorowych  
(1 – pojemnik z przegrodami, 2 – zasobnik)

Projekt zakładał wykonanie w pełni automatycznego urządzenia do sortowania elementów kolorowych. W układzie detekcji kolorów zastosowano model neuronowy oraz czujnik TCS3200. Czujnik zawiera oświetlacz o regulowanym natężeniu, emitujący białe światło oświetlające badany przedmiot. Jako układ przetwarzająco-sterujący wykorzystano mikrokontroler ATmega32. Na podstawie sygnałów pochodzących z czujnika,

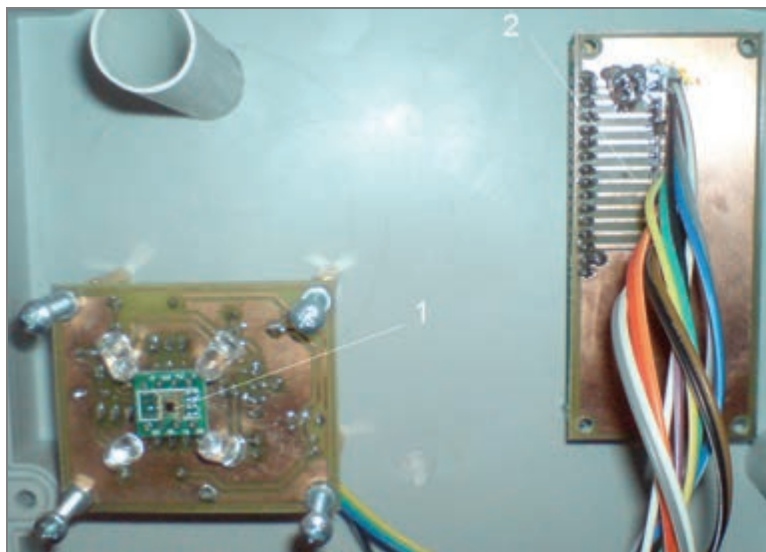
sieć neuronowa zaimplementowana w mikrokontrolerze, dokonuje klasyfikacji koloru. Rozpoznanie barwy polega na estymacji długości fali światła odbitego od badanego elementu. Założono, że elementami segregowanymi są kolorowe kulki o średnicy 12 mm. Pojedynczy element posiada jednolitą barwę, a wszystkie kulki wykonane są z tego samego materiału oraz charakteryzowały się taką samą strukturą powierzchni. Na podstawie danych uzyskanych na wyjściu sieci neuronowej dokonywane jest sortowanie elementów przy użyciu odpowiednio sterowanych układów napędowych. W części wykonawczej użyto dwóch silników krokowych sterowanych przez mikrokontroler za pośrednictwem scalonych sterowników, zawierających podwójne mostki H. W układzie zasilania części wykonawczej zastosowano zasilacz o napięciu pracy dostosowanym do napięcia zasilającego urządzenia wykonawcze. Część logiczna urządzenia zasilana była za pośrednictwem dodatkowego stopnia obniżającego napięcie do standardu TTL. Urządzenie zapewnia możliwość obserwacji przebiegu procesu sortowania za pośrednictwem wyświetlacza LCD 16x2. Projekt zakładał wykonanie oddzielnych obwodów elektronicznych, z których każdy znajdował by się na oddzielnej płycie drukowanej.

Po uruchomieniu urządzenie automatycznie ustala położenie układów wykonawczych. Proces sortowania rozpoczynany jest od pobrania kolorowego elementu z zasobnika i umieszczenia go w polu widzenia czujnika. Następnie, układ detektora koloru dokonuje pomiaru trzech składowych RGB. Dodatkowo wykonywany jest pomiar natężenia oświetlenia. Na podstawie zebranych danych, sieć neuronowa rozpoznaje długość fali światła padającego na matrycę detekcyjną czujnika. Po zaklasyfikowaniu elementu do jednej z sześciu grup, urządzenie odpowiednio ustawia pojemnik przechowujący posortowane elementy (prowadnica liniowej napędzana przekładnią z pasem zębatym). Następnie, aktualnie badany element umieszczany jest w odpowiedniej komorze pojemnika. Po zakończeniu tej czynności, proces rozpoczynany jest od początku. Wybrane szczegóły konstrukcyjne zaprezentowano na rysunkach 3–8.

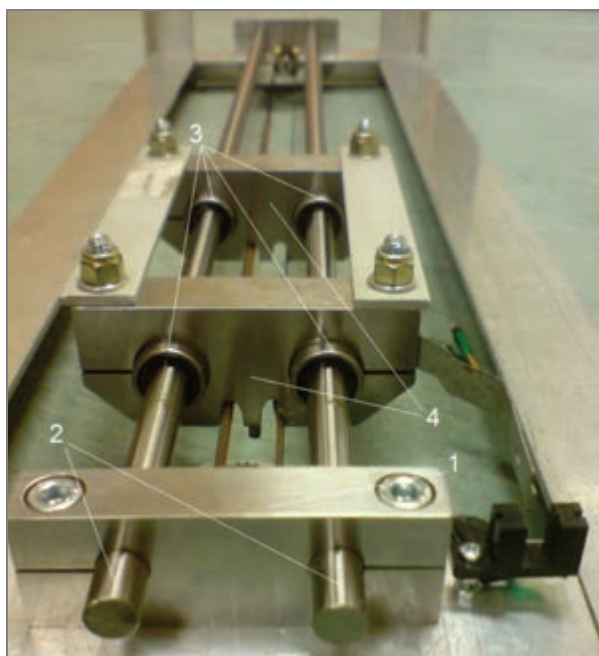


Rys. 3. Obwody elektroniczne zamontowane w obudowie podajnika  
(1 – mikrokontroler, 2 – przetwornica impulsowa, 3 – płyta sterowników silników krokowych)

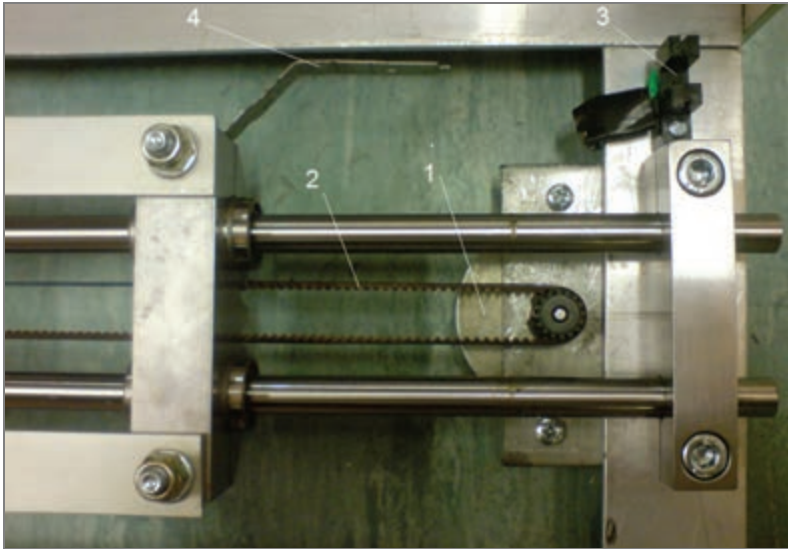




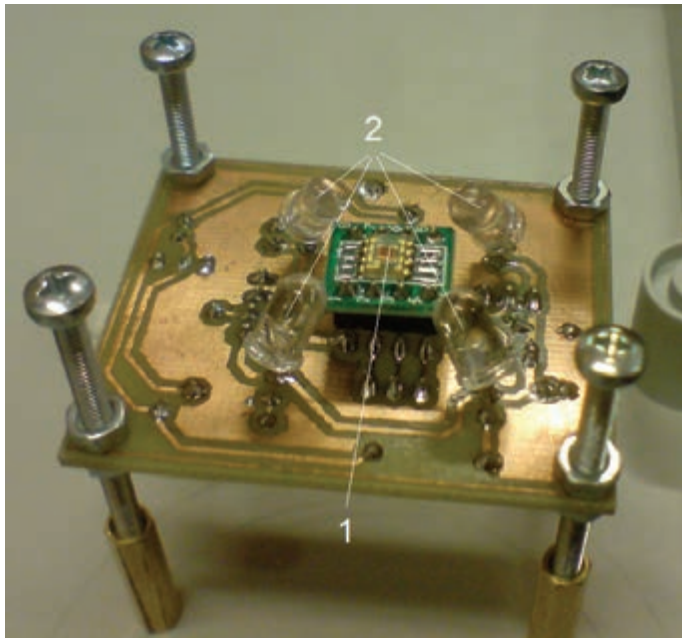
Rys. 4. Obwody elektroniczne zamontowane w pokrywie obudowy podajnika  
(1 – czujnik koloru, 2 – płytki pomocnicza wyświetlacza LCD)



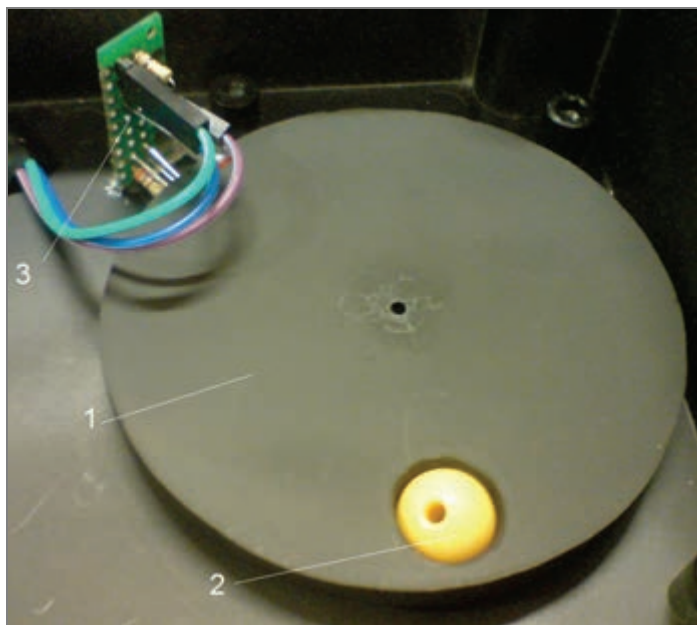
Rys. 5. Kompletny zespół napędu liniowego (1 – podpora prowadnic, 2 – pręty precyzyjne, 3 – łożyska liniowe toczne, 4 – obudowy łożysk liniowych)



Rys. 6. Układ napędowy pojemnika (1 – silnik krokowy, 2 – przekładnia z pasem zębatym, 3 – optyczny czujnik krańcowy, 4 – znacznik dla czujnika krańcowego)



Rys. 7. Czujnik koloru zamontowany w pokrywie obudowy podajnika (1 – czujnik TCS3200, 2 – układ oświetlający, diody LED)



Rys. 8. Podajnik wraz z elementem przeznaczonym do sortowania (1 – obrotowa tarcza, 2 – testowany element, 3 – czujnik optyczny służący do pozycjonowania podajnika)



Rys. 9. Wyniki przykładowych pomiarów długości fal światła odbitych z rzeczywistych elementów wraz z nazwami przedziałów (do których zostały zaklasyfikowane)

Przykładowe wartości długości fal wyznaczone przy użyciu detektora neuronowego przedstawiono na rysunku 9. Dodatkowo, na wyświetlaczu LCD wyświetlone zostały nazwy przedziałów, do których zostały zaklasyfikowane sortowane elementy.

Dla badanego zakresu kolorów oraz przedstawionych próbek, we wszystkich przypadkach, detale zostały prawidłowo zaklasyfikowane.

## 6. PODSUMOWANIE

W artykule opisano zagadnienia związane z wykorzystaniem sztucznej sieci neuronowej do detekcji długości fali światła na podstawie wartości składowych RGB mierzonych czujnikiem koloru. Ponadto dla zaprezentowanej struktury detektora neuronowego przeprowadzone zostały badania sprawdzające skuteczność jego działania. Przedstawione wyniki prezentują precyzję działania detektora. Zaproponowana metodyka implementacji, wykorzystująca sieć neuronową, jest wygodna do praktycznej implementacji. Poprzez zastosowanie sieci neuronowej możliwe jest, bezpośrednio na podstawie pomiaru częstotliwości składowych RGB, wyznaczenie barwy elementu. Jest to znaczne uproszczenie algorytmu szczególnie dla większej ilości rozpoznawanych kolorów. Szczególnie korzystne wydaje się zastosowanie detektora neuronowego w warunkach niepewności pomiaru oraz zakłóceń zewnętrznych. Opisany projekt modelu neuronowego może być traktowany jako przykład według którego możliwe jest opracowanie detektora dla większej liczby barw. Ostatecznie neuronowy detektor koloru zastosowano w modelu sortownika elementów kolorowych, wykonano model którego silniki krokowe sterowane są na podstawie informacji o wykrytej długości fali. Całościowo urządzenie może być rozbudowywane według potrzeb aplikacyjnych. W literaturze branżowej o zasięgu międzynarodowym, można spotkać zastosowania czujnika TCS3200 współpracującego z aplikacją uruchamianą na komputerze PC [13]. Zaprezentowano również detektor neuronowy, składający się z dwóch modeli [14]. Pierwszy z nich zastosowano w celu wygenerowania przesłanek o kolorach (sieć Kohonena), drugi wykrywał kolor (sieć wielowarstwowa). Na podstawie powyższych informacji można stwierdzić oryginalność zaproponowanego rozwiązania.

## LITERATURA

- [1] PASZKIEWICZ T., *E3MC RGB Color Sensor Przemysłowe czujniki koloru*, Elektronika Praktyczna, 2001, Vol. 2, 132–135.
- [2] HENDRYCH B., *Rozpoznawanie barw. Aplikacje czujników koloru MEE*, Elektronika Praktyczna, 2012, Vol. 1, 112–114.
- [3] KUMAR A., CHOUDHURY R., *Principles of Colour and Appearance Measurement: Object Appearance, Colour Perception and Instrumental Measurement*, Elsevier, 2014.
- [4] VELHO L., FRERY A.C., GOMES J., *Image Processing for Computer Graphics and Vision*, Springer Science & Business Media, 2009.
- [5] HUANG W., QIAO Y., TANG X., *Robust Scene Text Detection with Convolution Neural Network Induced MSER Trees*, Computer Vision – ECCV 2014, 13th European Conference, 2014, Vol. 8692, 497–511.

- [6] MARKOU M., SINGH S., *Novelty detection: a review – Part 2: neural network based approaches*, Signal Processing, 2003, Vol. 83, No. 12, 2499–2521.
- [7] ROWLEY H.A., BALUJA S., KANADE T., *Neural network-based face detection*, IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 1998, Vol. 20, No. 1, 23–38.
- [8] TADEUSIEWICZ R., *Sieci neuronowe*, Akademicka Oficyna Wydawnicza, Warszawa 1993.
- [9] OSOWSKI S., *Sieci neuronowe do przetwarzania informacji*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2013.
- [10] YU H., WILAMOWSKI B. M., *Levenberg–Marquardt Training*, Ind. Electronics Handbook, Intelligent Systems, 2nd ed., 2011, Vol. 5, 12-1–12-15.
- [11] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., KAMIŃSKI M., *FPGA Implementation of the Multilayer Neural Network for the Speed Estimation of the Two-Mass Drive System*, IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2011, Vol. 7, No. 3, 436–445.
- [12] ŚWISULSKI D., *Cyfrowe metody rejestracji prędkości obrotowej maszyn wirujących*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 49, Seria: Studia i Materiały, Nr 21, 2000, 171–179.
- [13] QIAOYI L., YANLING X., WENLONG Y., JUNSHENG H., HUAN L., *Study on Color Analyzer based on the Multiplexing of TCS3200 Color Sensor and Microcontroller*, International Journal of Hybrid Information Technology, 2014, Vol. 7, No. 5, 167–174.
- [14] TAKAHASHI M., HASHIMUKAI H., ANDO H., *2-dimensional color sensor with combined neural network*, International Joint Conference on Neural Networks, 1991.

#### HARDWARE IMPLEMENTATION OF NEURAL DETECTOR FOR COLOR SELECTION

In this paper neural model applied in detection of wavelength of the light is presented. The structure of neural detector and design methodology are described. Moreover, hardware implementation is shown, for this purpose ATmega 32 is used. Tests presenting quality of detection has been prepared.

*regulator predykcyjny, układ dwumasowy,  
redukcja złożoności*

Karol WRÓBEL\*, Piotr SERKIES\*

## **REDUKCJA ZŁOŻONOŚCI REGULATORA PREDYKCYJNEGO W UKŁADZIE DWUMASOWYM Z SILNIKIEM INDUKCYJNYM**

W pracy przedstawiono możliwość ograniczenia złożoności obliczeniowej algorytmów predykcyjnych pracujących w układach dwumasowych z silnikami indukcyjnymi. Po krótkim wprowadzeniu w kolejnych rozdziałach opisano: algorytmy predykcyjne, metody ograniczania złożoności obliczeniowej tego typu regulatorów, schemat ideowy i zależności obowiązujące w układzie dwumasowym, model silnika indukcyjnego oraz strukturę sterowania. Następnie zaprezentowano wyniki badań symulacyjnych. Pracę zakończono podsumowując uzyskane wyniki.

### **1. WPROWADZENIE**

W przypadku wielu nowoczesnych układów napędowych niedopuszczalne jest pominięcie skończonej sztywności wału napędowego. Problem ten pojawia się głównie w układach o dużej dynamice wymuszania momentu elektromagnetycznego. Pominięcie w procesie sterowania napędem sprężystości połączenia mechanicznego może wywołać drgania skrętne, które z kolei prowadzą do pogorszenia właściwości dynamicznych układu, a w skrajnych przypadkach mogą prowadzić do uszkodzenia jego elementów [7].

Silniki indukcyjne dzięki zastosowaniu zaawansowanych metod sterowania takich jak metody połowo zorientowane (FOC), metoda bezpośredniej regulacji momentu (DTC) czy też układy wykorzystujące sztuczną inteligencję, a także algorytmy predykcyjne mogą uzyskać bardzo dobre właściwości dynamiczne i od wielu lat posiadają ugruntowaną pozycję, również w obszarze napędów precyzyjnych.

Algorytmy predykcyjne są intensywnie rozwijającą się dziedziną w teorii sterowania i, jak podkreślają autorzy np. w [5], stanowią jedno z największych osiągnięć w tym

---

\* Politechnika Wroclawska, Katedra Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, e-mail: karol.wrobel@pwr.edu.pl, piotr.serkies@pwr.edu.pl

zakresie. Jedną z najbardziej intensywnie rozwijających się grup tego typu algorytmów są algorytmy wykorzystujące model w dyskretnej przestrzeni stanu (MPC). Podstawową zaletą algorytmów predykcyjnych jest możliwość uwzględnienia ograniczeń zmiennych stanu na etapie projektowania funkcji celu regulatora. Jednak jednym z głównych problemów związanych ze stosowaniem tego typu algorytmów jest stosunkowo duża złożoność obliczeniowa. Ogranicza ona możliwość stosowania algorytmów predykcyjnych do układów o stosunkowo dużych stałych czasowych.

Celem niniejszego artykułu jest przedstawienie możliwości ograniczenia złożoności obliczeniowej algorytmów predykcyjnych zastosowanych do sterowania układem dwumasowym.

## 2. ALGORYTMY PREDYKCYJNE

W rozpatrywanym układzie przyjęto przypadek sterowania predykcyjnego, wykorzystującego model w dyskretnej przestrzeni stanu (1). Funkcja kryterialna wykorzystywana przez regulator ma postać (2a) i uwzględnia założone ograniczenia (2b).

$$\begin{aligned}x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) \\y(k) &= Cx(k)\end{aligned}\tag{1}$$

gdzie:  $x(k)$ ,  $u(k)$ ,  $y(k)$  to odpowiednio wektory: stanu, zmiennych wejściowych i wyjściowych,  $A$ ,  $B$ ,  $C$  to znane, niezmiennie w czasie macierze systemowe.

$$J_N^* = \min_{U = [u_0^T, \dots, u_{N_u-1}^T]^T} \left[ \sum_{k=0}^{N_p} y_k^T Q y_k + \sum_{k=0}^{N_u-1} u_k^T R u_k \right]\tag{2a}$$

$$u_{\min} \leq u(k) \leq u_{\max}; \quad \Delta u_{\min} \leq \Delta u(k) \leq \Delta u_{\max}; \quad x_{\min} \leq y(k) \leq x_{\max}\tag{2b}$$

gdzie:  $Q \geq 0$  i  $R > 0$  – macierze wagowe regulatora,  $N_p$ ,  $N_u$  – horyzonty predykcji odpowiednio: wyjść i sygnałów sterujących,  $U$  – sekwencja sterowań ( $N_u$  wektorów  $m$ -wymiarowych, gdzie  $m$  jest liczbą sygnałów sterujących). Zakłada się, że  $N_u \leq N_p$ , a  $u_k = u_{N_u-1}$  dla każdego  $k \geq N_u$ .

Wśród algorytmów predykcyjnych wyróżnić można układy realizowane w czasie rzeczywistym., w których problem optymalizacji rozwiązywany jest w każdym kroku obliczeń. Ten typ optymalizacji, nazywany *on-line*, wymaga dużego nakładu obliczeniowego w każdej iteracji i w związku z tym, stosowany może być w układach o relatywnie niskiej dynamice. Drugi typ optymalizacji, nazywany *off-line*, wykorzystuje programowanie wieloparametryczne. W wyniku jego działania, przestrzeń stanu dzielona jest na regiony ( $P_r$ ), które opisane są nierównościami określającymi ich granice (3a). Do każdego regionu przypisane jest prawo sterowania, które

jest kawałkami ciągle i określone jako liniowa funkcja zmiennych stanu (3b). Szczegółowy opis wyznaczania regionów i obliczania praw sterowania podany jest w [1]. Podejście takie pozwala zastosować algorytmy predykcyjnych do obiektów o większej dynamice.

$$P_r = \{x \in \mathbf{R}^n \mid H_r x \leq K_r\} \quad (3a)$$

$$u(x) = F_r x(k) + g_r \quad \forall x \in P_r, r = 1, \dots, N_r \quad (3b)$$

### 3. METODY OGRANICZANIA ZŁOŻONOŚCI OBLICZENIOWEJ ALGORYTMÓW PREDYKCYJNYCH

W przypadku bardziej skomplikowanych problemów, złożoność obliczeniowa algorytmów predykcyjnych uniemożliwia praktyczną realizowalność tego typu układów sterowania. Należy wówczas rozważyć możliwość redukcji złożoności obliczeniowej. W przypadku zastosowania optymalizacji *off-line*, wyznaczenie sygnału sterującego polega na znalezieniu aktywnego regionu i zastosowaniu powiązanego z nim prawa sterowania. Prosty algorytm przeszukuje kolejne regiony, sprawdzając spełnienie nierówności opisujących ich granice. Jeśli wszystkie nierówności dla określonego regionu są spełnione, należy zastosować powiązane z nim prawo sterowania. Złożoność tego algorytmu w prosty sposób zależy od liczby regionów. W związku z tym redukcję złożoności można uzyskać poprzez: zmniejszenie liczby regionów, zmniejszenie horyzontów predykcji wyjść i sterowań lub poprzez zastosowanie innych metod wyznaczania sterowania.

W przypadku zmniejszenia liczby regionów połączeniu ulegają regiony z tym samym prawem sterowania. Zakłada się przy tym, że wynikowy region ma być regionem wypukłym. Można stwierdzić, że obszar jest wypukły, jeśli dowolne dwa punkty leżące w jego środku, można połączyć odcinkiem, w całości zawierającym się w danym obszarze. Konsekwencją zastosowania tej metody nie jest zmniejszenie liczby praw sterowania, jak w przypadku ograniczenia horyzontów a lepszy sposób podziału przestrzeni. Podczas łączenia regionów dąży się do tego by nowe obszary miały maksymalne powierzchnie. Maksymalna powierzchnia gwarantuje maksymalną redukcję ilości regionów. Niektórzy autorzy (np. [2], [8]) proponują również usuwanie małych lub „skrajnych” regionów (takich regionów, których zastosowanie jest mało prawdopodobne, mają małe powierzchnie, trajektorie przebywają w nich minimalną ilość czasu i mogą być wybrane w wyniku występowania np. szumów pomiarowych). Są to zazwyczaj metody stratne, zmniejszające liczbę dostępnych praw sterowania.

Zmniejszenie horyzontów predykcji negatywnie wpływa na właściwości dynamiczne układu [3]. Wybór długości horyzontu musi stanowić kompromis pomiędzy



jakością sterowania a realizowalnością algorytmu. Dodatkowo ogranicza się często horyzont predykcji sterowań, zakładając zerową wartość przyrostu sygnału sterującego dla całego horyzontu predykcji wyjść, co w znacznym stopniu redukuje złożoność obliczeniową algorytmu.

Alternatywne metody wyznaczania sterowania ograniczające złożoność obliczeniową to np. metody wykorzystujące drzewa binarne. Metody te nie ograniczają ilości regionów ani praw sterowania. Służą natomiast do bardziej efektywnego przeszukiwania zbioru rozwiązań. Wyznaczenie sterowania związanego z aktualnym stanem polega, podobnie jak w klasycznym algorytmie, na znalezieniu aktywnego regionu, a następnie na zastosowaniu prawa sterowania powiązanego z tym regionem.

#### 4. UKŁAD DWUMASOWY

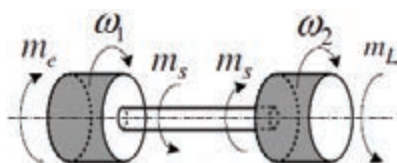
W badaniach symulacyjnych przyjęto model układu dwumasowego z bezinercyjnym elementem sprężystym [7]. Schemat układu przedstawiono na rysunku 1, natomiast równania opisujące zależności w nim występujące przedstawiono wzorami (4)–(6):

$$\frac{d\omega_1}{dt} = \frac{1}{T_1}(m_e - m_s) \quad (4)$$

$$\frac{d\omega_2}{dt} = \frac{1}{T_2}(m_s - m_L) \quad (5)$$

$$\frac{dm_s}{dt} = \frac{1}{T_c}(\omega_1 - \omega_2) \quad (6)$$

gdzie:  $\omega_1$  – prędkość silnika,  $\omega_2$  – prędkość maszyny roboczej,  $T_1$ ,  $T_2$  – stałe czasowe związana z momentem bezwładności odpowiednio silnika napędowego oraz maszyny roboczej,  $m_e$  – moment elektromagnetyczny,  $m_s$  – moment skrętny,  $m_L$  – moment obciążenia,  $T_c$  – stała czasowa związana ze sprężystością elementu łączącego.



Rys. 1. Schemat ideowy układu dwumasowego

## 5. MODEL MATEMATYCZNY SILNIKA. STRUKTURA STEROWANIA

Część elektromagnetyczną zapisano za pomocą modelu silnika indukcyjnego, opisanego w układzie  $x$ - $y$  w jednostkach względnych, przy orientacji wektorów przestrzennych na strumień wirnika i uwzględnieniu powszechnie stosowanych założeń upraszczających. Układ napędowy, sterowany ma być z falownika napięcia, należy zatem uwzględnić obwód stojana. W równaniu tego obwodu występują sprzężenia skrośne, które należy odprzęgać przy sterowaniu [4].

Struktura sterowania, budową zbliżona jest do układu połowo zorientowanego. Występuje w niej jednak jeden regulator predykcyjny, wykorzystujący model obiektu w przestrzeni stanu. Zbudowany jest przy założeniu, że napęd pracuje w obszarze stałego momentu, a strumień stabilizowany jest na wartości znamionowej. Pominięto również człony odprzęgające, które uwzględnione są w strukturze sterowania. Wektor zmiennych stanu został rozszerzony o dwie zmienne referencyjne. W strukturze sterowania minimalizowane są uchyby strumienia wirnika, momentu skrętnego i położenia wału. Poziom ograniczeń określono na podstawie zaleceń przedstawionych w [6]. Model obiektu przedstawia układ równań (1). W którym:

$$x = [i_{sx} \quad \psi_r \quad i_{sy} \quad \omega_1 \quad \omega_2 \quad m_s \quad m_L \quad \psi_r^{\text{ref}} \quad \omega^{\text{ref}}]^T \quad (7)$$

$$u = [u_{sx} \quad u_{sy}]^T \quad (8)$$

$$y = \begin{bmatrix} \psi_r(k) - \psi_r^{\text{ref}}(k) \\ \omega_1(k) - \omega_1^{\text{ref}}(k) \\ m_s(k) - m_L(k) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma T_N x_s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\sigma T_N x_s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (10)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-r_s}{\sigma T_N x_s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{r_r}{x_r T_N} & \frac{-r_r}{x_r T_N} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-r_s}{\sigma T_N x_s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\psi_r^{\text{nom}} x_M}{x_r T_1} & 0 & 0 & -\frac{1}{T_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_2} & -\frac{1}{T_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_c} & -\frac{1}{T_c} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$u_{sx}, u_{sy}, i_{sx}, i_{sy}$  – napięcia i prądy stojana w osiach  $x$  i  $y$ ,  $\psi_r = \psi_{rx}$ ,  $\psi_r^{\text{ref}}$  – strumień wirnika w osi  $x$  i referencyjny,  $T_N$  – stała czasowa odniesienia,  $r_s, r_r$  – rezystancje: stojana, wirnika,  $x_s, x_r, x_M$  – reaktancje: stojana, wirnika, magnesująca,  $\sigma$  – całkowity współczynnik rozproszenia silnika,  $T_1, T_2$  – mechaniczna stała czasowa silnika i maszyny roboczej,  $m_L$  – moment obciążenia,  $\omega_1, \omega_2$  – prędkość silnika i maszyny roboczej, przy czym:

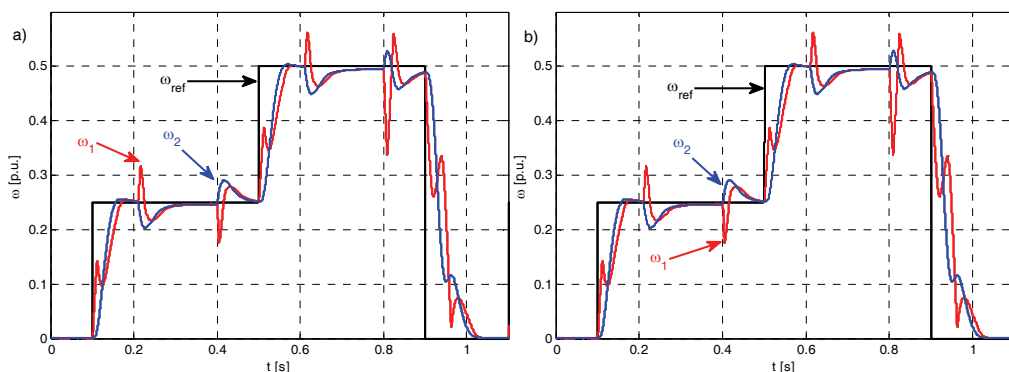
$$\left| u_{sx} \right| \leq u_{sx}^{\text{max}}; \left| u_{sy} \right| \leq u_{sy}^{\text{max}}; \left| i_{sx} \right| \leq i_{sx}^{\text{max}}; \left| i_{sy} \right| \leq i_{sy}^{\text{max}}; \left| m_s \right| \leq m_s^{\text{max}} \quad (13)$$

oraz:  $u_{sx}^{\text{max}} = u_{sy}^{\text{max}} = 1$ ;  $i_{sx}^{\text{max}} = 2,5$ ;  $i_{sy}^{\text{max}} = 2,3$ ;  $m_s^{\text{max}} = 0,9$

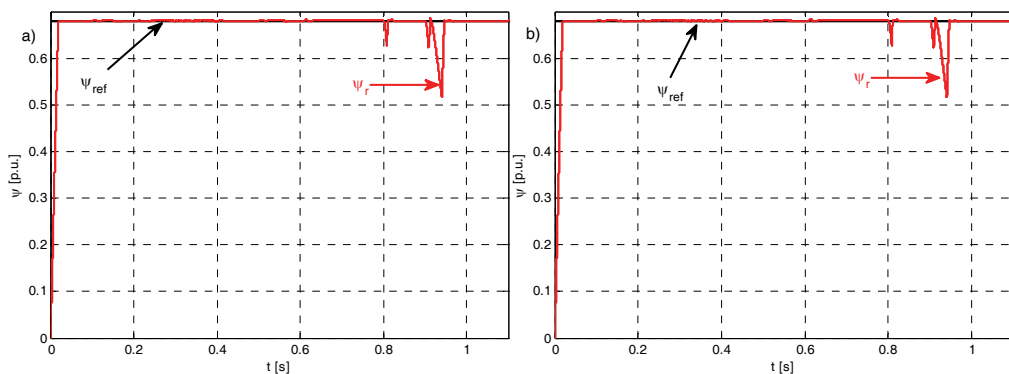
## 6. WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH

Podczas badań symulacyjnych zbadano poprawność działania zaproponowanego układu. Porównano również działanie standardowego regulatora predykcyjnego oraz regulatora ze zredukowaną liczbą regionów. W celu redukcji liczby obszarów wykorzystano metodę polegającą na łączeniu regionów z tym samym prawem sterowania, opisaną szerzej w punkcie 3. Wyniki przedstawiono na rysunkach 2–5. Symulacja polegała na zadaniu w chwili 0 s wartości znamionowej strumienia wirnika. Następnie prędkość referencyjna silnika zmieniała się skokowo w chwili 0,1 s do wartości 0,25 [p.u.], w chwili 0,5 s do wartości 0,5 [p.u.] oraz w chwili 0,9 s do wartości 0 [p.u.]. Moment obciążenia zadawany był po ustaleniu się prędkości na wartości

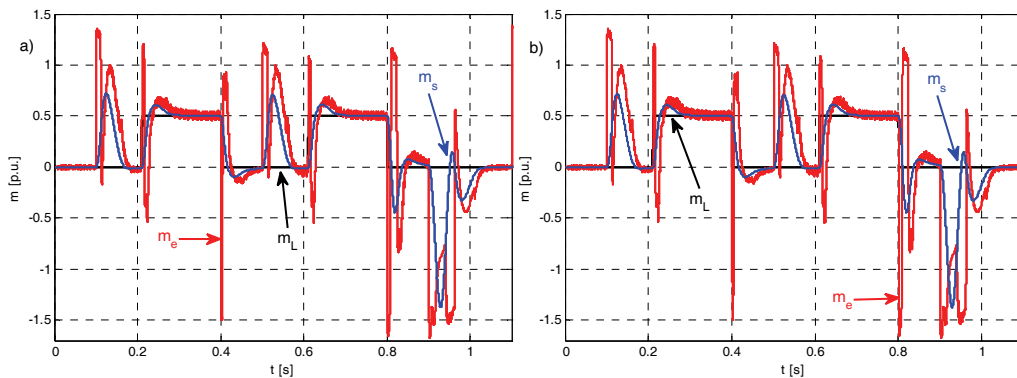
zadanej. Skokowe zmiany momentu obciążenia do wartości 0,5 [p.u.] następowały w chwilach 0,21 s i 0,61 s. Natomiast odciążanie silnika następowało w chwilach 0,4 s i 0,8 s. Przebiegi prędkości referencyjnej, silnika oraz maszyny roboczej przedstawiono na rysunku 2a i 2b odpowiednio dla układu ze standardowym regulatorem oraz dla układu z regulatorem ze zredukowaną liczbą regionów. Analogicznie na rysunkach 3 i 4 przedstawiono odpowiednio przebiegi strumienia wirnika oraz momentów (elektromagnetycznego, skrętnego i obciążenia) uzyskane dla obu struktur. Na rysunku 5 zaprezentowano, które regiony były wykorzystywane w poszczególnych chwilach czasowych w układzie standardowym (1) i ze zredukowaną liczbą regionów (2).



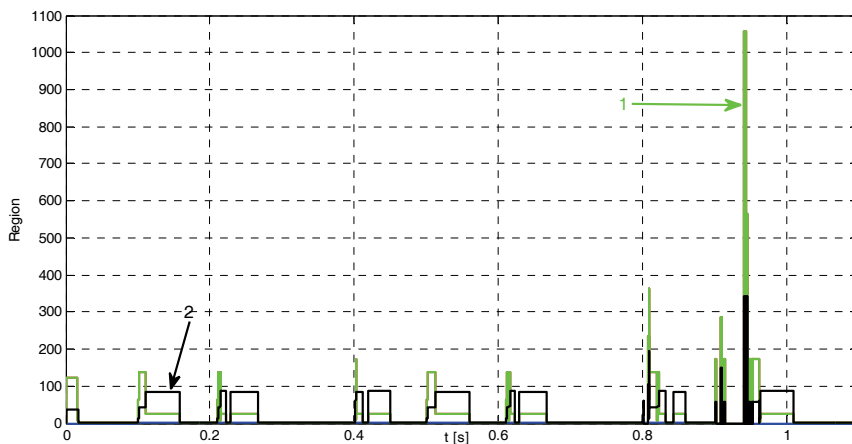
Rys. 2. Przebiegi prędkości referencyjnej, silnika i maszyny roboczej, uzyskane w układzie ze standardowym (a) i zredukowanym (b) regulatorem



Rys. 3. Przebiegi strumienia referencyjnego i wirnika, uzyskane w układzie ze standardowym (a) i zredukowanym (b) regulatorem



Rys. 4. Przebiegi momentu elektromagnetycznego, obciążenia i skrętnego, uzyskane w układzie ze standardowym (a) i zredukowanym (b) regulatorem



Rys. 5. Regiony wykorzystywane w układzie ze standardowym (1) i zredukowanym (2) regulatorem

## 7. PODSUMOWANIE

Badania symulacyjne potwierdzają poprawność działania zaproponowanej struktury sterowania. Zarówno prędkość jak i strumień są bardzo dobrze stabilizowane. Jak zaprezentowano na rysunkach 2–4 układy: standardowy oraz ze zredukowaną liczbą regionów, w warunkach niewystępowania szumów pomiarowych, zachowują się idealnie. Potwierdza to zasadność twierdzenia, że przedstawiona metoda redukcji liczby regionów jest metodą bezstratną. W wyniku jej działania udało się

zredukować liczbę regionów z 1212 do 671 (redukcja na poziomie ok. 45%). Skutkuje to również mniejszym czasem generacji sterowania. Jak sprawdzono w przypadku standardowego układu, generacja sygnału sterującego w najgorszym przypadku zajmuje ok. 4,5 ms. W przypadku układu z redukcją liczby regionów, czas ten zmniejsza się do ok. 2,6 ms. Uzyskuje się zatem zmniejszenie czasu obliczenia sterowania na poziomie 42% (dla najgorszego przypadku). Porównanie właściwości regulatora standardowego i zredukowanego przedstawiono w tabeli 1. Czas potrzebny na przeszukanie wszystkich regionów zmniejsza się z ok. 4,4 ms do ok. 2,5 ms, co daje redukcję na poziomie 43%.

Tabela 1. Porównanie regulatora standardowego i zredukowanego

Regulator	standardowy	zredukowany
Czas generacji sygnału sterującego	4,5 ms	2,6 ms
Liczba regionów	1212	671

*Praca finansowana przez Narodowe Centrum Nauki w ramach projektu: „Odporne estymatory zmiennych stanu i parametrów układu napędowego z połączeniem sprzężystym”, UMO-2011/01/B/ST7/03500. 2011-2014*

#### LITERATURA

- [1] BEMPORAD A., MORARI M., DUA V., PISTIKOPOULOS E.N., *The explicit linear quadratic regulator for constrained systems*, Automatica, 2002, Vol. 38, No. 1, 3–20.
- [2] CHRISTOPHERSEN F.J., ZEILINGER M.N., JONES C.N., MORARI M., *Controller Complexity Reduction for Piecewise Affine Systems Through Safe Region Elimination*, 46th IEEE Conf. on Decision and Control New Orleans, LA, USA, 2007, 4773–4778.
- [3] MORARI M., LEE J.H., *Model predictive control: Past, present and future*, Computers & Chemical Engineering, 1999, No. 4–5, 667–682.
- [4] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*, Oficyna Wydawnicza PWR., Wrocław 2003.
- [5] RODRIGUEZ J., KAZMIERKOWSKI M.P., ESPINOZA J.R., ZANCHETTA P., ABU-RUB H., YOUNG H.A., ROJAS CH.A., *State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control In Power Electronics*, IEEE Trans. on Industrial Informatics, 2013, Vol. 9, No. 2, 1003–1016.
- [8] SERKIES P.J., SZABAT K., DODDS S., *Sterowanie napędem dwumasowym bazujące na metodzie FDC z ograniczeniami zmiennych stanu*, Przegląd Elektrotechniczny, 2013, vol. 89, nr 12, 60–63.
- [6] SZABAT K., *Struktury sterowania elektrycznych układów napędowych z połączeniem sprzężystym*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 61, Seria: Monografie, Nr 19, Wrocław 2008, 33–40.
- [7] VASAK M., BAOTIC M., PERIC N., SZABAT K., CYCHOWSKI M., *Efficient implementation of patched LQR for control and protection of multi-mass drives*, IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2011, 1913–1918.

## REDUCING COMPUTATIONAL COMPLEXITY OF PREDICTIVE CONTROLLER IN TWO-MASS SYSTEM WITH INDUCTION MOTOR

The paper presents the opportunity of reducing the computational complexity of the predictive algorithms operating in two-mass drive systems with induction motors. The paper is divided into 7 sections as follows: Section 1 – introduction, Sections 2 and 3 are dedicated to the description of the predictive algorithms and methods to reduce the computational complexity of this type of regulators, Section 4 shows schematic diagram and relationships existing in the two-mass system. Section 5 presents model of the induction motor and control structure. Then, in Section 6, the simulation results have been shown. The article is finished as the research conclusion and summarizing the results.

*silnik indukcyjny, sterowanie predykcyjne,  
skończony zbiór rozwiązań*

Karol WRÓBEL\*

## **STEROWANIE MOMENTEM ELEKTROMAGNETYCZNYM SILNIKA INDUKCYJNEGO Z WYKORZYSTANIEM REGULATORA PREDYKCYJNEGO ZE SKOŃCZONYM ZBIOREM ROZWIĄZAŃ**

W pracy zaprezentowano regulator predykcyjny ze skończonym zbiorem rozwiązań, służący do sterowania momentem silnika indukcyjnego. Pokazano różnice w strukturze i działaniu algorytmów predykcyjnych w podejściu bezpośrednim i pośrednim. Zaprezentowano sekwencję generacji sygnału sterującego w proponowanym układzie. W referacie przedstawiono badania symulacyjne potwierdzające poprawność działania prezentowanej struktury sterowania. Sprawdzone również wpływ postaci funkcji celu oraz wartości wybranych współczynników skalujących na właściwości dynamiczne układu.

### 1. WPROWADZENIE

Silniki indukcyjne dzięki zastosowaniu zaawansowanych metod sterowania mogą być stosowane wszędzie tam, gdzie wymaga się wysokiej jakości sterownia. Do zalet tego typu silników należą z pewnością: stosunkowo prosta konstrukcja, niezawodność oraz bardzo dobre właściwości statyczne i dynamiczne. Drogę do stosowania silników indukcyjnych w zaawansowanych układach napędowych otworzyło opracowanie w latach siedemdziesiątych ubiegłego stulecia metody połowo zorientowanej [1]. Kolejnym ważnym krokiem było opracowanie w latach osiemdziesiątych ubiegłego stulecia algorytmu bezpośredniej regulacji momentu [8]. Dzięki rozwojowi narzędzi energoelektronicznych i mikroprocesorowych, możliwe stało się stosowanie coraz bardziej wyrafinowanych algorytmów sterowania. Wśród nich wyróżnić należy regulatory ślizgowe [6] oraz układy wykorzystujące sztuczną inteligencję [2]. Kolejną grupę stanowią układy wykorzystujące algorytmy predykcyjne.

---

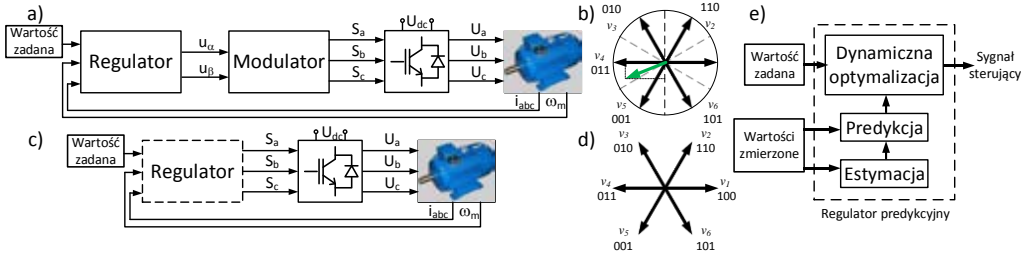
\* Politechnika Wrocławska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, e-mail: karol.wrobel@pwr.edu.pl



Jak podkreślają autorzy [7], algorytmy te po kilku dekadach zrównoważonego rozwoju stanowią jedno z najważniejszych osiągnięć w dziedzinie sterowania. Cechą charakterystyczną regulatorów predykcyjnych jest ich elastyczność, którą uzyskuje się poprzez odpowiednie zaprojektowanie funkcji celu. Możliwe jest również wprowadzenie założonych ograniczeń sygnałów bezpośrednio do problemu optymalizacji.

## 2. ALGORYTMY PREDYKCYJNE

W sterowaniu predykcyjnym wpływ przyszłych sygnałów sterujących na proces jest przewidywany w oparciu o aktualny stan, przy wykorzystaniu modelu. Na podstawie porównania przewidywanego i aktualnego stanu wyznaczany jest optymalny, dostępny sygnał sterujący, uwzględniający założone ograniczenia [9]. Jedną z klasyfikacji regulatorów predykcyjnych jest podział ze względu na zbiór rozwiązań. Wyróżnia się algorytmy ze skończonym i nieskończonym zbiorem. W układach z nieskończonym zbiorem rozwiązań nazywanych również układami z podejściem pośrednim w strukturze sterowania oprócz zadajnika wartości, regulatora, przekształtnika oraz obiektu znajduje się modulator (rys. 1a). Sygnały wyjściowe regulatora mogą przyjmować dowolną wartość w przyjętym zakresie rozważań (okrąg na rysunku 1b). Zadaniem modulatora jest przekształcenie tych sygnałów na odpowiednie sygnały sterujące kluczami przekształtnika. W podejściu bezpośrednim w strukturze sterowania nie występuje modulator, sygnały wyjściowe regulatora są sygnałami sterującymi podawanymi bezpośrednio na klucze przekształtnika (rys. 1c). W procesie optymalizacji rozważane są wektory napięcia sterującego, które są możliwe do uzyskania w danym układzie zasilającym. W rozważanym przypadku w przekształtniku dwupoziomowym możliwe jest uzyskanie ośmiu wektorów napięciowych – w tym dwóch zerowych (rys. 1d). Jednak jak zauważają autorzy [5] liczba możliwych przełączeń rośnie w najgorszym przypadku wykładniczo wraz ze wzrostem horyzontu predykcyjnego. Oznacza to duże obciążenie obliczeniowe dla systemu regulacji. Ogranicza to w układach rzeczywistych możliwość stosowania długich horyzontów predykcyjnych. Jak zauważają autorzy [10] w przypadku zastosowania regulatorów predykcyjnych ze skończonym zbiorem rozwiązań odprężenie torów regulacji nie jest wymagane, co z kolei zmniejsza złożoność obliczeniową układu. W pracach [3] i [4] przedstawiono bardziej efektywny sposób rozwiązania problemu optymalizacji w bezpośrednich algorytmach predykcyjnych z długimi horyzontami przewidywania. Zaproponowano w nich wykorzystanie kodowania sferycznego, pozwalający ograniczyć zbiór rozważanych przełączeń do sfery o aktualnym optymalnym promieniu. Autorzy sugerują również zastosowanie prostego schematu zaokrąglania, w celu dodatkowego zmniejszenia czasu obliczeń. Rozwiązanie to daje wyniki optymalne lub suboptymalne.



Rys. 1. Struktury sterowania (a, c) oraz sygnały wyjściowe regulatora (b, d) z nieskończonym (a, b) i ze skończonym zbiorem rozwiązań (c, d), idea sterowania predykcyjnego (e)

### 3. UKŁAD REGULACJI

Proponowany regulator w podejściu bezpośrednim jest regulatorem momentu. Pracuje w strukturze zaprezentowanej na rysunku 1c. Wykorzystuje model silnika w układzie  $\alpha\text{-}\beta$ . Sekwencja generacji sygnału sterującego obejmuje: estymację strumienia wirnika (1), predykcję: strumienia stojana (2), prądu stojana (3) oraz momentu elektromagnetycznego (4).

$$\Psi_r(k) = \frac{L_r}{L_m} \Psi_s(k) + \mathbf{I}_s(k) \left( L_m - \frac{L_r L_s}{L_m} \right), \quad (1)$$

$$\Psi_s(k+1) = \Psi_s(k) + T_s \mathbf{V}_s(k) - T_s R_s \mathbf{I}_s(k), \quad (2)$$

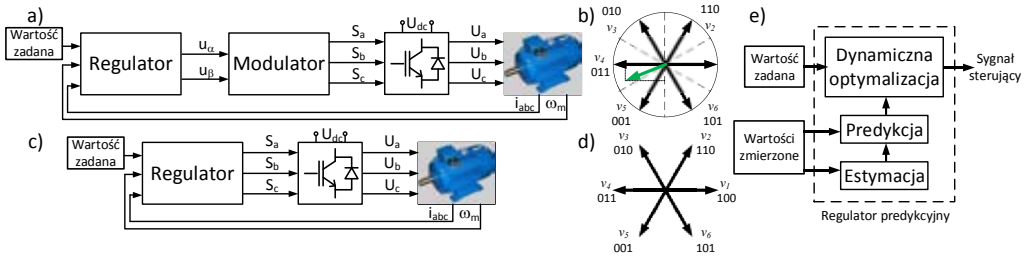
$$\mathbf{I}_s(k+1) = \left( 1 + \frac{T_s}{\tau_\sigma} \right) \mathbf{I}_s(k) + \frac{T_s}{\tau_\sigma + T_s} \left\{ \frac{1}{R_\sigma} \left[ \left( \frac{k_r}{\tau_r} - k_r j\Omega \right) \Psi_r(k) + \mathbf{V}_s(k+1) \right] \right\}, \quad (3)$$

$$M_e(k+1) = \frac{3}{2} p \text{Im} \{ \bar{\Psi}_s(k+1) \mathbf{I}_s(k+1) \}, \quad (4)$$

gdzie:  $\Psi_s, \Psi_r$  – wektory strumienia stojana i wirnika,  $\mathbf{I}_s$  – wektor prądu stojana,  $\mathbf{V}_s$  – wektor napięcia stojana,  $R_s$  – rezystancja stojana,  $L_s, L_r, L_m$  – indukcyjności: stojana, wirnika i magnesująca,  $T_s$  – okres próbkowania,  $\tau_\sigma = \sigma L_s / R_\sigma$ ,  $R_\sigma = R_s + k_r^2 R_r$ ,  $k_r = L_m / L_r$ ,  $\tau_r = L_r / R_r$ ,  $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_r L_s)$ ,  $\Omega$  – prędkość,  $M_e$  – moment elektromagnetyczny,  $p$  – liczba par biegunów,  $k$  – chwila czasowa

$$g = \sum_{n=1}^N \left| M_e^{\text{ref}} - M_e^p(k+n) \right| + \lambda \sum_{n=1}^N \left| \Psi_s^{\text{ref}} - \Psi_s^p(k+n) \right| + \sum_{n=1}^N (\alpha_n f_n + \beta_n h_n) \quad (5)$$

gdzie:  $M_e^{\text{ref}}, M_e^p$  – moment elektromagnetyczny: referencyjny i predykowany,  $\Psi_s^{\text{ref}}, \Psi_s^p$  – strumień stojana: referencyjny i predykowany,  $h_k, f_k$  – składniki kary za przekroczenie



Rys. 1. Struktury sterowania (a, c) oraz sygnały wyjściowe regulatora (b, d) z nieskończonym (a, b) i ze skończonym zbiorem rozwiązań (c, d), idea sterowania predykcyjnego (e)

### 3. UKŁAD REGULACJI

Proponowany regulator w podejściu bezpośrednim jest regulatorem momentu. Pracuje w strukturze zaprezentowanej na rysunku 1c. Wykorzystuje model silnika w układzie  $\alpha$ - $\beta$ . Sekwencja generacji sygnału sterującego obejmuje: estymację strumienia wirnika (1), predykcję: strumienia stojana (2), prądu stojana (3) oraz momentu elektromagnetycznego (4).

$$\Psi_r(k) = \frac{L_r}{L_m} \Psi_s(k) + \mathbf{I}_s(k) \left( L_m - \frac{L_r L_s}{L_m} \right), \quad (1)$$

$$\Psi_s(k+1) = \Psi_s(k) + T_s \mathbf{V}_s(k) - T_s R_s \mathbf{I}_s(k), \quad (2)$$

$$\mathbf{I}_s(k+1) = \left( 1 + \frac{T_s}{\tau_\sigma} \right) \mathbf{I}_s(k) + \frac{T_s}{\tau_\sigma + T_s} \left\{ \frac{1}{R_\sigma} \left[ \left( \frac{k_r}{\tau_r} - k_r j\Omega \right) \Psi_r(k) + \mathbf{V}_s(k+1) \right] \right\}, \quad (3)$$

$$M_e(k+1) = \frac{3}{2} p \operatorname{Im} \{ \bar{\Psi}_s(k+1) \mathbf{I}_s(k+1) \}, \quad (4)$$

gdzie:  $\Psi_s, \Psi_r$  – wektory strumienia stojana i wirnika,  $\mathbf{I}_s$  – wektor prądu stojana,  $\mathbf{V}_s$  – wektor napięcia stojana,  $R_s$  – rezystancja stojana,  $L_s, L_r, L_m$  – indukcyjności: stojana, wirnika i magnesująca,  $T_s$  – okres próbkowania,  $\tau_\sigma = \sigma L_s / R_\sigma$ ,  $R_\sigma = R_s + k_r^2 R_r$ ,  $k_r = L_m / L_r$ ,  $\tau_r = L_r / R_r$ ,  $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_r L_s)$ ,  $\Omega$  – prędkość,  $M_e$  – moment elektromagnetyczny,  $p$  – liczba par biegunów,  $k$  – chwila czasowa

$$g = \sum_{n=1}^N |M_e^{\text{ref}} - M_e^p(k+n)| + \lambda \sum_{n=1}^N |\Psi_s^{\text{ref}} - \Psi_s^p(k+n)| + \sum_{n=1}^N (\alpha_n f_n + \beta_n h_n) \quad (5)$$

gdzie:  $M_e^{\text{ref}}, M_e^p$  – moment elektromagnetyczny: referencyjny i predykowany,  $\Psi_s^{\text{ref}}, \Psi_s^p$  – strumień stojana: referencyjny i predykowany,  $h_k, f_k$  – składniki kary za przekroczenie

nie ograniczeń i za przełączenie kluczy przekształtnika,  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\lambda$  – współczynniki skalujące,  $N$  – horyzont predykcji

Sekwencja powtarzana jest dla każdego z założonych kroków predykcji. Ostatnim etapem jest szacowanie wartości funkcji celu, która w ogólnym przypadku przyjmuje postać (5). Na podstawie oceny wartości funkcji celu następuje wybór optymalnego wektora. Prezentowany regulator jest regulatorem momentu, dlatego w funkcji celu przede wszystkim uwzględniono stabilizację momentu. By umożliwić stabilizację momentu niezbędna jest również stabilizacja strumienia. Dlatego w procesie optymalizacji minimalizowane są uchyby regulacji zarówno strumienia jak i momentu. Algorytm umożliwi również ograniczenie częstotliwości przełączeń i utrzymanie założonych ograniczeń. Uzyskuje się to poprzez wprowadzenie do funkcji celu odpowiednich składników kary: za przekroczenie ograniczeń i za przełączenia kluczy przekształtnika. W funkcji celu występują również współczynniki skalujące, różnicujące wpływ poszczególnych składników funkcji na jej wartość.

#### 4. BADANIA SYMULACYJNE

Podczas badań symulacyjnych sprawdzono poprawność działania zaproponowanej struktury. Przetestowano także wpływ postaci funkcji celu oraz wybranych współczynników na właściwości dynamiczne układu. W tym celu w badaniach symulacyjnych wykorzystano modułową (6) i kwadratową (7) postać funkcji celu. Jeśli już w pierwszym kroku predykcji zostało przekroczone ograniczenie prądu, funkcja celu przyjmowała wartość (8). Jeżeli ograniczenie zostało przekroczone w kolejnych krokach ( $i$ -tym, nie w pierwszym) do wartości funkcji celu dodawana była kara  $h_i = 10^5$ . Do oceny działania układu zastosowano kryterium oceny jakości sterowania postaci (9).

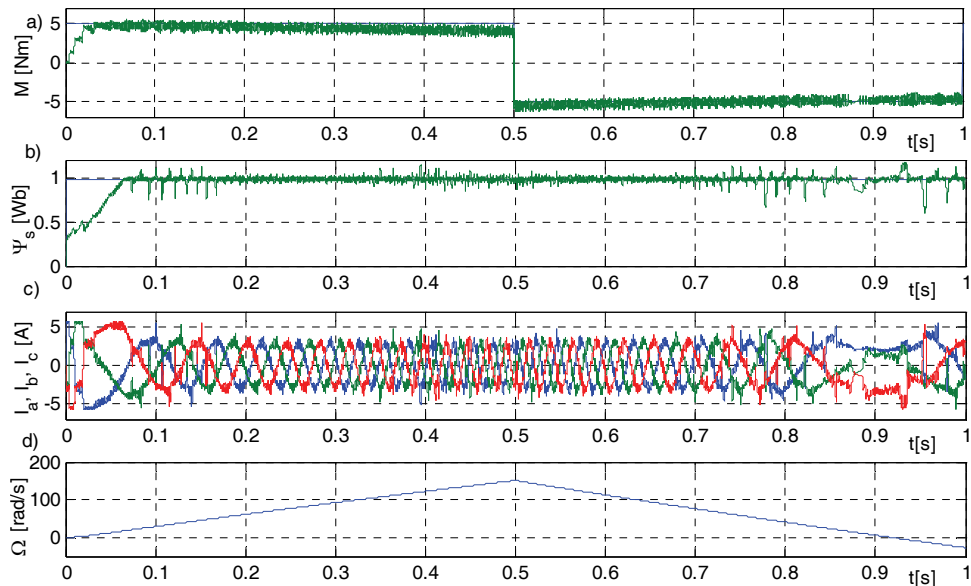
$$g_{1I_{sp1} < I_{max}} = \sum_{i=1}^N (|M_e^{ref} - M_e^p(k+i|k)| + \lambda_i |\Psi_s^{ref} - \Psi_s^p(k+i|k)| + \alpha_i f_i + h_i), \quad (6)$$

$$g_{2I_{sp1} < I_{max}} = \sum_{i=1}^N ((M_e^{ref} - M_e^p(k+i|k))^2 + \lambda_i (\Psi_s^{ref} - \Psi_s^p(k+i|k))^2 + \alpha_i f_i + h_i), \quad (7)$$

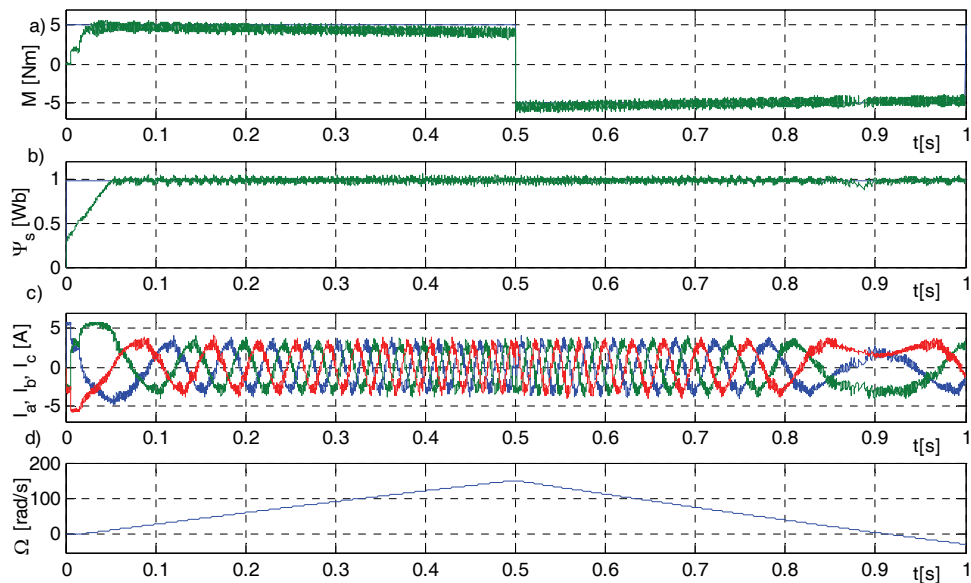
$$g_{I_{sp1} \geq I_{max}} = 10^{10}, \quad (8)$$

$$IT = \sum (|M_{ref} - M_{p1}| + |\Psi_{sref} - \Psi_{sp1}|). \quad (9)$$

W pierwszej kolejności sprawdzono poprawność działania obu układów. Współczynniki wagowe dobrano empirycznie. Wyniki dla układów z modułową i kwadratową funkcją celu przedstawiono odpowiednio na rysunkach 2 i 3. W kolejnych bada-

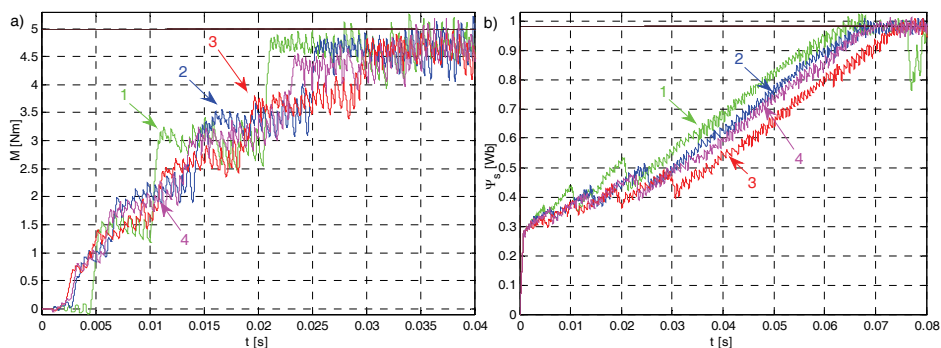


Rys. 2. Przebiegi: a) momentu elektromagnetycznego, b) strumienia stojana, c) prądów w poszczególnych fazach, d) prędkości dla układu z modułową funkcją celu ( $N = 1$ ,  $\alpha = 0,05$ ,  $\lambda = 0,8$ )

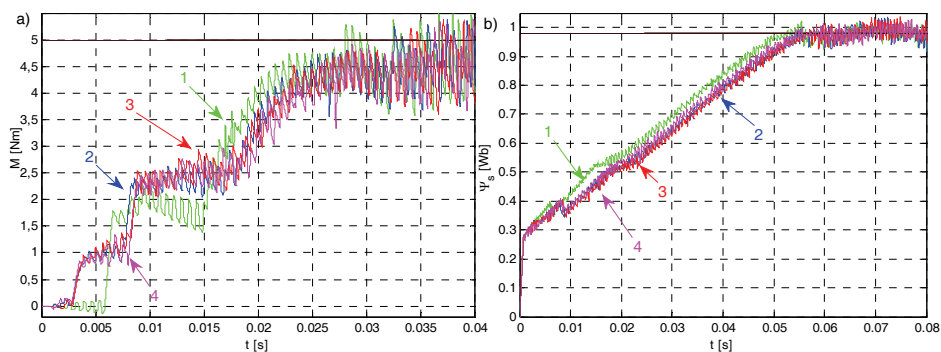


Rys. 3. Przebiegi: a) momentu elektromagnetycznego, b) strumienia stojana, c) prądów w poszczególnych fazach, d) prędkości dla układu z kwadratową funkcją celu ( $N = 1$ ,  $\alpha = 0,05$ ,  $\lambda = 0,07$ )

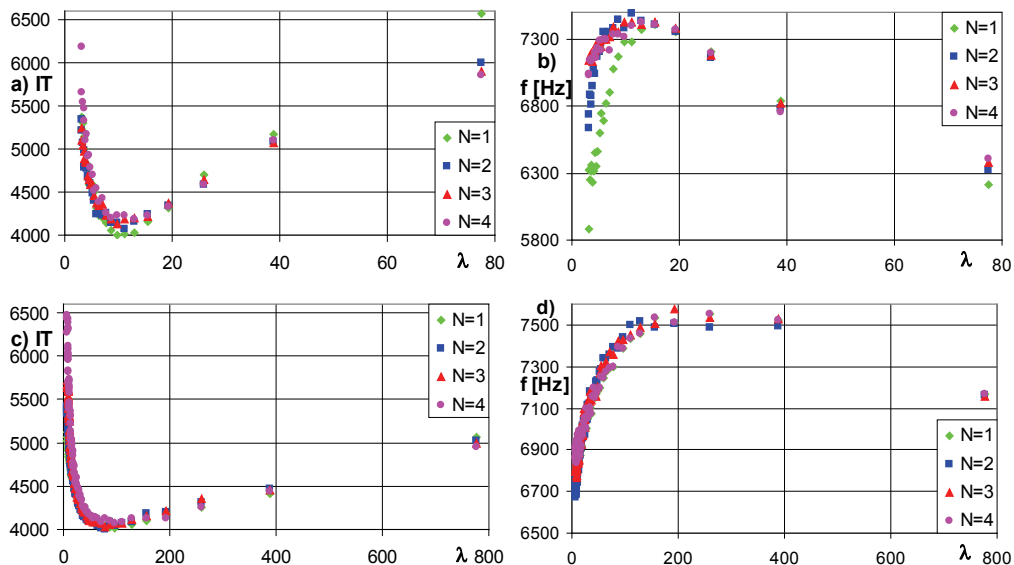
niach porównano właściwości układu regulacji dla różnych długości horyzontów predykcji. Badania przeprowadzono zarówno dla modułowej jak i dla kwadratowej postaci funkcji celu. Wyniki zaprezentowano odpowiednio na rysunkach 4 i 5. Horyzont predykcji kolejno ustawiano na  $N = 1$ ,  $N = 2$ ,  $N = 3$  i  $N = 4$  (oznaczone na rysunkach odpowiednio: 1, 2, 3, 4). Następnie sprawdzono wpływ współczynnika  $\lambda$  (założono, że w kolejnych krokach predykcji współczynniki są takie same  $\lambda_i = \text{const}$ ), różnicującego wpływ uchybu regulacji strumienia na wartość funkcji celu. Badania przeprowadzono dla różnych długości horyzontów predykcji. Na rysunku 6 przedstawiono zależności kryterium jakości sterowania  $IT$  (a, c) oraz częstotliwości przełączeń przekształtnika (b, d) od wartości współczynnika skalującego  $\lambda$  dla modułowej (a, b) i kwadratowej (c, d) postaci funkcji celu. Sprawdzono również wpływ zmian współczynnika  $\alpha$ , skalującego wpływ składnika kary za przełączenie kluczy przekształtnika w funkcji celu na wartość kryterium oceny jakości sterowania oraz na częstotliwość przełączeń. Wyniki dla modułowej postaci funkcji celu przedstawiono na rysunku 7.



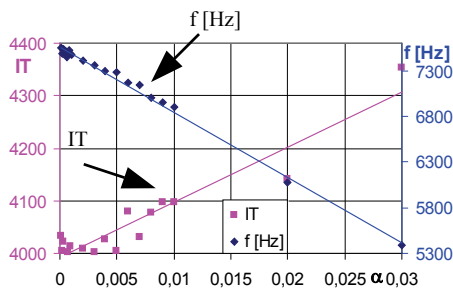
Rys. 4. Porównanie przebiegów momentu elektromagnetycznego (a) oraz strumienia stojana (b) dla różnych horyzontów predykcji dla modułowej postaci funkcji celu



Rys. 5. Porównanie przebiegów momentu elektromagnetycznego (a) oraz strumienia stojana (b) dla różnych horyzontów predykcji dla kwadratowej postaci funkcji celu



Rys. 6. Wpływ współczynnika skalującego  $\lambda$  na wartość kryterium oceny jakości  $IT$  (a, c) oraz na częstotliwość przełączeń przekształtnika (b, d) dla modułowej (a, b) i kwadratowej (c, d) postaci funkcji celu i dla różnych długości horyzontów predykcji



Rys. 7. Wpływ zmian współczynnika  $\alpha$  na wartość kryterium oceny jakości sterowania oraz na częstotliwość przełączeń

## 5. PODSUMOWANIE

Zaprezentowany regulator predykcyjny ze skończonym zbiorem rozwiązań zapewnia stabilizację strumienia na żądanym poziomie i poprawne odśledzenie trajektorii momentu zadanego. W przebiegach zmiennych stanu widać charakterystyczne szarpnięcia, związane z zastosowaniem skończonego zbioru rozwiązań.

Przełączenia sygnałów sterujących odbywają się z częstotliwością próbkowania regulatora lub mniejszą. Częstotliwość przełączania można kształtować poprzez zmianę parametru  $\alpha_i$  (w zakresie poniżej częstotliwości próbkowania). Wynika to z braku w strukturze sterowania modulatora. Sam brak konieczności stosowania modulatora stanowi jednak dużą zaletę układu. Właściwości dynamiczne regulatora można kształtować poprzez zmianę wartości parametrów  $\lambda_i$ . Zwiększenie horyzontu predykcji zapewnia gładzsze przebiegi zmiennych stanu. Jest to jednak okupione zdecydowanie większą złożonością obliczeniową. Długie ustalanie modułu strumienia stojana wynika z równoczesnego zadania wartości referencyjnych strumienia stojana i momentu elektromagnetycznego. Zaprezentowana kwadratowa funkcja celu zapewnia lepszą stabilizację strumienia. Algorytm umożliwi wprowadzenie zadanych ograniczeń sygnałów bezpośrednio do sformułowania problemu sterowania. W ramach przyszłych prac przewiduje się porównanie prezentowanej struktury sterowania z innymi znanymi układami (np. DTC-SVM), w tym porównanie generowanych w nich odkształceń prądu stojana.

#### LITERATURA

- [1] BLASCHKE F., *Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Asynchronmaschine*, Siemens Forsch. und Entwicklungsberichte, 1972, 184–193.
- [2] DERUGO P., DYBKOWSKI M., SZABAT K., *Adaptacyjne wektorowe sterowanie układem napędowym z połączeniem sprzężystym*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 66, Seria: Studia i Materiały, Nr 32, Wrocław 2012, 67–76.
- [3] GEYER T., QUEVEDO D.E., *Multistep Finite Control Set Model Predictive Control for Power Electronics*, IEEE Trans. on Power Electronics, 2014, Vol. 29, No. 12, 6836–6846.
- [4] GEYER T., QUEVEDO D.E., *Performance of Multistep Finite Control Set Model Predictive Control for Power Electronics*, IEEE Trans. on Power Electronics, 2014, Vol. 30, No. 3, 1633–1644.
- [5] MARIETHOZ S., DAMAHIDI A., MORARI M., *High Dynamic Performance Control of Induction Motors at Low PWM Frequency for System Loss Minimization*, APEC, 2010.
- [6] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., TARCHAŁA G., *Ślizgowe sterowanie prędkością silnika indukcyjnego przy wykorzystaniu zmiennej w czasie prostej przełączającej*, Przegląd Elektrotechniczny, 2014, vol. 90, nr 5, 8–13.
- [7] RODRIGUEZ J., KAZMIERKOWSKI M.P., ESPINOZA J.R., ZANCHETTA P., ABU-RUB H., YOUNG H.A., ROJAS CH.A., *State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control In Power Electronics*, IEEE Trans. on Industrial Informatics, 2013, Vol. 9, No. 2, 1003–1016.
- [8] TAKAHASHI I., NOGUCHI T., *A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor*, IEEE Trans. on Industry Applications, 1986, Vol. IA-22, No. 5, 820–827.
- [9] TATJEWSKI P., *Sterowanie zaawansowane obiektów przemysłowych: struktury i algorytmy*, Akademicka Oficyna Wydawnicza EXIT, 2002, 113–269.
- [10] YOUNG H.A., PEREZ M.A., RODRIGUEZ J., ABU-RUB H., *Assessing Finite-Control-Set Model Predictive Control: A Comparison with a Linear Current Controller in Two-Level Voltage Source Inverters*, IEEE Industrial Electronics Magazine, 2014, Vol. 8, No. 1, 44–52.



## TORQUE CONTROL OF INDUCTION MOTOR USING PREDICTIVE CONTROLLER WITH FINITE CONTROL SET

The paper presents the predictive controller with the finite control set for controlling torque of induction motor. The differences in the structure and work of prediction algorithms in direct and indirect approach has been shown. The sequences of control signal generation in the proposed system have been described. The paper presents a simulation study to validate the correctness of the proposed control structure. It also the impact of the form of the objective function and the value of the selected scaling factors on the dynamic properties of the system has been examined.

*DTC-SVM, napęd elektryczny, pojazd hybrydowy,  
EV, HEV, BEV, sterowanie wektorowe, silnik indukcyjny*

Michał ZACHARIASZ\*, Mateusz DYBKOWSKI\*

## **ANALIZA UKŁADU NAPĘDOWEGO POJAZDU HYBRYDOWEGO Z SILNIKIEM INDUKCYJNYM**

W artykule przedstawiono możliwości wykorzystania układu napędowego z silnikiem indukcyjnym sterowanym metodą DTC-SVM w napędzie hybrydowym pojazdu osobowego. Sprawdzono działanie systemu napędowego pracującego zarówno ze sprzężeniem zwrotnym od prędkości kątowej oraz w układzie bez jawnego sprzężenia zwrotnego od tej zmiennej stanu. Badania wykonano w środowisku Sim Power System.

### **1. WPROWADZENIE**

Wzrost cen paliw kopalnianych, zanieczyszczenie środowiska naturalnego, perspektywy wyczerpania się zasobów ropy naftowej w okresie najbliższych 40-tu lat, spowodowały intensywny wzrost zainteresowania samochodami hybrydowymi i elektrycznymi. Ponadto odnowiona strategia Unii Europejskiej dotycząca trwałego rozwoju przyjęta przez Radę Europejską w czerwcu 2006 r. zakazuje od 2012 r. sprzedaży samochodów osobowych, których emisja dwutlenku węgla jest większa niż 120 g na każdy przejechany kilometr [1], a zgodnie z normą (UE) NR 253/2014 z dnia 26 lutego 2014 r. zakłada się, że do 2020 r. limit wyniesie 95 g/km, a w 2025 r. średnia emisja dwutlenku węgla dla samochodów osobowych ma nie przekraczać 78 g/km [1]. Ograniczenia te zmuszają producentów samochodów osobowych do zmniejszenia ilości spalanej paliwa podczas jazdy, a co za tym idzie, do redukcji mocy silnika spalinowego. Innym rozwiązaniem tego problemu jest produkcja samochodów hybrydowych bądź elektrycznych [6].

Pojazd hybrydowy posiada co najmniej dwa rodzaje napędu. Jednym z pierwszych takich rozwiązań był rower parowy zbudowany w 1873 r. we Francji [2]. Obecnie napęd hybrydowy w motoryzacji kojarzy się głównie z pojazdami spalinowo-elek-

---

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

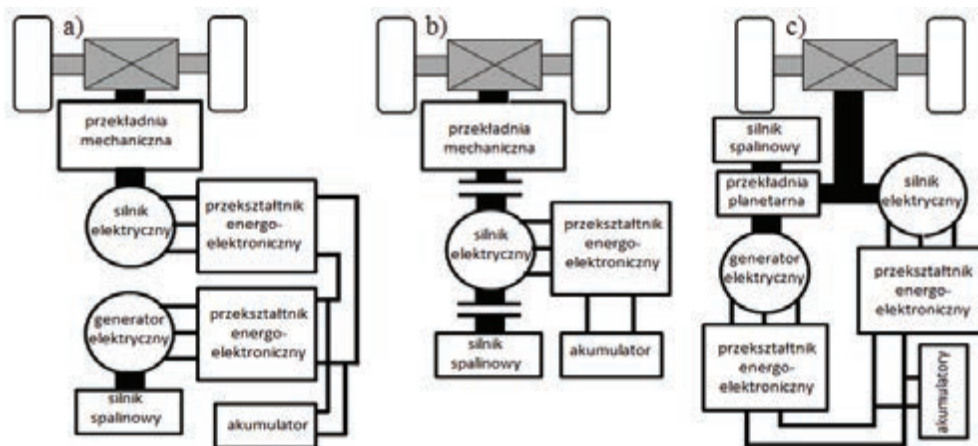
trycznymi. Silniki spalinowe są najbardziej rozpowszechnionym źródłem napędu jednak nie są układami optymalnymi. Cechują się one zdecydowanie gorszą dynamiką niż napędy elektryczne, brakiem emisji spalin, cichobieżnością, jak i łatwością montażu (nie potrzebują skrzyni biegów, można je zainstalować nawet w kole samochodu ang. *drive in wheel*) [2], [3].

W niniejszej pracy przedstawiono możliwość wykorzystania układu napędowego z silnikiem indukcyjnym, sterowanym metodą DTC-SVM w pojazdach hybrydowych. Przedstawiono wyniki symulacyjne wykonane w środowisku Sim Power System.

## 2. HYBRYDOWE UKŁADY NAPĘDOWE

Samochody hybrydowe w zamyśle miały eliminować wady silnika spalinowego, którymi są m.in. mała sprawność przy niskich obrotach, a najwyższa sprawność przy wysokich obrotach.

Struktury pojazdów hybrydowych można podzielić na: szeregowo, równoległe, szeregowo-równoległe (mieszane). Schematy ideowe poszczególnych napędów hybrydowych przedstawiono na rys. 1.



Rys. 1. Schematy ideowe poszczególnych napędów hybrydowych:  
a) szeregowo, b) równoległego, c) szeregowo-równoległego

W układzie szeregowym energia wytwarzana przez silnik spalinowy jest w całości zamieniana na energię elektryczną a następnie jest wykorzystywana do napędu silnika elektrycznego (jej nadmiar jest wykorzystywany do ładowania akumulatorów) [3]. W razie potrzeby silnik elektryczny może również korzystać z energii elektrycznej zgromadzonej w akumulatorach.

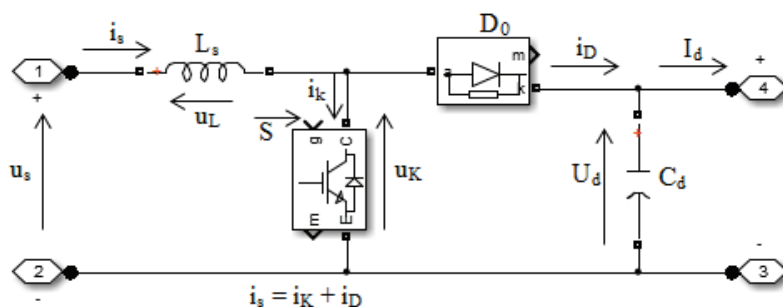
W układzie równoległym zarówno silnik spalinowy jak i elektryczny napędzają koła, a moc z obu tych źródeł jest wykorzystywana w stopniu zależnym od warunków panujących na drodze [2]. W tym systemie akumulatory są ładowane poprzez zmianę trybu pracy silnika elektrycznego z silnikowego w prądnicowy. Struktura tego systemu nie pozwala na jednoczesne ładowanie baterii i napędzanie pojazdu z obu źródeł. Sprawność tego układu jest wyższa niż przy połączeniu szeregowym [3], [6].

Typ mieszany łączy w sobie cechy systemu równoległego oraz systemu szeregowego, w celu połączenia ich zalet oraz wyeliminowaniu wad. W układzie tym stosuje się silnik/generator elektryczny oraz silnik spalinowy, których używa się zależnie od warunków jazdy. Sprawność tego układu jest najwyższa, spośród wymienionych, jednak wraz ze wzrostem sprawności rośnie komplikacja układu [2].

### 3. MODEL HYBRYDOWEGO UKŁADU NAPĘDOWEGO Z SILNIKIEM INDUKCYJNYM

W niniejszej pracy do napędu silnika indukcyjnego wykorzystano układ bezpośredniego sterowania momentem elektromagnetycznym DTC-SVM [4]. Jako układ hybrydowy wybrano system szeregowy.

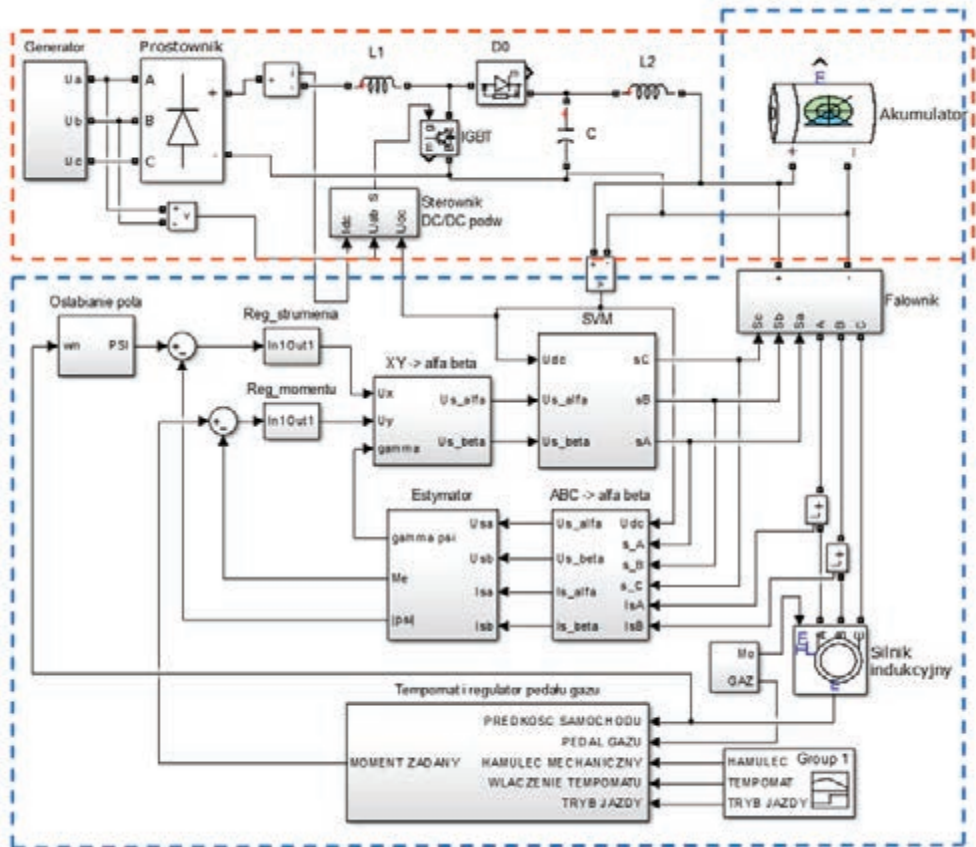
Po wyczerpaniu zapasu energii elektrycznej zgromadzonej w akumulatorach, następuje konieczność ich naładowania w celu dalszej podróży pojazdem hybrydowym. Odbywa się to za pośrednictwem silnika spalinowego sprzęgniętego z generatorem synchronicznym wzbudzany magnesami trwałymi. Po uruchomieniu cieplnej jednostki mocy i rozpędzeniu jej do optymalnych obrotów, na zaciskach maszyny elektrycznej pojawia się napięcie, które wykorzystane jest do ładowania baterii. Napięcie z akumulatora jest podwyższane przy wykorzystaniu układu przedstawionego na rys. 2.



Rys. 2. Schemat ogólny impulsowego przekształtnika podwyższającego napięcie

Łącznik półprzewodnikowy  $S$  (np. tranzystor IGBT) załączany jest ze stałą częstotliwością i zmiennym współczynnikiem wypełnienia impulsów.

Kompletna struktura sterowania napędem hybrydowym została przedstawiona na rys. 3.



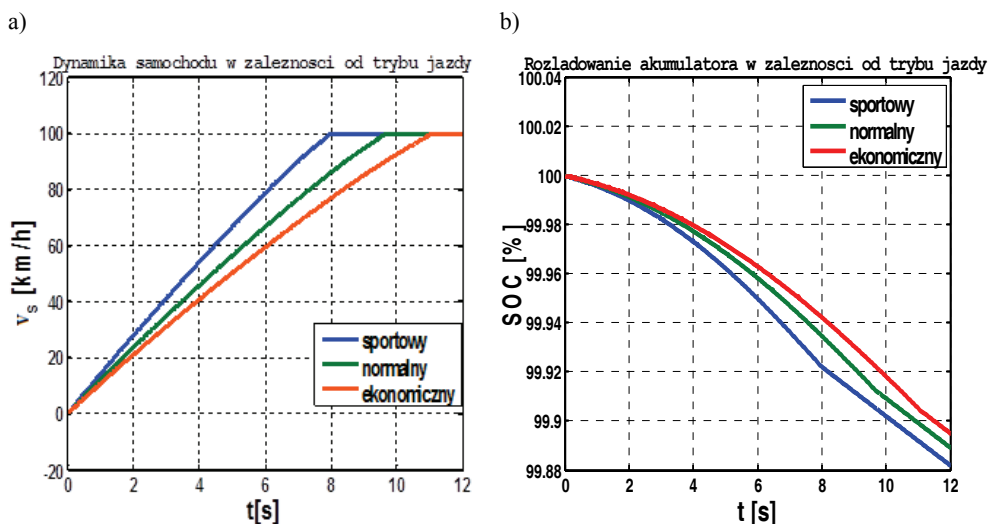
Rys. 3. Układ sterowania pojazdem hybrydowym

W układzie z rys. 3 zaznaczono układ włączający regulator prędkości (tempomat), oraz regulator pedału gazu. Gdy pojazd zostanie rozpędzony do pożądanej prędkości, możliwe jest przełączenie się ze sterowania momentem na sterowanie prędkością. Wystarczy, jeśli na wejściu „WŁĄCZENIE TEMPOMATU” pojawi się wartość logiczna 1 (zwykle jest to realizowane jako przełącznik w pobliżu kierownicy samochodu), która sprawi, że na wyjściu Q bloku „S-R Flip-Flop” pojawi się stan wysoki (1). Takie wysterowanie wyjścia Q spowoduje zapamiętanie aktualnej prędkości samochodu przez blok „Sample and Hold” oraz załączenie do struktury sterowania regulatora prędkości. Jeżeli kierowca pojazdu naciśnie hamulec („HAMULEC MECHANICZNY”) lub pedał gazu („PEDAŁ GAZU”) to blok „S-R Flip-Flop” zostanie zresetowany, a na wyjściu Q pojawi się stan niski (0), co spowoduje powrót do

sterowania momentem poprzez odłączenie regulatora prędkości jak również wyzerowanie bloku „Sample and Hold”

W przedstawionej strukturze sterowania kierowca może wybrać jeden z trzech trybów jazdy, dzięki implementacji regulatora pedału gazu (kolor czerwony). Idea działania regulatora polega na odpowiednim podzieleniu wartości wynikającej z położenia pedału gazu przez wartości znajdujące się w blokach „SPORT”, „NORMAL”, „EKO”. Spowoduje to różną wartość momentu zadanego przy tym samym położeniu pedału gazu. Przełączenie między trybami jazdy realizowane jest przez blok „switch”.

Na przebiegu rys. 4 przedstawiono dynamikę pojazdu w zależności od wybranego trybu jazdy. Wartością porównywaną w tym przypadku było przyspieszenie samochodu do prędkości 100 km/h, które wyniosło 8 sekund dla układu pracującego z największą dynamiką (tryb sportowy) oraz 11 sekund dla układu pracującego z najmniejszą dynamiką (tryb ekonomiczny). W celu osiągnięcia poniższych wyników badań, zaprogramowano tempomat tak, aby włączał się gdy samochód osiągnie prędkość 100 km/h.



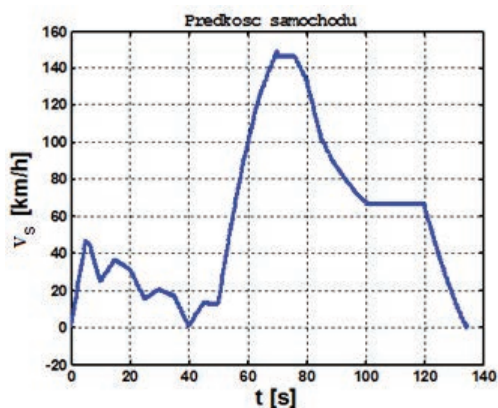
Rys. 4. Dynamika samochodu w zależności od wybranego trybu jazdy (a), rozładowanie akumulatora w zależności od wybranego trybu jazdy (b)

Jak widać na rysunku dynamika układu ma istotny wpływ na szybkość rozładowywania się akumulatora, z czego wynika, że samochód w trybie ekonomicznej jazdy będzie w stanie przejechać dłuższy dystans niż w sportowej lub normalnej przy zasilaniu z baterii. Dla stanów pracy polegającym na ciągłym wymuszaniu momentu (jazda w korkach) bateria rozładuje się w ciągu godziny jazdy o około 36% w trybie sportowym i 30% w trybie ekonomicznym.

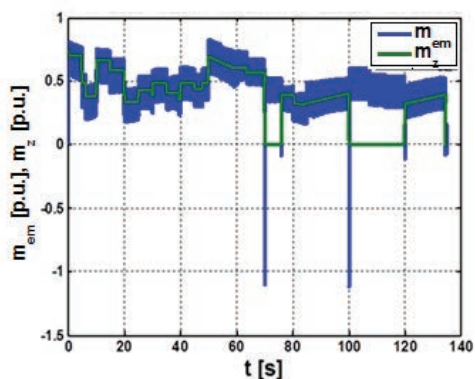
Na rysunku 5 przedstawiono przebiegi prędkości samochodu, momentu elektromagnetycznego oraz modułu strumienia stojana.

Założono następujący scenariusz zdarzeń: dla czasu od 0. do 50. sekundy symulowano jazdę w mocno zakorkowanym mieście (lub przed bramkami do poboru opłat na autostradzie). Od 50. sekundy kierowca rozpędza się do dozwolonej prędkości na autostradzie, włącza tempomat (widoczne jest przeregulowanie momentu) i przez chwilę porusza się ze stałą prędkością. Następnie zauważa ograniczenie do 70 km/h spowodowane złym stanem nawierzchni, tak więc zwalnia do określonej przez prawo prędkości i ponownie przechodzi do sterowania prędkością. W 135. sekundzie dojeżdża do kolejnej bramki poboru opłat.

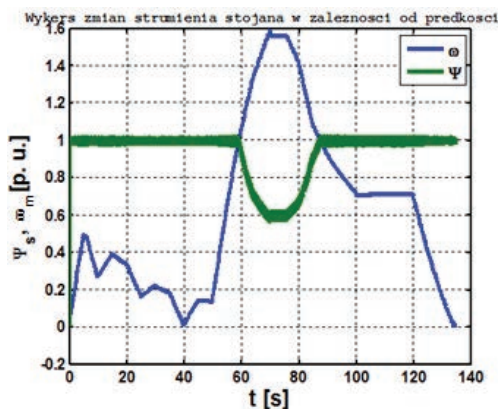
a)



b)



c)

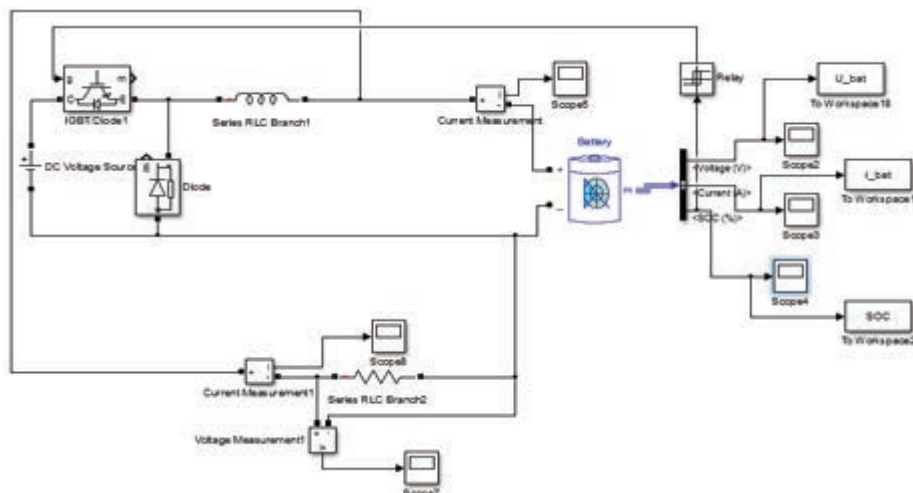


Rys. 5. Przebiegi prędkości samochodu (a), momentu zadanego i silnika (b), modułu strumienia stojana (c)

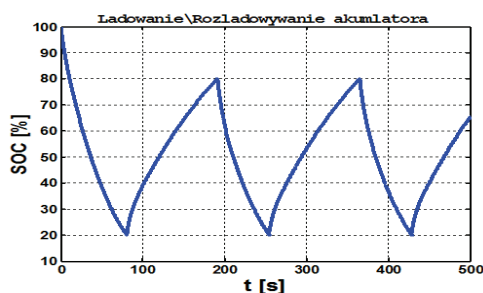
Wyraźnie widoczne jest, że pojazd sterowany metodą wektorową działa w sposób prawidłowy w szerokim zakresie zmian prędkości zarówno w układzie ze sprzężeniem zwrotnym jak i bez sprzężenia zwrotnego od prędkości kątowej. Niezależnie w jakim trybie pracuje pojazd wartość mierzona prędkości musi być dostarczana do systemu diagnostycznego oraz do układu osłabiania pola. Na przedstawionych przebiegach nie widać praktycznie zmian topologii układu sterowania z systemu ze sprzężeniem na system z pętlą regulacji prędkości kątowej.

W związku z bardzo długim czasem potrzebnym do rozładowania akumulatora zasilającego samochód, na potrzeby symulacji stworzono prosty układ, którego celem była wizualizacja momentu włączenia i wyłączenia układu ładowania baterii.

Do jego realizacji wykorzystano regulator histerezowy, który na podstawie informacji o aktualnym poziomie naładowania baterii włączał bądź wyłączał w obwód źródło napięcia stałego za pośrednictwem tranzystora IGBT. Sterownik akumulatora został przedstawiony na rys. 6.



Rys. 6. Sterownik baterii



Rys. 7. Przebieg poziomu naładowania baterii



Z powyższego przebiegu (rys. 7) wynika, że układ ładowania baterii był włączany, gdy poziom naładowania baterii osiągnął 20%, natomiast wyłączany, gdy akumulator został naładowany do 80% swojej pojemności.

#### 4. WNIOSKI

Celem pracy było opracowanie układu sterowania dla pojazdu hybrydowego z silnikiem indukcyjnym sterowanym metodą wektorową. Jako metodę sterowania wybrano układ DTC-SVM. Wykazano, że właściwości takiego napędu są bardzo dobre, układ sterowania może pracować w sposób prawidłowy zarówno w systemie z pomiarem i prędkości, jak i bez jawnego sprzężenia od tej zmiennej stanu. Wykonano szczegółowe badania struktury sterowania podczas regulacji prędkością, jak i momentem silnika indukcyjnego.

#### LITERATURA

- [1] Przegląd strategii UE dotyczącej trwałego rozwoju (EU SDS), Bruksela, 26 czerwca 2006.
- [2] JACKOWSKI J., ŁĘGIEWICZ J., WIECZOREK M., *Samochody osobowe i pochodne*, Wydawnictwo Komunikacji i Łączności, Warszawa 2010.
- [3] BRZEŻAŃSKI M., JUDA Z., *Napędy Hybrydowe, Ogniwa Paliwowe i Paliwa Alternatywne*, Wydawnictwo Komunikacji i Łączności, Warszawa 2010.
- [4] DYBKOWSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., STERNA K., *Analiza pracy modulatora wektorowego z trajektoriami ograniczającymi*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 64, Seria: Studia i Materiały, Nr 30, Wrocław 2010.
- [5] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2003.
- [6] JASTRZĘBSKA G., *Odnawialne źródła energii i pojazdy proekologiczne*, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 2009.

#### ANALYSIS OF HYBRID ELECTRICAL VEHICLE WITH INDUCTION MOTOR

This paper presents an possibility of Direct Torque Control of Induction Motor Drive application in a Hybrid Electrical Vehicle. Control structure with and without external speed control loop was tested and checked during different drive operation. Simulation results were performed in Sim Power System software.

*regulator neuronowo-rozmyty, warstwa Petriego,  
warstwa Tranzycji, prędkości ultra niskie*

Piotr DERUGO\*

## **ANALIZA WYKORZYSTANIA REGULATORA NEURONOWO-ROZMYTEGO Z WARSTWĄ TRANZYCJI W STEROWANIU SILNIKIEM PRĄDU STAŁEGO W ZAKRESIE PRĘDKOŚCI ULTRA NISKICH**

W artykule przeprowadzono analizę możliwości wykorzystania adaptacyjnego regulatora neuronowo-rozmytego z warstwą tranzycji Petriego do sterowania obiektem w postaci układu dwóch silników prądu stałego połączonych wałem sztywnym. W modelu obiektu sterowanego uwzględniono parametry rzeczywiste układu zasilania oraz silników. Zasadność modelowania tarcia czy rezystancji kluczy w stanie braku przewodzenia kluczy wynika z istotności tych zjawisk w zakresie prędkości ultra niskich. Eksperymenty symulacyjne przeprowadzono z użyciem biblioteki SimPowerSystems środowiska Matlab-Simulink.

### 1. WSTĘP

Obecnie układom regulacji automatycznej stawiane są coraz większe wymagania [1] dotyczące ich właściwości statycznych i dynamicznych. Dzięki rozwojowi zaawansowanych struktur sterowania zaczęto uwzględniać wpływ coraz to mniej znaczących zjawisk występujących w układach rzeczywistych. W obecnych czasach zjawiska takie jak nieliniowe tarcie [7], [8], czy wpływ parametrów rzeczywistych elementów zarówno napędów jak i układów zasilania (np. spadki napięć na diodach) coraz rzadziej, mogą być uznawane za pomijalnie małe. Niestety wraz z poprawą uzyskiwanej jakości sterowania rośnie złożoność algorytmów. Niekiedy koszt układów będących w stanie wykonać zaprojektowany algorytm sterowania ze względu na wymagania

---

\* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn Napędów i Pomiarów Elektrycznych, Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, e-mail: piotr.derugo@pwr.wroc.pl

sprzętowe staje się nieuzasadniony ekonomicznie, bowiem koszt implementacji przewyższa potencjalne korzyści. Odpowiedzią na ten problem jest optymalizacja numeryczna algorytmów tak, aby możliwym była ich implementacja na mniej wydajnych, a tym samym tańszych mikrokontrolerach.

Niniejsza praca opisuje rozwiązanie pozwalające na istotne zmniejszenie kosztów numerycznych implementacji regulatora neuronowo-rozmytego. Zaproponowany regulator wykorzystany jest w kaskadowej strukturze regulacji prędkości silnika prądu stałego, jako regulator nadrzędny. W modelu obiektu sterowania uwzględniono nieliniowe tarcie, a także rzeczywiste parametry układu zasilania. Układ pracuje w zakresie prędkości niskich i ultra niskich (do 10% prędkości znamionowej), w którym istotne staje się tarcie czy uwzględnienie parametrów takich jak tętnienia zasilania.

Aby uzyskać zadowalającą jakość sterowania zdecydowano się na zastosowanie adaptacyjnego regulatora neuronowo-rozmytego o dużej ilości reguł z Warstwą Tranzycji Petriego. Warstwa Tranzycji powoduje nieuwzględnianie części przestrzeni reguł poprzez ich nie obliczanie w przeciwieństwie do zerowania jak to ma miejsce w przypadku warstwy konkurencyjnej [4], [5], [9]. Regulator adaptacyjny o znacznym rozmiarze bazy reguł samodzielnie potrafi się dopasować do obiektu sterowanego, nawet pomimo braku znajomości lub ograniczonej wiedzy na temat trudno identyfikowalnych parametrów takich jak tarcie. Dzięki zastosowaniu WTP możliwe jest znaczne zwiększenie rozmiarów bazy reguł, przy niewielkim wzroście nakładu obliczeniowego [6], [9].

## 2. UKŁAD DO EKSPERYMENTÓW SYMULACYJNYCH

Na potrzeby eksperymentów symulacyjnych zamodelowano układ dwóch silników prądu stałego połączonych za pomocą wału sztywnego z użyciem biblioteki SimPowerSystems będącego częścią pakietu Matlab–Simulink. Użycie biblioteki SimPowerSystems pozwala na dokładne odwzorowanie zarówno samego silnika prądu stałego jak i układu zasilania oraz sterowania.

Jako moduł zasilający maszyny roboczej zastosowano mostek H z akumulatorem. Jako klucze w mostku zastosowano układ typu IGBT + dioda. Sterowanie napięciem wyjściowym mostka odbywa się za pomocą Modulacji Szerokościowej Impulsów (MSI). Sygnał modulujący jest wypracowywany w kaskadowej strukturze regulacji gdzie nadrzędnym regulatorem jest regulator prędkości, natomiast w pętli wewnętrznej zastosowano regulator prądu (nastrojony na podstawie kryterium modułu). Pomiedzy regulatorami prędkości i prądu zastosowano blok zmiany częstotliwości próbkowania. Pętla prędkościowa próbkowana jest z okresem 1ms, prędkość mierzona jest sygnałem generowanym przez dedykowany blok z biblioteki SimPower-

Systems odpowiadający za opis silnika. Pętla prądowa próbkowana jest z krokiem  $10 \mu\text{s}$  natomiast cała symulacja odbywa się z krokiem  $1 \mu\text{s}$ . Maszyna robocza pracuje jako generator obciążony rezystancyjnie dzięki odpowiedniemu załączaniu klucza energoelektronicznego.

$$J \frac{d\omega}{dt} = M_e - M_o - B_m \cdot \omega - M_{TC}, \quad (1)$$

gdzie:  $J$  – inercja,  $M_e$  – moment elektromagnetyczny,  $M_o$  – moment obciążenia,  $B_m$  – współczynnik tarcia wiskotycznego (0,02),  $M_{TC}$  – tarcie statyczne (0,01)

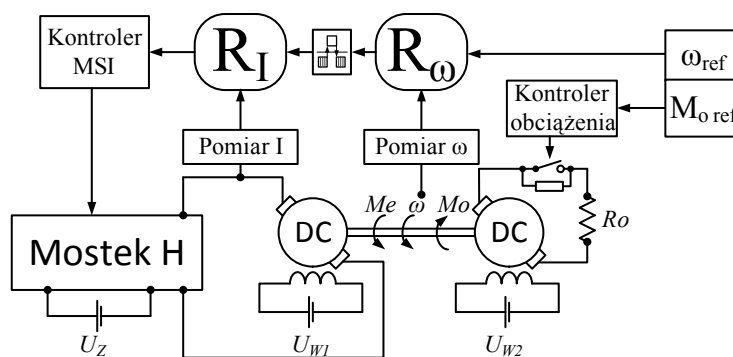
$$M_e = i_a \cdot K_T = i_a \cdot K_E = i_a \cdot (L_{af} \cdot i_f), \quad (2)$$

$$i_f = \frac{U_f}{Z_f}, \quad i_a = \frac{U_a - E}{Z_a}, \quad K_T = K_E = L_{af} \cdot i_f, \quad (3)$$

$i_a, i_f$  – prądy twornika i wzbudzenia,  $E = K_e \cdot \omega$  – siła elektromotoryczna,  $L_{af}$  – indukcyjność wzajemna,  $K_e, K_T$  – stała napięciowa oraz stała momentowa

$$J = J_1 + J_2, \quad (4)$$

gdzie:  $J_1, J_2$  – momenty bezwładności silnika pierwszego oraz drugiego.

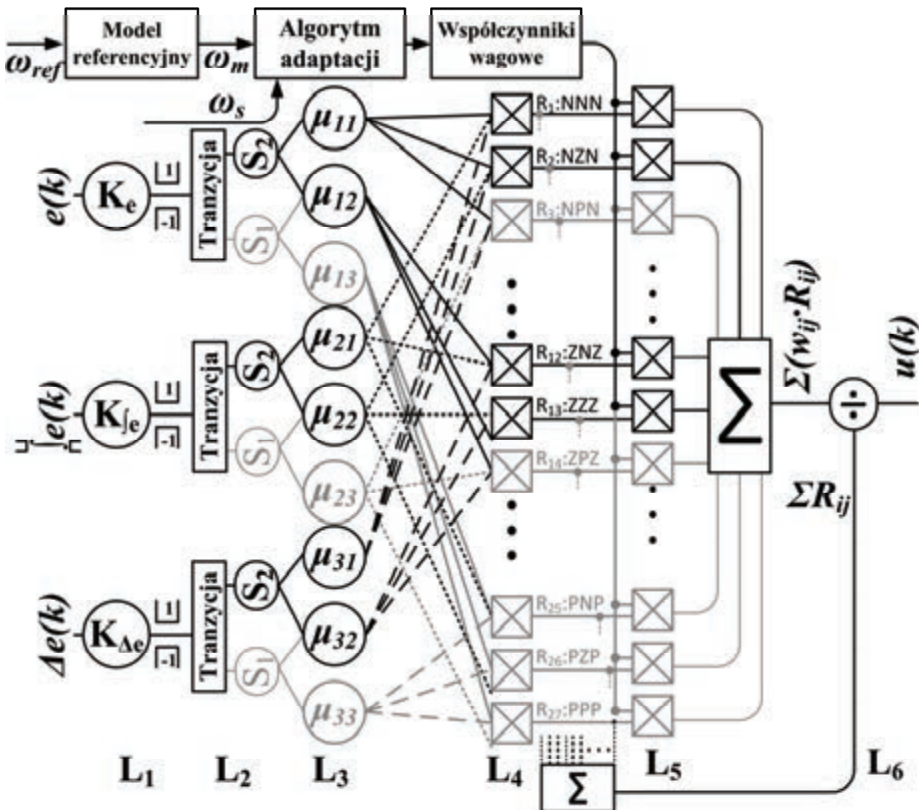


Rys. 1. Schemat układu

W przypadku połączenia sztywnego, gdzie  $\omega_1 = \omega_2$  na potrzeby modelu matematycznego, moment bezwładności silnika pierwszego jest równy sumie momentów bezwładności obu silników.

### 3. ADAPTACYJNY NEURONOWO-ROZMYTY REGULATOR PRĘDKOŚCI

Na potrzeby eksperymentów symulacyjnych stworzono neuronowo-rozmyty trójwejściowy regulator adaptacyjny [2]. Sygnałami wejściowymi regulatora są kolejno uchyb sterowania, jego pochodna oraz cała. Uchyb sterowania rozumiany jest, jako różnica pomiędzy sygnałem referencyjnym oraz mierzonym. Zastosowanie trzech wejść wynika z chęci elastycznego kształtowania jakości sterowania zarówno w stanach statycznych, jak i dynamicznych. Zaproponowany neuronowo-rozmyty system wnioskowania składa się z 6 warstw. Rysunek 2 przedstawia schemat użytego regulatora o  $m = 3$  funkcji przynależności dla każdego z  $n = 3$  wejść, co skutkuje istnieniem  $3^3$  reguł w bazie. W praktycznej implementacji rozważono regulator o rozmiarze bazy reguł równej  $5^3$ .



Rys. 2. Schemat regulatora

W warstwie  $L_1$  normalizowane są sygnały wejściowe. Sygnały te są skalowane oraz ograniczane do rozważanej przestrzeni sterowań (1):

$$L_{1out\_n} = \max[\min[(K_n \cdot in_n), 1], -1] = L_{2in\_n}, \quad n = \{1, 2, 3\}. \quad (5)$$

W warstwie drugiej: Warstwie Tranzycji Petriego na podstawie wartości sygnału znormalizowanego wyznaczany jest aktualny sektor oraz korelujące z nim przesłanki.

Warstwa  $L_3$  jest warstwą przesłanek, przy czym wyznaczane są jedynie poziomy spełnienia przesłanek odpowiadających aktywnemu sektorowi. W przypadku regulatora bez WTP obliczane były by wszystkie przesłanki. Funkcje przynależności zdefiniowano jako  $\mu_{ij}$  gdzie  $i$  to numer wejścia, natomiast  $j$  to numer funkcji w danym  $m$ -licznym zestawie przyporządkowanym każdemu z  $n$  wejść. Jako kształt przesłanki wybrano funkcję gaussowską [6], [7].

$$[L_{3out}] = [\mu_{ij}(L_{3in\_i})]_{\substack{i=1,2,3 \\ j=1,2,3}} = [L_{4in}]. \quad (6)$$

W warstwie czwartej wyznaczane są poziomy aktywacji reguł. W rozważanym przypadku poziom aktywacji reguły wyznaczany jest za pomocą  $T$ -normy typu *iloczynowego* (*product*). Jest to rozwiązanie znane zarówno z regulatorów typu Mamdaniego, jak i TSK gdzie  $R_{j_1j_2j_3} = f(\mu_{j_11}, \mu_{j_22}, \mu_{j_32}) = \mu_{j_11} \cdot \mu_{j_22} \cdot \mu_{j_32}$  [1], [6].

$$[L_{4out}] = [\mu_{j_11} \cdot \mu_{j_22} \cdot \mu_{j_32}]_{\substack{j_1=1,2,3 \\ j_2=1,2,3 \\ j_3=1,2,3}} = [R_{j_1j_2j_3}]_{\substack{j_1=1,2,3 \\ j_2=1,2,3 \\ j_3=1,2,3}} = [L_{5in}]. \quad (7)$$

W warstwie  $L_5$  zgodnie ze wzorem (8) uwzględniane są współczynniki wagowe.

$$[L_{5out}] = [L_{5in}] \bullet [w_{j_1j_2j_3}] = [L_{6in}], \quad (8)$$

gdzie  $\bullet$  jest iloczynem Hadamarda.

Ostatnią warstwą dającą się wyróżnić w strukturze regulatora jest warstwa wyostrzania. Obliczanie wartości wyjściowej odbywa się zgodnie ze wzorem (9):

$$u(k) = \sum_{\substack{j_1 \\ j_2 \\ j_3}} [L_{6in}] / \sum_{\substack{j_1 \\ j_2 \\ j_3}} [L_{5in}] = \sum_{\substack{j_1=1,2,3 \\ j_2=1,2,3 \\ j_3=1,2,3}} (w_{j_1j_2j_3} \cdot R_{j_1j_2j_3}) / \sum_{\substack{j_1=1,2,3 \\ j_2=1,2,3 \\ j_3=1,2,3}} R_{j_1j_2j_3}. \quad (9)$$

Algorytm adaptacji współczynników wagowych opisuje równanie (10):

$$w_{j_1j_2j_3}(k+1) = w_{j_1j_2j_3}(k) + R_{j_1j_2j_3} \cdot \gamma(e(k)), \quad (10)$$

gdzie:  $R_{j1j2j3}$  – wartość aktywacji reguły,  $\gamma$  – współczynnik uczenia,  $e$  – błąd śledzenia modelu ( $e = \omega_{modelu} - \omega_{silnika}$ ). Współczynnik uczenia bazuje na wartości błędu śledzenia modelu, jego pochodnej oraz całce z tej wartości (11).

$$\gamma(e_m(t)) = (k_{em} e(t) + k_{\Delta m} \Delta e(t) + k_{\int m} \int e(t) dt) \quad (11)$$

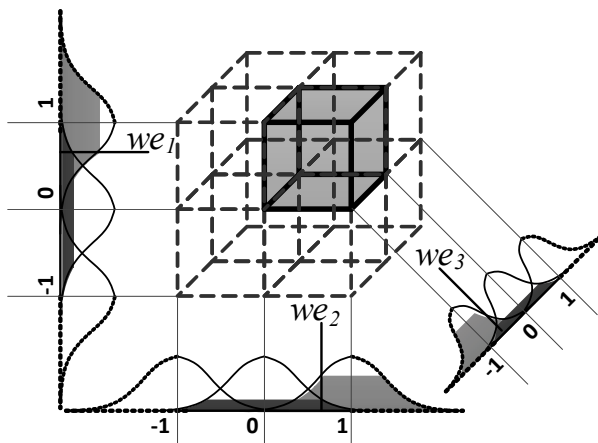
Model referencyjny zdefiniowano jako obiekt oscylacyjny drugiego rzędu [4]:

$$G(s) = \omega_r^2 / (s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_r \cdot s + \omega_r^2), \quad (12)$$

gdzie  $\omega_r = 60$ ,  $\xi = 1$ .

#### 4. WARSTWA TRANZYCJI PETRIEGO W ADAPTACYJNYM REGULATORZE NEURONOWO-ROZMYTYM

Wprowadzenie Warstwy Tranzycji Petriego (WTP) zostało podyktowane chęcią zmniejszenia złożoności numerycznej algorytmu bez konieczności ograniczania liczby reguł w bazie [2]. WTP na podstawie wartości wejściowych aktywuje jedynie te dwie funkcje przynależności, które osiągną dla danej wartości poziom najwyższy. Funkcje przynależności najmniej aktywne nie są uwzględniane w danej iteracji algorytmu. Rysunek 2 pokazuje przestrzeń sterowania i następstwa zastosowania WTP dla systemu neuronowo-rozmytego o  $n = 3$  wejściach i  $m = 3$  gaussowskich funkcjach przynależności dla każdego z wejść. Istotną właściwością funkcji gaussowskich jest ich nieskończony nośnik. W przypadku trzech funkcji przynależności dla każdej zmiennej funkcja odpowiedzialna za odwrotny znak niż aktualny znak sygnału wejściowego będzie minimalnie aktywna.



Rys. 3. Przestrzeń sterowań dla 3 wejść i 3 funkcji gaussowskich dla każdego z wejść

Zgadza się to z intuicją: nie jest zasadnym rozważanie ujemnej części przestrzeni sterowań dla przypadku dodatniej wartości sygnału wejściowego. Takie podejście pozwala dla przypadku regulatora o 3 regułach na każde z 3 wejść w każdej iteracji rozważać jedynie 1/8 przestrzeni sterowań. W każdym kroku obliczeniowym rozważanych jest jedynie  $2^3$  z pośród  $3^3$  reguł. Zysk ten rośnie wraz ze wzrostem rozmiaru bazy reguł kiedy rozważanych jest  $2^m$  z pośród  $n^m$  reguł (przy założeniu jednakowej liczby  $m$  reguł na każde z  $n$  wejść). Dla przypadku  $n = 5$  reguł na każde z  $m = 3$  wejść obliczanych jest jedynie 6 spośród 15 funkcji przynależności, a dalej  $2^3$  zamiast  $5^3$  reguł czyli 8/125.

Co istotne, w praktycznej implementacji proponowanego algorytmu, funkcje aktywne są dalej propagowane na bazę reguł. Obliczane są jedynie reguły, w skład których wchodzi same aktywne przesłanki. Poziomy aktywacji pozostałych byłyby z definicji równe zero, nie są więc one obliczane w kolejnych krokach danej iteracji algorytmu.

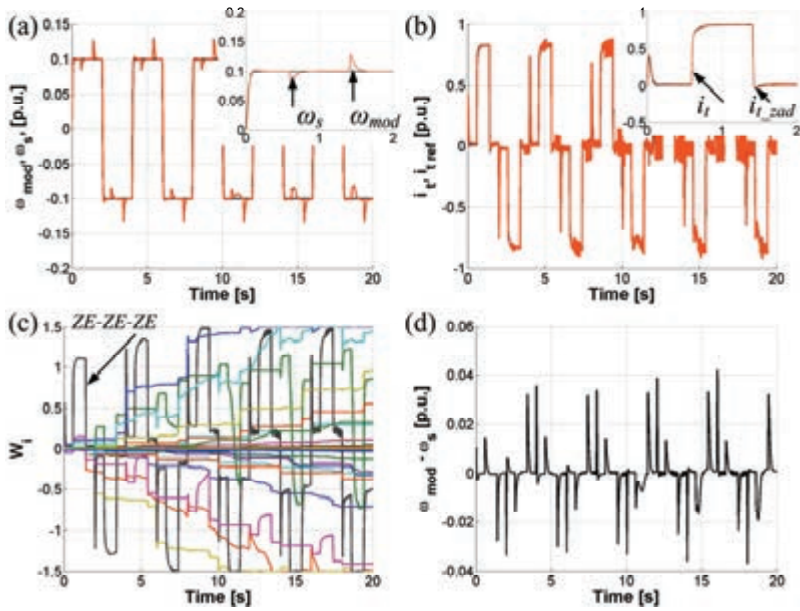
## 5. PRZEBIEG BADAŃ

W trakcie eksperymentów symulacyjnych przeprowadzono szereg badań zakresie prędkości ultra niskich z zadaną trajektorią prędkości oraz obciążenia o niskiej oraz wysokiej dynamice zmian. W pierwszym przypadku (rys. 4) układ pracował w trybie nawrotnym z amplitudą zadaną na poziomie 10% prędkości znamionowej. Obciążenie załączane było okresowo. Następnie amplitudę prędkości zadanej zmniejszono do poziomu 5% wartości znamionowej (rys. 5). Kolejno zmieniono tryb pracy z nawrotów o znacznej dynamice na nawroty po trajektorii sinusoidalnej (rys. 6) ostatecznie zmniejszono dynamikę trybu załączania obciążenia, układ do 10 s pracuje bez obciążenia zewnętrznego, by od chwili czasowej  $t = 10$  s pracować przy obciążeniu statycznym (rys. 7). Na rysunkach 8 i 9 zaprezentowano przebiegi dla trajektorii odpowiednio sinusoidalnej oraz nawrotnej o amplitudzie 1% prędkości znamionowej. Ostatecznie na rysunkach 10 oraz 11 prędkość maksymalna wynosi 2 obr/min.

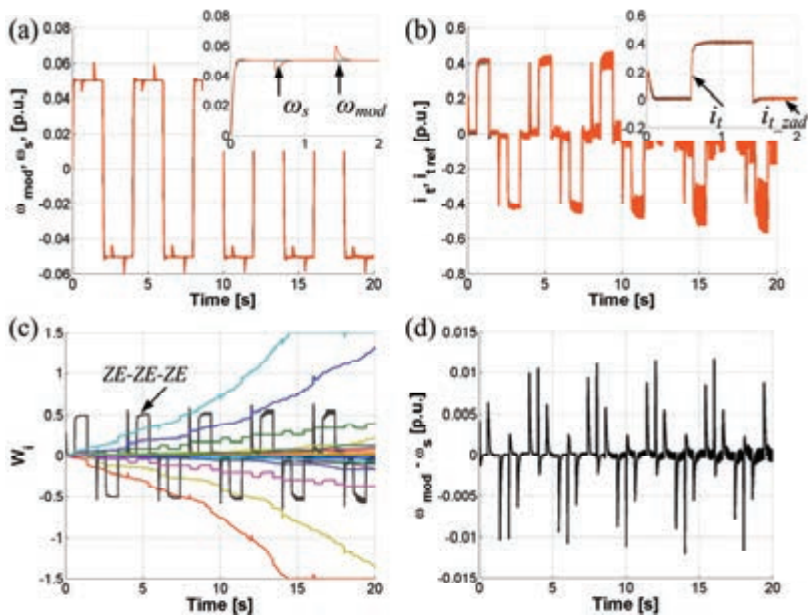
Analizując poniższe przebiegi widać, iż układ w sposób prawidłowy steruje obiektem nawet w przypadku znacznej nieliniowości wynikającej z wpływu zjawiska tarcia na działanie układu napędowego w zakresie prędkości ultra niskich. W każdym przypadku układ w sposób prawidłowy śledzi prędkość zadaną, a w przypadku zakłóceń w postaci obciążenia zewnętrznego szybko powoduje powrót do prędkości zadanej.

Niewielkie oscylacje prądów wynikają z uwzględniania właściwości elementów energoelektronicznych oraz częstotliwości kluczowania, zjawiska te mają również miejsce w układach rzeczywistych.

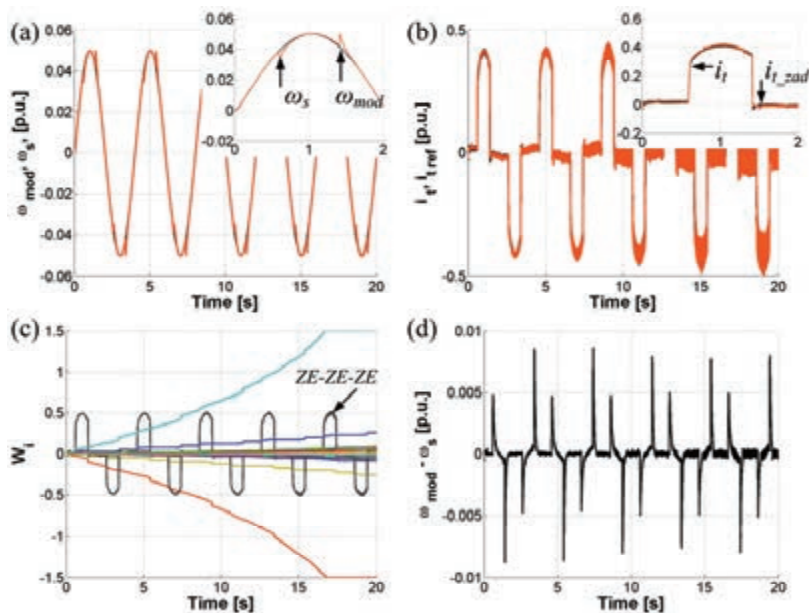




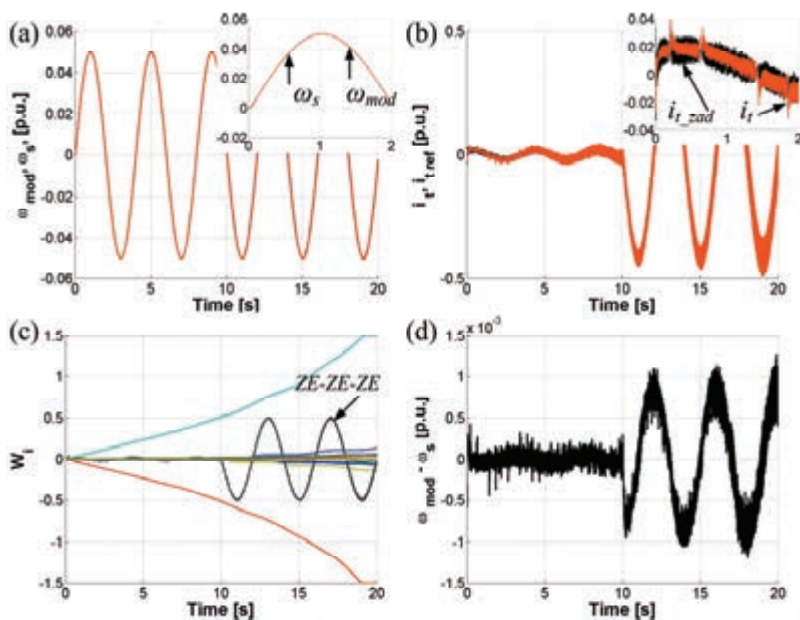
Rys. 4. Przebiegi prędkości modelu i mierzonej (a), prądu twornika zadanego i mierzonego (b), przebiegów zmian współczynników wagowych (c), oraz błędów odtwarzania prędkości modelu (d) dla regulatora z WTP



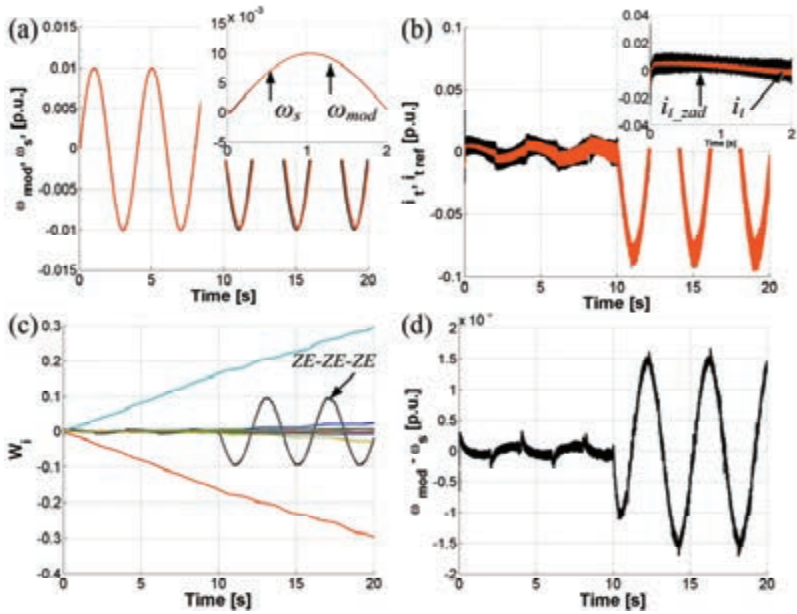
Rys. 5. Przebiegi prędkości modelu i mierzonej (a), prądu twornika zadanego i mierzonego (b), przebiegów zmian współczynników wagowych (c), oraz błędów odtwarzania prędkości modelu (d) dla regulatora z WTP



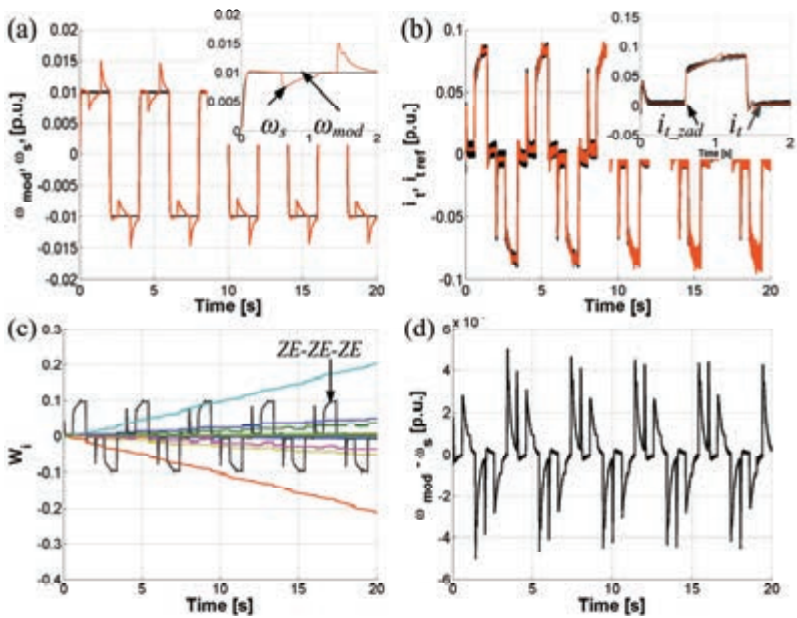
Rys. 6. Przebiegi prędkości modelu i mierzonej (a), prądu twornika zadanego i mierzonego (b), przebiegów zmian współczynników wagowych (c), oraz błędu odtwarzania prędkości modelu (d) dla regulatora z WTP



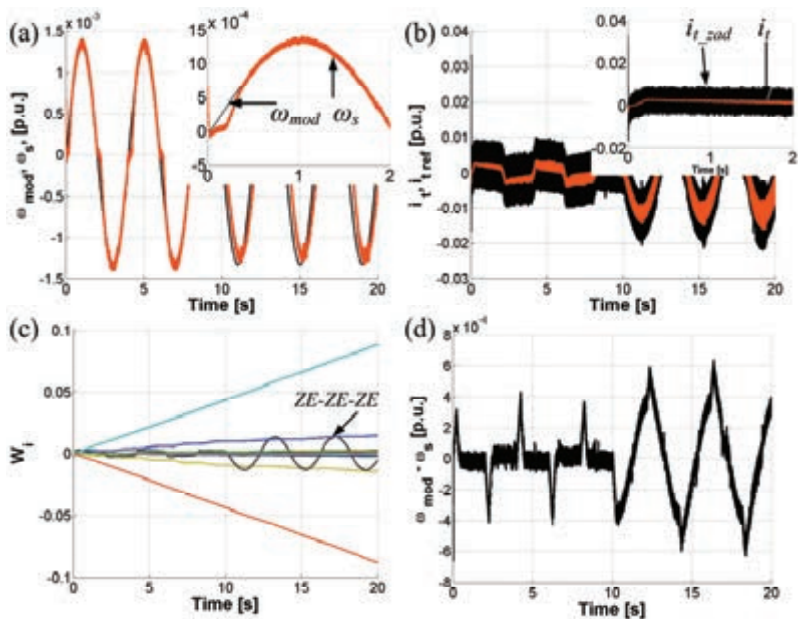
Rys. 7. Przebiegi prędkości modelu i mierzonej (a), prądu twornika zadanego i mierzonego (b), przebiegów zmian współczynników wagowych (c), oraz błędu odtwarzania prędkości modelu (d) dla regulatora z WTP



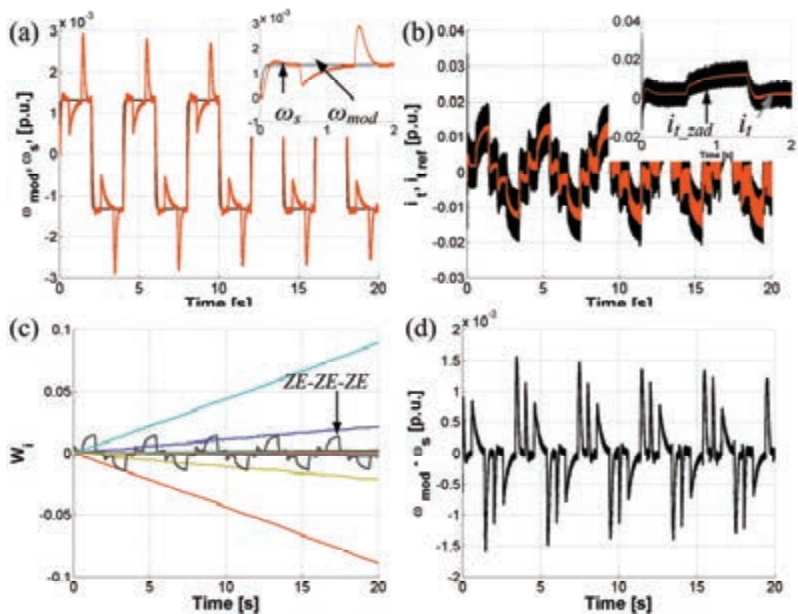
Rys. 8. Przebiegi prędkości modelu i mierzonej (a), prądu twornika zadanego i mierzonego (b), przebiegów zmian współczynników wagowych (c), oraz błędów odtwarzania prędkości modelu (d) dla regulatora z WTP



Rys. 9. Przebiegi prędkości modelu i mierzonej (a), prądu twornika zadanego i mierzonego (b), przebiegów zmian współczynników wagowych (c), oraz błędów odtwarzania prędkości modelu (d) dla regulatora z WTP



Rys. 10. Przebiegi prędkości modelu i mierzonej (a), prądu twornika zadanego i mierzonego (b), przebiegów zmian współczynników wagowych (c), oraz błędów odtwarzania prędkości modelu (d) dla regulatora z WTP



Rys. 11. Przebiegi prędkości modelu i mierzonej (a), prądu twornika zadanego i mierzonego (b), przebiegów zmian współczynników wagowych (c), oraz błędów odtwarzania prędkości modelu (d) dla regulatora z WTP

Analizując przebieg wagi *ZE-ZE-ZE* widzi się korelację pomiędzy zmianami jej wartości, a zmianami prądu twornika wynikającymi z obciążenia. Przebiegi błędu odtwarzania prędkości modelu przez układ pokazują znaczny wzrost amplitudy tej różnicy w chwilach, gdy układ pracuje z obciążeniem wynikłym ze zmiany wymuszenia lub z przyłożenia obciążenia zewnętrznego. Z uwagi na znacznie mniejsze poziomy sygnałów w przypadku prędkości o niskiej amplitudzie, koniecznym jest uwzględnienie tego faktu w postaci odpowiedniego doboru parametrów algorytmu adaptacji, który dla prawidłowej pracy układu powinny przyjąć niższe wartości w przypadku niskich amplitud maksymalnych a niżeli miałyby to miejsce w przypadku amplitud o większych wartościach.

## 6. PODSUMOWANIE

W artykule opisany został regulator neuronowo-rozmyty Warstwą Tranzycji Petriego. Regulator taki pozwala na poprawne sterowanie układem napędowym w zakresie prędkości ultra niskich gdzie istotnym jest nieliniowe tarcie występujące w układach rzeczywistych. Jest to uzupełnienie wcześniejszych badań gdzie przeprowadzono analizę regulatorów z warstwami Petriego dla wyższych zakresów prędkości [3–5].

Zwiększenie bazy reguł prowadzi do lepszego dopasowania się adaptacyjnej struktury sterowania do obiektu sterowanego, niestety dzieje się to kosztem zwiększenia złożoności obliczeniowej. Zastosowanie WTP pozwala na zmniejszenie ilości operacji koniecznych do wykonania pojedynczej iteracji algorytmu, co szczególnie dla regulatorów o większej ilości reguł prowadzi do ograniczenia złożoności obliczeniowej.

*Praca finansowana przez Narodowe Centrum Nauki w ramach projektu: „Adaptacyjne sterowanie rozmyte złożonego układu napędowego o zmiennych parametrach”, UMO-2011/03/B/ST7/02517 (2012–2015).*

## LITERATURA

- [1] BROCK S., ZAWIRSKI K., *New approaches to selected problems of precise speed and position control of drives*, 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society IECON, 2012, 6291–6296.
- [2] DERUGO P., SZABAT K., *Algorytm implementacji regulatora rozmytego o niskim koszcie numerycznym*, Przegląd Elektrotechniczny, vol. 90, nr 11, 2014, 235–238.
- [3] DERUGO P., SZABAT K., *Implementation of the low computational cost fuzzy PID controller for two-mass drive system*, IEEE 16th International Power Electronics and Motion Control Conf. and Exposition PEMC, 2014, 564–568.
- [4] DERUGO P., SZABAT K., *Analysis of adaptive neuro-fuzzy PD controller with competitive Petri layers in speed control system for DC motor*, Computer Applications in Electrical Engineering, 2013, 267–280.

- [5] DERUGO P., *Analiza wpływu konkurencyjnych warstw Petriego na działanie regulatora neuronowo-rozmytego*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 69, Studia i Materiały, Nr 33, Oficyna Wydawnicza PWr., Wrocław 2013.
- [6] 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.
- [7] JASTRZĘBSKI M., KABZIŃSKI J., *Optimisation of Takagi–Sugeno fuzzy models by pseudo-bacterial genetic algorithm*, Proc. of the 10th IEEE International Conf. on Methods and Models in Automation and Robotics, 2004.
- [8] JASTRZĘBSKI M., *On-line parameter tuning of discontinuous fuzzy friction compensator in linear drive*, IEEE International Symposium on. Information, Communication and Automation Technologies ICAT, 2013, 1–6.
- [9] WAI R.-J., CHU C.-C., *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 NEURO-FUZZY PID CONTROLLER  
WITH PETRI TRANSITION LAYER FOR DC MOTOR WORKING  
WITH ULTRA-LOW SPEED

Paper show analysis of possible usage of adaptive neuro-fuzzy controller with Petri transition layer as speed controller for drive system with DC motor with significant friction and working with ultra-low speed. Two identical DC motors are connected with stiff shaft, both friction and electrical parameters of power supply are included in model. Model has been build using Matlab SimPowerSystems library in order to include phenomenens which are significant in low and ultra low speed operation area. As low speed less than 10% of nominal speed is considered.

*estymacja, filtr Kalmana, układ dwumasowy, tłumienie drgań*

Krzysztof DRÓŹDŹ\*

## **PORÓWNANIE JAKOŚCI ESTYMACJI ZMIENNYCH STANU I PARAMETRU UKŁADU DWUMASOWEGO PRZEZ ROZMYTE FILTRY KALMANA O STATYCZNEJ I DYNAMICZNEJ ADAPTACJI WYBRANEGO WSPÓŁCZYNNIKA**

W artykule przedstawiono zagadnienia związane z porównaniem jakości estymacji zmiennych stanu i parametru układu dwumasowego przez rozmyte filtry Kalmana o statycznej i dynamicznej adaptacji współczynnika  $q_{55}$  macierzy kowariancji zakłóceń zmiennych stanu  $\mathbf{Q}$ . W badaniach wykorzystano strukturę sterowania adaptacyjnego z dwoma dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi od momentu skrętnego i różnicy prędkości oraz pomocniczym sprzężeniem zwrotnym od momentu obciążenia. Obserwatory oparte na teorii filtru Kalmana testowano symulacyjnie w zamkniętej strukturze regulacji. W celu uzyskania statycznej i dynamicznej adaptacji zastosowano zaprojektowane systemy rozmyte. Proces statycznej adaptacji współczynnika  $q_{55}$  bazował na aktualnej estymowanej wartości stałej czasowej maszyny roboczej  $T_{2e}$ . W przypadku dynamicznej adaptacji rozszerzono wejścia systemu rozmytego o przetworzony sygnał modułu różnicy pomiędzy momentem elektromagnetycznym i estymowanym momentem skrętnym. Sygnał ten niesie informację o aktualnym stanie sterowanego obiektu (statyczny lub dynamiczny). Wyniki badań wskazują na prawidłową pracę struktury sterowania w przypadku zastosowania obu rodzajów adaptacji wybranego współczynnika.

### **1. WPROWADZENIE**

Jednym z głównych kierunków badań związanych z napędami elektrycznymi jest estymacja ich trudnodostępnych zmiennych stanu i wartości parametrów [1]–[3], [6]–[9], [11], [12], [16]. W wielu przypadkach instalacja czujników pomiarowych jest niemożliwa lub trudna do wykonania ze względu na brak przestrzeni, zwiększenie kosztu, wyższe ryzyko wystąpienia uszkodzeń bardziej złożonego układu czy brak

---

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

praktycznej możliwości realizacji pomiaru, co występuje np. w przypadku momentu obciążenia [14]. W układach napędowych z połączeniem sprzężystym za trudnodostępne zmienne stanu uważa się następujące wielkości: prędkość maszyny roboczej, moment skrętny i moment obciążenia. Do precyzyjnego sterowania prędkością tego typu układów napędowych konieczna jest również znajomość wartości jego parametrów. W tym celu są one uprzednio identyfikowane. Parametry związane z momentem bezwładności silnika napędowego i sprężystością wału nie zmieniają swoich wartości w czasie pracy układu, jednak moment bezwładności maszyny roboczej bardzo często zmienia się w szerokich zakresach. Taki układ określa się niestacjonarnym. Zmiany tej wartości powinny być uwzględnione w sterowaniu rozpatrywanego napędu, ze względu na możliwość wzbudzania drgań skrętnych lub utraty stabilności struktury regulacji [14]. W takim przypadku stosuje się jedną z zaawansowanych struktur sterowania, bazującą na metodach sterowania odpornego, nieliniowego lub adaptacyjnego [10].

W niniejszym artykule wykorzystano metodę pośredniego sterowania adaptacyjnego realizowaną przez zastosowanie struktury regulacji o dwóch dodatkowych sprzężeniach zwrotnych: od momentu skrętnego i różnicy prędkości oraz pomocniczym sprzężeniu zwrotnym od momentu obciążenia. Pozostałe rodzaje sterowania adaptacyjnego omówiono w [14]. W celu uzyskania estymacji niedostępnych zmiennych stanu i wartości zmiennego w czasie parametru  $T_2$  (stałej czasowej maszyny roboczej), w zastosowanej strukturze sterowania adaptacyjnego wykorzystano algorytm rozmytego filtru Kalmana (RFK) o dwóch sposobach adaptacji współczynnika  $q_{55}$  macierzy kowariancji zakłóceń zmiennych stanu  $\mathbf{Q}$ . Wspomniana adaptacja realizowana jest w trybie *on-line* dla obu algorytmów. W przypadku występowania zmienności momentu bezwładności maszyny roboczej w dużym zakresie i wykorzystania klasycznego algorytmu nieliniowego rozszerzonego filtru Kalmana (NRFK) pojawiają się znaczące wartości błędów estymacji, w szczególności parametru  $T_2$  i momentu obciążenia, które mogą być powodem wzbudzania drgań skrętnych lub utraty stabilności. Badania porównawcze klasycznego algorytmu i rozmytego filtru Kalmana o statycznej adaptacji przedstawiono w [4]. Sposób adaptacji wybranych współczynników filtru Kalmana ma wpływ na uzyskaną jakość estymacji poszczególnych wielkości, co przedstawiono w niniejszej pracy. W przypadku zastosowania statycznej adaptacji wartość wybranych współczynników dobierana jest za pomocą zaprojektowanego systemu rozmytego na podstawie aktualnej estymowanej wartości parametru  $T_2$ . Adaptacja dynamiczna charakteryzuje się rozszerzeniem wcześniejszego podejścia o zastosowanie sygnału modułu różnicy pomiędzy momentem elektromagnetycznym i estymowanym momentem skrętnym. Sygnał ten niesie informację o aktualnym stanie sterowanego obiektu. W przypadku występowania jego wartości niższej niż ustalony przez projektanta próg, rozpoznawany jest stan statyczny układu napędowego. W momencie przekroczenia wartości progowej identyfikowany jest stan



dynamiczny. Odpowiednio do danego stanu dobierane są wartości wybranych współczynników filtru Kalmana.

Praca składa się z pięciu części. Po wprowadzeniu przedstawiono model matematyczny obiektu badań i wybraną strukturę sterowania adaptacyjnego. Następnie omówiono rozmyte filtry Kalmana o statycznej i dynamicznej adaptacji współczynnika  $q_{55}$  macierzy  $\mathbf{Q}$ , gdzie zaprezentowano struktury zaprojektowanych systemów rozmytych wprowadzających wspomnianą adaptację. W punkcie czwartym przedstawiono wybrane wyniki badań poszczególnych rozwiązań oraz przeprowadzono analizę porównawczą jakości estymacji obu algorytmów. Pracę zakończono podsumowaniem.

## 2. MODEL MATEMATYCZNY OBIEKTU BADAŃ I STRUKTURA STEROWANIA

W niniejszej pracy obiektem badań jest układ napędowy z połączeniem sprzężystym, który można opisać następującym równaniem stanu w jednostkach względnych [15]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega_1(t) \\ \omega_2(t) \\ m_s(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{T_1} \\ 0 & 0 & \frac{-1}{T_2} \\ \frac{1}{T_c} & \frac{-1}{T_c} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_1(t) \\ \omega_2(t) \\ m_s(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{T_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [m_e] + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{-1}{T_2} \\ 0 \end{bmatrix} [m_L], \quad (1)$$

gdzie:  $\omega_1$  – prędkość silnika,  $\omega_2$  – prędkość maszyny roboczej,  $m_s$  – moment skrotny,  $m_L$  – moment obciążenia,  $T_1$  – mechaniczna stała czasowa silnika,  $T_2$  – mechaniczna stała czasowa maszyny roboczej,  $T_c$  – stała sprężystości. Znamionowe wartości parametrów rozważanego układu są następujące:  $T_{1N} = T_{2N} = 203$  ms,  $T_{cN} = 1,2$  ms.

Rysunek 1 przedstawia zastosowaną adaptacyjną strukturę sterowania z regulatorem PI, dwoma dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi od momentu skrotnego ( $k_1$ ) i różnicy prędkości ( $k_2$ ) oraz dodatkowym pomocniczym sprzężeniem zwrotnym od momentu obciążenia ( $k_{L1}$ ). Współczynniki omawianej struktury sterowania przestrajane są w trybie *on-line* na podstawie aktualnej estymowanej wartości parametru  $T_2$  według poniższych zależności [14],[13]:

$$K_I = \omega_r^4 T_1 T_2 T_c, \quad (2)$$

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

$$k_2 = \frac{1}{\omega_r^3 T_2 T_c} - 1, \quad (4)$$

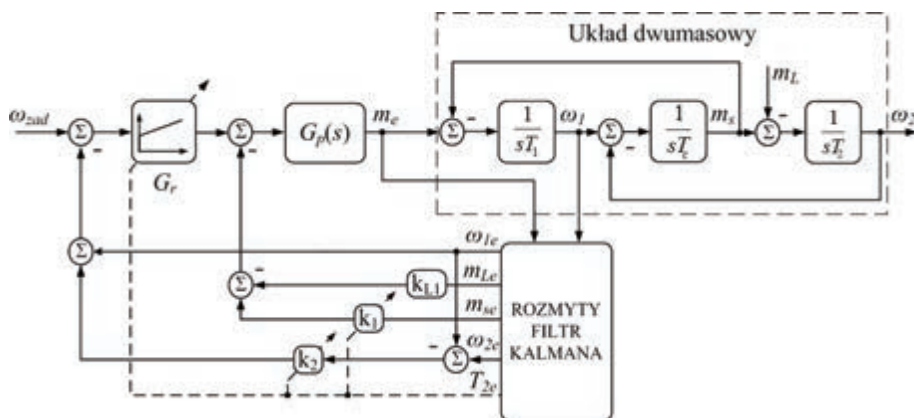
$$k_1 = \frac{T_1(4\xi_z^2 - k_2)}{T_2(1 + k_2)} - 1, \quad (5)$$

$$k_{L1} = T_c K_I(1 + k_2) + 1 + k_1, \quad (6)$$

gdzie:  $\omega_r$  – zadana pulsacja rezonansowa,  $\xi_z$  – zadany współczynnik tłumienia. W badaniach założono następujące wartości pulsacji rezonansowej oraz współczynnika tłumienia:  $\omega_r = 40 \text{ s}^{-1}$ ,  $\xi_z = 0,7$ . Przyjęto następującą transmitancję pętli wymuszenia momentu elektromagnetycznego:

$$G_p(s) = \frac{1}{0,002s + 1}. \quad (7)$$

Założono zmienność parametru  $T_2$  w zakresie od  $T_{2N}$  do  $4T_{2N}$ .



Rys. 1. Adaptacyjna struktura sterowania

### 3. ROZMYTE FILTRY KALMANA

Podstawą do utworzenia rozmytych filtrów Kalmana jest algorytm nieliniowego rozszerzonego filtra Kalmana, opisany w [5]. Optymalizację współczynników macierzy  $\mathbf{Q}$  i  $\mathbf{R}$  tego algorytmu przeprowadzono za pomocą algorytmu genetycznego zgodnie z poniższą funkcją celu:

$$F_1 = \frac{\left( \sum_{i=1}^n |\omega_{i1} - \omega_{i1e}| \right) + \left( \sum_{i=1}^n |\omega_{i2} - \omega_{i2e}| \right) + \left( \sum_{i=1}^n |m_{is} - m_{ise}| \right) + \left( \sum_{i=1}^n |m_{iL} - m_{iLe}| \right) + \left( \sum_{i=1}^n |T_{i2} - T_{i2e}| \right)}{n}, \quad (8)$$

gdzie:  $x_e$  – wielkości estymowane,  $n$  – liczba próbek. Otrzymane wartości współczynników zestawiono w tabeli 1. Macierze te zdefiniowano w następujący sposób:

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} q_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_{22} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q_{33} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & q_{55} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R} = [r]. \quad (9)$$

Tabela 1. Zestawienie wartości elementów macierzy Q i R

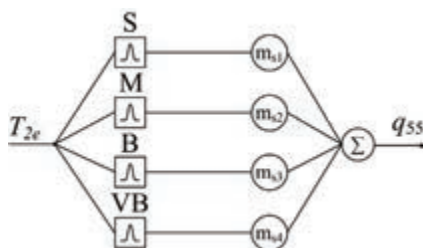
$q_{11}$	$q_{22}$	$q_{33}$	$q_{44}$	$q_{55}$	$r$
0,045	0,002	0,358	16,431	25,484	7,108

Rozmyte filtry Kalmana utworzone zostały poprzez wprowadzenie logiki rozmytej w celu uzyskania adaptacji wybranych współczynników nieliniowego rozszerzonego filtru Kalmana. Systemy rozmyte realizujące wspomnianą adaptację przedstawiono na rysunkach 2 i 3. Rysunek 2 obrazuje strukturę systemu rozmytego wprowadzającego statyczną adaptację współczynnika  $q_{55}$ , natomiast rysunek 3 systemu wprowadzającego dynamiczną adaptację tego współczynnika. Statyczna adaptacja bazuje na sygnale aktualnej estymowanej wartości parametru  $T_2$ . W przypadku dynamicznej adaptacji zastosowano rozszerzenie wektora wejściowego systemu rozmytego o moduł różnicy pomiędzy momentem elektromagnetycznym i estymowanym momentem skrętnym. Sygnał ten niesie informację o aktualnym stanie sterowanego obiektu. W przypadku wartości nieprzekraczającej ustalonego przez projektanta progu rozpoznawany jest stan statyczny. W przeciwnym przypadku system rozmyty rozpoznaje stan dynamiczny układu napędowego. Następnie zgodnie z wartością stałej czasowej maszyny roboczej i z danym stanem napędu przestrajany jest współczynnik  $q_{55}$ . Wartość wspomnianego progu determinowana jest występującymi w układzie zakłóceniami i pozwala na eliminację ich wpływu na rozpoznanie danego stanu napędu. Zastosowanie takiego rozwiązania pozwala na zwiększenie dynamiki obserwatora w stanach dynamicznych sterowanego obiektu, co umożliwi szybszą estymację wartości parametru  $T_2$  oraz zmniejszenie błędów estymacji momentu obciążenia. Wartości singletonów obu systemów dobrano za pomocą algorytmu genetycznego minimalizującego poniższą funkcję celu:

$$F_2 = \frac{a + 1E - 3 \left( \sum_{i=1}^n \frac{|T_{i2e} - T_{(i-1)2e}|}{T_s} \right)}{n} \quad (10)$$

$$a = \left( \sum_{i=1}^n \omega_{i1} - \omega_{i1e} \right) + \left( \sum_{i=1}^n \omega_{i2} - \omega_{i2e} \right) + \left( \sum_{i=1}^n m_{is} - m_{ise} \right) + \left( \sum_{i=1}^n m_{iL} - m_{iLe} \right) + \left( \sum_{i=1}^n T_{i2} - T_{i2e} \right),$$

gdzie:  $T_s = 0,0005$  s – okres próbkowania. Powyższa funkcja celu została rozszerzona o pochodną sygnału  $T_{2e}$  ze względu na konieczność ograniczenia dynamiki estymacji tego parametru przez rozmyte filtry Kalmana. Otrzymane wartości poszczególnych singletonów zestawiono kolejno w tabeli 2 – dla systemu rozmytego wprowadzającego statyczną adaptację i w tabeli 3 – dla systemu rozmytego wprowadzającego dynamiczną adaptację. Zastosowane funkcje przynależności zmiennych wejściowych zaprezentowano w analogicznej kolejności na rysunkach 4 i 5.



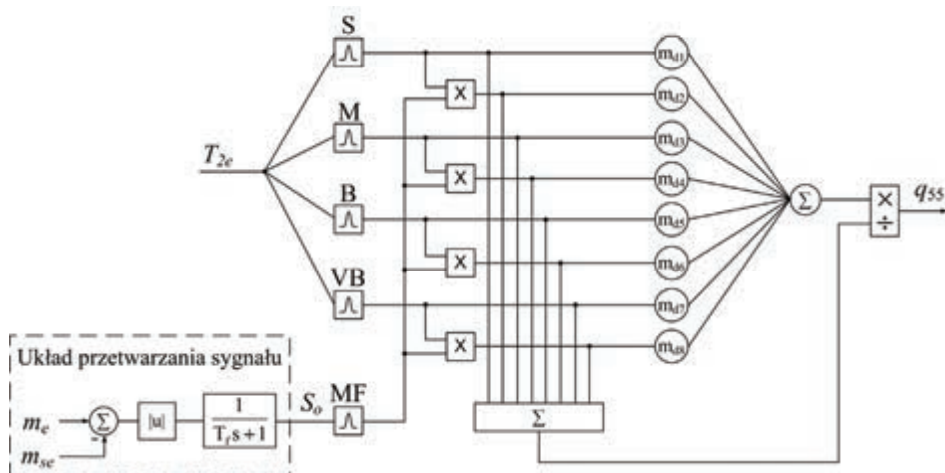
Rys. 2. Struktura systemu rozmytego wprowadzającego statyczną adaptację współczynnika  $q_{55}$

Tabela 2. Zestawienie wartości singletonów systemu rozmytego wprowadzającego statyczną adaptację

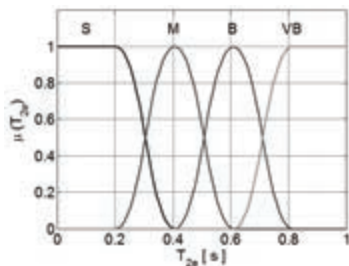
$m_{s1}$	$m_{s2}$	$m_{s3}$	$m_{s4}$
698,141	93,469	53,718	10,739

Tabela 3. Zestawienie wartości singletonów systemu rozmytego wprowadzającego dynamiczną adaptację

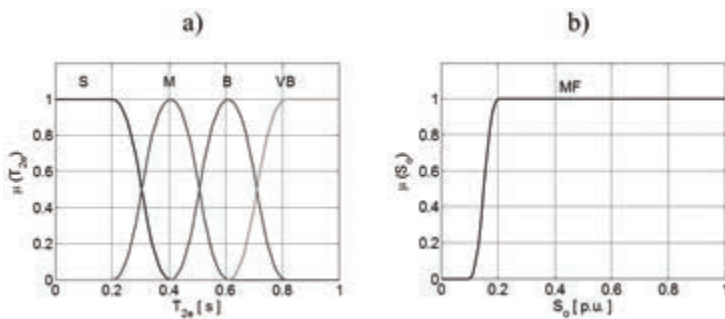
$m_{d1}$	$m_{d2}$	$m_{d3}$	$m_{d4}$
302,016	1526,484	415,984	1922,484
$m_{d5}$	$m_{d6}$	$m_{d7}$	$m_{d8}$
63,984	312,547	9,557	40,695



Rys. 3. Struktura systemu rozmytego wprowadzającego dynamiczną adaptację współczynnika  $q_{55}$



Rys. 4. Funkcje przynależności zmiennej wejściowej  $T_{2e}$  systemu rozmytego wprowadzającego statyczną adaptację współczynnika  $q_{55}$



Rys. 5. Funkcje przynależności zmiennych wejściowych  $T_{2e}$  (a) i  $S_0$  (b) systemu rozmytego wprowadzającego dynamiczną adaptację współczynnika  $q_{55}$

## 4. WYBRANE WYNIKI BADAŃ

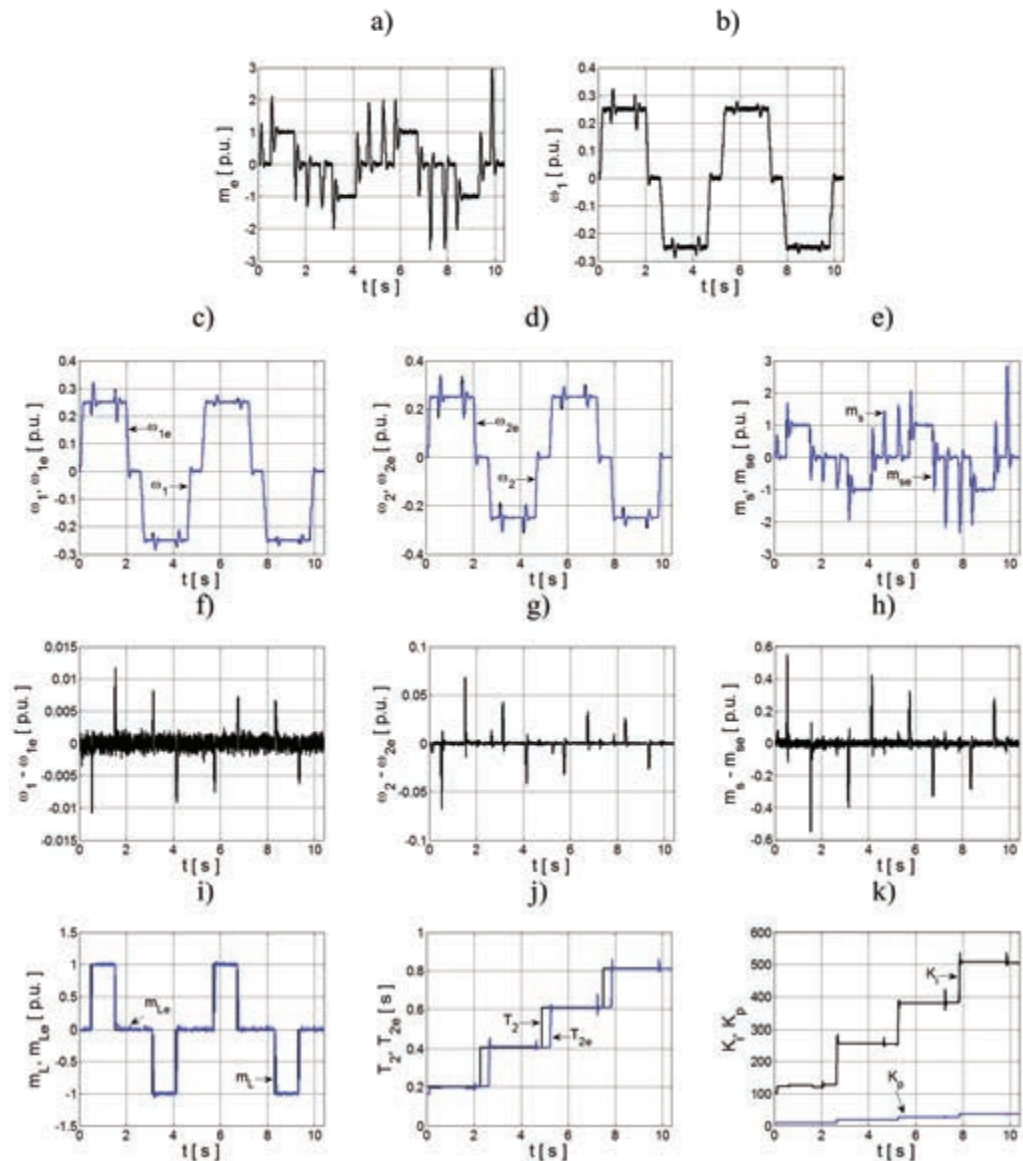
Badania symulacyjne klasycznego algorytmu nieliniowego rozszerzonego filtru Kalmana pracującego w zamkniętej strukturze sterowania adaptacyjnego układu dwumasowego wykazały duże wartości błędów estymacji, w szczególności w przypadku przebiegów estymat momentu obciążenia i stałej czasowej maszyny roboczej. Fakt ten może być przyczyną wzbudzenia drgań skrętnych lub utraty stabilności struktury regulacji. Wadę tą wyeliminowano poprzez zastosowanie adaptacji współczynnika  $q_{55}$  macierzy  $\mathbf{Q}$  filtru Kalmana. Algorytmy rozmytych filtrów Kalmana o statycznej i dynamicznej adaptacji tego współczynnika poddano analogicznym badaniom. Rezultaty tych badań przedstawiono kolejno na rysunkach 6 i 7 – dla rozmytego filtru Kalmana o statycznej adaptacji i na rysunkach 8 i 9 – dla rozmytego filtru Kalmana o dynamicznej adaptacji. Na ich podstawie przeprowadzono analizę porównawczą jakości estymacji wszystkich wielkości. Z przeprowadzonych badań wynika, że wprowadzenie obu rodzajów adaptacji w znaczący sposób poprawia jakość estymacji wszystkich wielkości, co pozytywnie wpływa na pracę struktury regulacji. W przypadku zastosowania dynamicznej adaptacji jakość estymacji prędkości silnika, prędkości maszyny roboczej i momentu skrętnego uległa niewielkiemu pogorszeniu w stosunku do rozmytego filtru Kalmana o statycznej adaptacji. Jakość estymacji momentu obciążenia i stałej czasowej maszyny roboczej uległa znaczącej poprawie. W celu porównania jakości estymacji wszystkich wielkości obliczono wartości błędów estymacji obu algorytmów według poniższej zależności:

$$\delta x = \frac{\sum_{i=1}^n |x_i - x_{ie}|}{n}, \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (11)$$

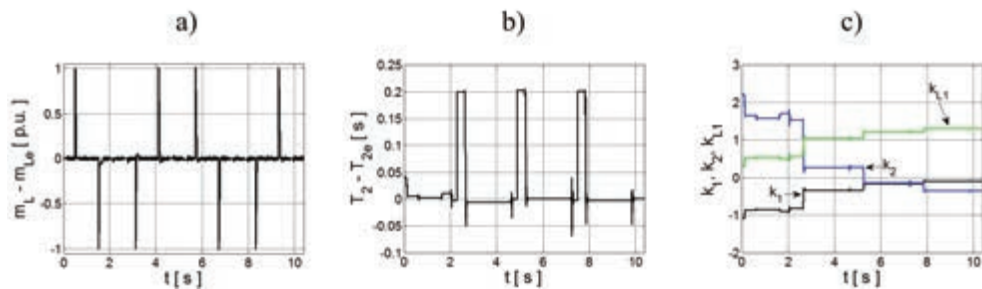
gdzie:  $x$  – wielkości rzeczywiste,  $x_e$  – wielkości estymowane,  $n$  – liczba próbek. W tabeli 4 zestawiono wyniki obliczeń. Na rysunku 10 zaprezentowano przebiegi porównawcze wartości rzeczywistych i estymowanych momentu obciążenia i parametru  $T_2$  dla obu algorytmów.

Tabela 4. Zestawienie wartości błędów estymacji

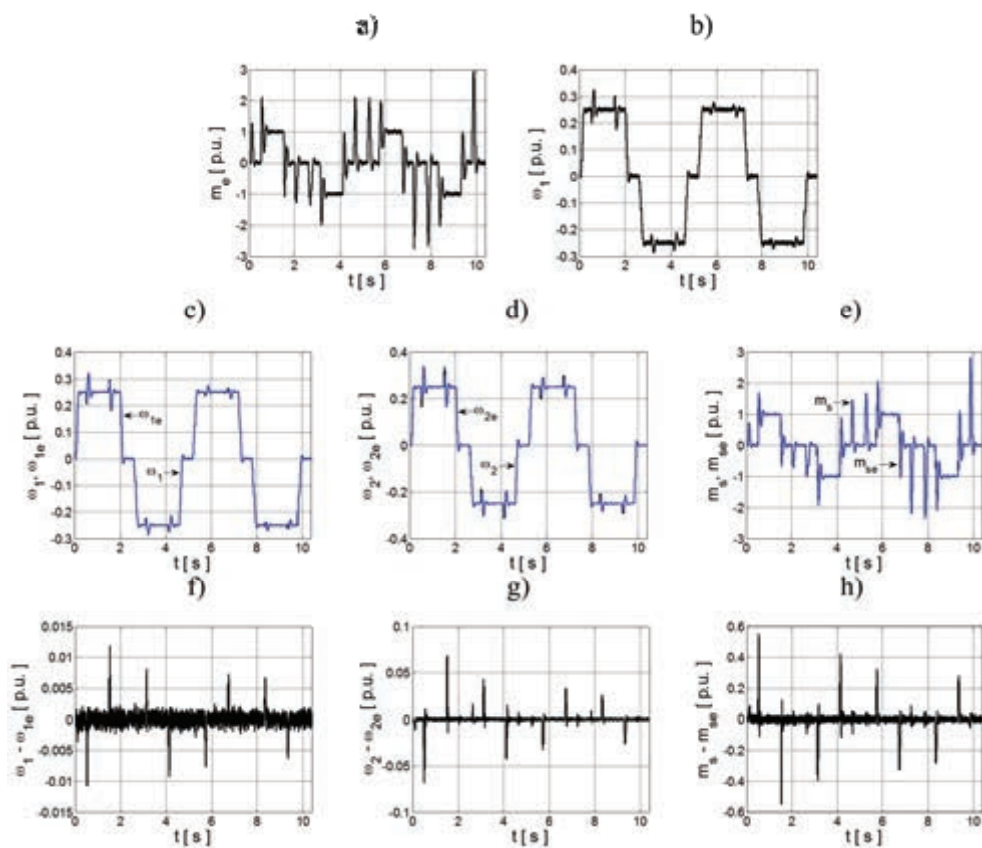
Metoda	$\delta\omega_1$	$\delta\omega_2$	$\delta m_s$	$\delta m_L$	$\delta T_2$
	[p.u.]	[p.u.]	[p.u.]	[p.u.]	[s]
NRFK	7,63E-4	22,15E-4	229,83E-4	420,36E-4	309,32E-4
RFK – statyczna adaptacja	7,28, E-4	19,05E-4	207,07E-4	394,02E-4	242,69E-4
RFK – dynamiczna adaptacja	7,29E-4	19,17E-4	208,37E-4	384,53E-4	224,15E-4



Rys. 6. Przebiegi: sygnałów wejściowych rozmytego filtra Kalmana – momentu elektromagnetycznego (a) i prędkości silnika napędowego (b), rzeczywistych i estymowanych wielkości wraz z błędami estymacji: prędkości silnika napędowego (c, f), prędkości maszyny roboczej (d, g), momentu skrotnego (e, h), momentu obciążenia (i), stałej czasowej maszyny roboczej (j) i współczynników układu regulacji (k) dla rozmytego filtra Kalmana o statycznej adaptacji

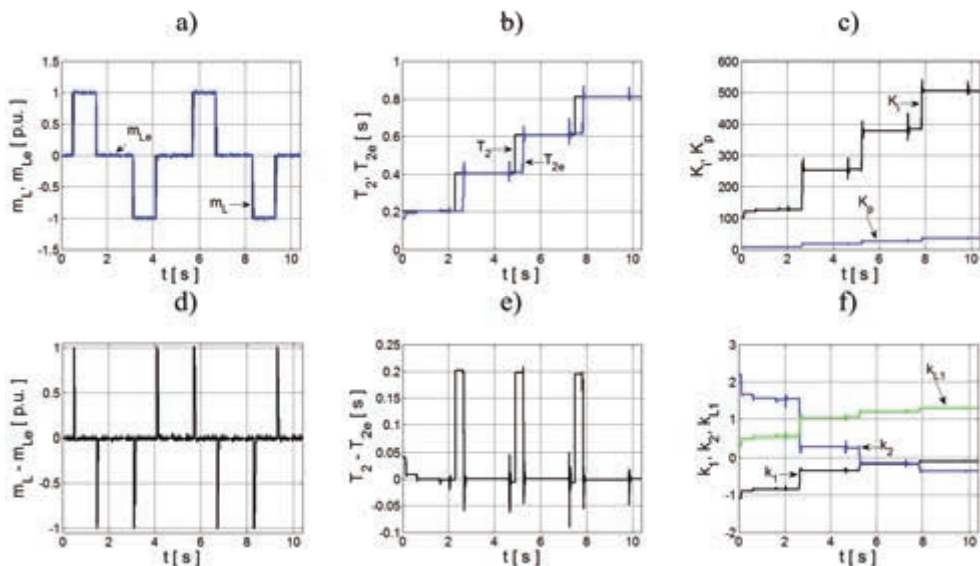


Rys. 7. Przebiegi: błędów estymacji momentu obciążenia (a) i stałej czasowej maszyny roboczej (b), współczynników układu regulacji (c) dla rozmytego filtra Kalmana o statycznej adaptacji

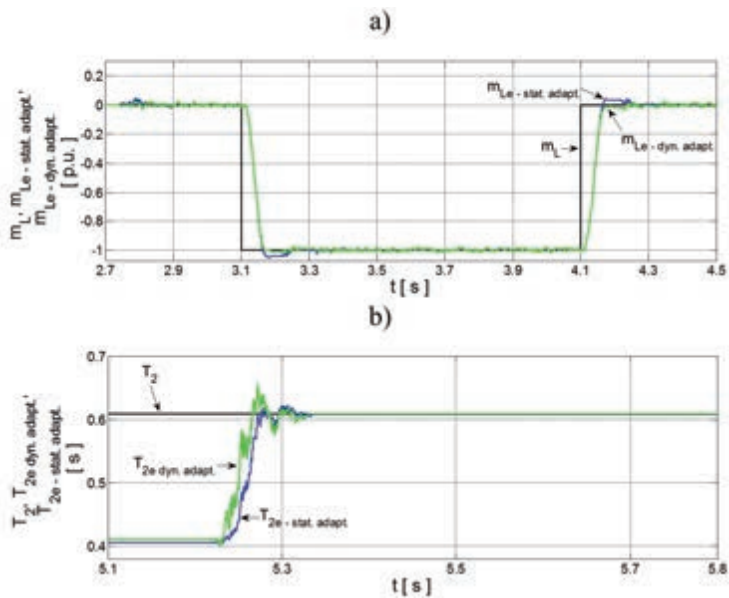


Rys. 8. Przebiegi: sygnałów wejściowych rozmytego filtra Kalmana – momentu elektromagnetycznego (a) i prędkości silnika napędowego (b), rzeczywistych i estymowanych wielkości wraz z błędami estymacji: prędkości silnika napędowego (c, f), prędkości maszyny roboczej (d, g), momentu skrętnego (e, h) dla rozmytego filtra Kalmana o dynamicznej adaptacji





Rys. 9. Przebiegi: rzeczywistych i estymowanych wielkości wraz z błędami estymacji: momentu obciążenia (a, d), stałej czasowej maszyny roboczej (b, e) i współczynników układu regulacji (c, f) dla rozmytego filtra Kalmana o dynamicznej adaptacji



Rys. 10. Przebiegi porównawcze rzeczywistych i estymowanych wielkości: momentu obciążenia (a) i stałej czasowej maszyny roboczej (b) dla rozmytych filtrów Kalmana o statycznej i dynamicznej adaptacji

## 5. PODSUMOWANIE

W niniejszej pracy przedstawiono zagadnienia związane z zastosowaniem rozmytych filtrów Kalmana, o statycznej i dynamicznej adaptacji współczynnika  $q_{55}$  macierzy kowariancji  $\mathbf{Q}$ , w strukturze sterowania adaptacyjnego układu dwumasowego. W celu uzyskania adaptacji zastosowano zaprojektowane systemy rozmyte. Dobór wartości współczynników macierzy  $\mathbf{Q}$ ,  $\mathbf{R}$  oraz singletonów systemów rozmytych zrealizowano za pomocą algorytmów genetycznych. Przeprowadzono badania symulacyjne w zamkniętej strukturze regulacji dla obu algorytmów. Na ich podstawie obliczono wartości błędów estymacji i porównano jakość estymacji. Wyniki te odniesiono do błędów estymacji klasycznego algorytmu nieliniowego rozszerzonego filtru Kalmana. Na podstawie wykonanych badań można sformułować następujące wnioski:

- dzięki zastosowaniu logiki rozmytej możliwe jest uzyskanie adaptacji wybranych współczynników filtrów Kalmana,
- dobór wartości współczynników macierzy  $\mathbf{Q}$ ,  $\mathbf{R}$  oraz singletonów systemów rozmytych za pomocą algorytmów genetycznych pozwala uzyskać zadowalającą jakość estymacji wszystkich wielkości,
- podczas strojenia systemów rozmytych należy zwrócić szczególną uwagę na odpowiednie sformułowanie postaci funkcji celu,
- zastosowanie obu rodzajów adaptacji współczynnika  $q_{55}$  filtru Kalmana w znaczący sposób poprawia jakość estymacji wszystkich wielkości w odniesieniu do klasycznego algorytmu nieliniowego rozszerzonego filtru Kalmana,
- wykorzystanie dynamicznej adaptacji wybranego współczynnika znacząco poprawia jakość estymacji momentu obciążenia i stałej czasowej maszyny roboczej w porównaniu do statycznej adaptacji, w przypadku pozostałych wielkości nieznacznie ją pogarsza.

## LITERATURA

- [1] BROCK S., DESKUR J., JANISZEWSKI D., MUSZYŃSKI R., *Active damping of torsional vibrations in servodrives*, Power Electronics and Electrical Drives. Selected Problems, Polish Academy of Sciences Electrical Engineering Committee, Ed. by Teresa Orłowska-Kowalska, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2007, 271–290.
- [2] CARRIERE S., CAUX S., FADEL M., *Velocity sensorless control of a PMSM actuator directly driven an uncertain two-mass system using RKF tuned with an evolutionary algorithm*, 14th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010, T5-213–T5-220.
- [3] DE LUCA A., SCHRODER D., THUMMEL M., *An Acceleration-based State Observer for Robot Manipulators with Elastic Joints*, IEEE International Conference on Robotics and Automation, 2007, 3817–3823.

- [4] DROZDZ K., JANISZEWSKI D., SZABAT K., *Application of fuzzy Kalman filter in adaptive control structure of two-mass system*, 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC), 2014, 575–578.
- [5] DRÓZDŹ K., SZABAT K., *Adaptacyjne sterowanie układu dwumasowego z wykorzystaniem rozmytego filtru Kalmana*, Przegląd Elektrotechniczny, nr 6, 2014, 40–44.
- [6] JANISZEWSKI D., *Sensorless control of Permanent Magnet Synchronous Motor based on Unscented Kalman Filter*, International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), 2011, 1–6.
- [7] KAMIŃSKI M., *Adaptacyjny-neuronowy obserwator Luenbergera zastosowany w estymacji zmiennych stanu układu dwumasowego*, Przegląd Elektrotechniczny, nr 6, 2010, 79–82.
- [8] KAMIŃSKI M., *Estymacja zmiennych stanu układu dwumasowego za pomocą modeli neuronowych*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 69, Seria: Studia i Materiały, Nr 33, Oficyna Wydawnicza PWr., Wrocław 2013, 222–238.
- [9] KAMIŃSKI M., TRAN VAN T., SZABAT K., *Rozmyte estymatory mechanicznych zmiennych stanu układu napędowego z połączeniem sprężystym*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 65, Seria: Studia i Materiały, Nr 25, Oficyna Wydawnicza PWr., Wrocław 2011, 211–221.
- [10] 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, Seria: Studia i Materiały, Nr 31, Oficyna Wydawnicza PWr., Wrocław 2011, 282–293.
- [11] ORLOWSKA-KOWALSKA T., KAMINSKI M., *FPGA implementation of the multilayer neural network for the speed estimation of the two-mass drive system*, IEEE Transactions on Industrial Informatics, Vol. 7, Iss. 3, 2011, 436–445.
- [12] SERKIES P., SZABAT K., *Estimation of the state variables of the two-mass system using fuzzy Kalman filter*, IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2013, 1–6.
- [13] SZABAT K., *Direct and indirect adaptive control of a two-mass drive system – a comparison*, IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2008), 2008, 564–569.
- [14] 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 PWr., Wrocław 2008.
- [15] SZABAT K., ORLOWSKA-KOWALSKA T., *Performance improvement of industrial drives with mechanical elasticity using nonlinear adaptive Kalman filter*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, Iss. 3, 2008, 1075–1084.
- [16] ZOUBEK H., PACAS M., *Two steps towards speed estimation and encoderless identification of two-mass-systems with extended speed adaptive observer structure*, IECON 2011 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2011, 2072–2077.

COMPARISON OF AN ESTIMATION QUALITY OF STATE VARIABLES  
AND A PARAMETER OF THE TWO-MASS SYSTEM BY FUZZY KALMAN FILTERS  
WITH A STATIC AND DYNAMIC ADAPTATION OF A SELECTED COEFFICIENT

In this paper issues related to a comparison of an estimation quality of state variables and a parameter of the two-mass system by fuzzy Kalman filters with static and dynamic adaptation of the  $q_{55}$  coefficient of the covariance matrix  $Q$  are presented. In the research an adaptive control structure with two additional feedbacks from a shaft torque, a speed difference and an auxiliary feedback from a load torque has been used. The observers based on Kalman filter theory have been tested by

simulations in the closed-loop control structure. In order to obtain the static and dynamic adaptation designed fuzzy systems have been used. The static adaptation process of the  $q_{55}$  coefficient is based on a current value of a mechanical time constant of a load machine  $T_{2e}$ . In case of dynamic adaptation an input vector of the fuzzy system has been extended by processed signal which is calculated as an absolute value of a difference between an electromagnetic torque and estimated shaft torque. This signal contains an information about a current state of the controlled object (static or dynamic). Presented results have proved correct operation of the drive control structure in the both adaptation cases.

*sterowanie adaptacyjne, sterowanie rozmyte,  
kompensacja tarcia*

Karol WRÓBEL, Krzysztof SZABAT\*

## **ZASTOSOWANIE ROZMYTEGO STEROWANIA ADAPTACYJNEGO W UKŁADZIE NAPĘDOWYM Z TARCIEM MECHANICZNYM**

W artykule przedstawiono zagadnienia związane z zastosowaniem adaptacyjnego sterowania rozmytego w układzie napędowym z tarcie mechanicznym. Po krótkim wstępie przedstawiono spotykane w literaturze modele tarcia. Omówiono ich cechy charakterystyczne. Kolejno zaprezentowano adaptacyjną strukturę sterowania rozmytego z modelem odniesienia. Przebadano wpływ tarcia mechanicznego na przebiegi prędkości silnika napędowego pracującego w adaptacyjnej strukturze sterowania. W celu poprawy śledzenia trajektorii w zakresie prędkości zerowych zaproponowano strukturę sterowania z modelem wewnętrznym tarcia. Sprawdzono wpływ dokładności używanego modelu na przebiegi wielkości mechanicznych.

### **1. WPROWADZENIE**

Nowoczesnym układom napędowym stawiane są bardzo duże wymagania dotyczące ich właściwości dynamicznych i statycznych. Dodatkowo żąda się od układu sterowania zapewnienia odporności na zmiany parametrów układu napędowego i kompensacji wpływu elementów nieliniowych. Podstawowymi czynnikami, które w znaczący sposób powodują pogorszenie właściwości klasycznych układów napędowych pracujących w zakresie prędkości wysokich, jest zmiana parametrów obiektu w czasie pracy. Mogą to być zarówno parametry elektromagnetyczne silnika (zwłaszcza rezystancja), jak i parametry mechaniczne (moment bezwładności napędu). W przypadku pracy układu napędowego w pełnym zakresie prędkości, należy uwzględnić wpływ nieliniowego momentu tarcia. Jego pominięcie, bądź przyjęcie niewłaściwego modelu [9], [2], [6], może doprowadzić do powstania w obiekcie oscylacji momentu i prędkości w chwilach przejścia przez zero.

---

\* Politechnika Wrocławska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, e-mail: karol.wrobel@pwr.edu.pl, krzysztof.szabat@pwr.edu.pl

W literaturze istnieje szereg metod kompensacji momentu tarcia. Najprostsze z nich polegają na odpowiednim doborze parametrów regulatora PD/PID, gwarantujących minimalizację (eliminację) błędu statycznego. Nie zapewnia to jednak dobrych właściwości regulacyjnych, ponieważ regulator prędkości powinien pracować optymalnie w szerokim zakresie prędkości kątowej, a nie tylko dla jej niewielkich wartości. Jedną z najprostszych metod kompensacji momentu tarcia jest dodanie do sygnału sterującego sygnału wysokoczęstotliwościowego (*dither signal*) [10]. Powoduje on przesuwanie się kontrolowanego mechanizmu w zakresie prędkości ultraniskich i eliminację uchybu ustalonego [10].

W przypadku gdy model tarcia jest dostępny (bądź estymowany z zadawalającą dokładnością) bardzo często stosuje się układ z kompensatorem opartym na modelu tarcia. W [11] zaproponowano użycie filtru Kalmana do estymacji *on-line* rzeczywistych charakterystyk tarcia. W tej pracy moment tarcia uważany jest za dodatkową zmienną stanu wyznaczaną przez estymator. W pracy [1] zaproponowano strukturę układu sterowania z gładką, ciągłą kompensacją nieliniową (*Smooth Continuous Non-linear Compensation*). W układzie tym dodatkowy sygnał kompensujący dodawany jest do sygnału sterującego w całym zakresie regulacji położenia. W [3], [13] opisano układ regulacji o zmiennym wzmocnieniu (*gain scheduling controller*). Przestrzeń rozważań podzielono na dwa obszary: pierwszy w zakresie prędkości ultraniskich, drugi w pozostałym zakresie. W literaturze istnieją również inne metody kompensacji momentu tarcia. Bazują one na teorii sterowania ślizgowego [8], sterowania odporne-go [4] czy adaptacyjnego [7]. Przegląd metod kompensacji układów z tarciami z uwzględnieniem najnowszych propozycji przedstawiono w [5].

W referacie zaproponowano zastosowanie adaptacyjnej struktury sterowania typu MRAS z rozmytym regulatorem ślizgowym do sterowania układem napędowym o zmiennym momencie bezwładności pracującym w zakresie prędkości ultraniskich. W celu poprawy właściwości dynamicznych do napędu dodano kompensator momentu tarcia. Sprawdzono wpływ przyjętego modelu tarcia na właściwości struktury sterowania.

## 2. MODELE TARCIA

W literaturze istnieje szereg prac opisujących zjawisko tarcia i proponujących różne jego modele. Przegląd różnych modeli tarcia zamieszczono w [9], [2]. Zgodnie z wymienionymi pracami modele te można podzielić na dwie główne grupy [1]–[11], [13]:

- modele statyczne;
- modele dynamiczne.

Modele statyczne zwykle uwzględniają tarcie Coulomba i tarcie wiskotyczne. W bardziej zaawansowanych modelach uwzględnia się również tarcie statyczne

(o charakterystyce nieliniowej zmniejszającej się wraz z prędkością) jak również tarcie wentylatorowe. Cechą charakterystyczną rozbudowanego modelu jest tzw. efekt Stribeck'a obrazujący zmniejszanie się wartości tarcia wraz ze wzrostem prędkości (w zakresie prędkości ultra-niskich).

W literaturze istnieją również inne modele. Przykładowo model tarcia Karnopp'a usuwa problem niemożliwości wyznaczenia wartości tarcia dla prędkości równej zero. Wprowadza się w nim specjalną strefę dookoła prędkości bliskiej zero  $|\omega| < A$  (gdzie  $A$  jest małą liczbą dodatnią). W zakresie tej strefy, wartość momentu tarcia zmienia się w sposób ciągły, zapewniając stabilność modelu symulacyjnego. Pewnym problemem jest konieczność zdefiniowania wartości tarcia w tej strefie i ustalenia jej szerokości, która powinna być bliska zeru. Przełączalne modele tarcia w zakresie prędkości bliskich zero zostały zaproponowane w modelu Armstrong'a. Wartość tarcia w chwili utknięcia jest określona przez jedno równanie, a wartości dla  $|\omega| > 0$  są opisane równaniem drugim. Określone prawo sterowania przełącza pomiędzy dwoma różnymi układami.

W modelach dynamicznych moment tarcia zależy nie tylko od prędkości układu, ale również od pozycji i/lub czasu. Jednym z pierwszych modeli dynamicznych tarcia jest model Dahla, znajdujący zastosowanie w układach z łożyskami kulkowymi. Najprostsza wersja tego modelu, uzależnia wyjściowy moment układu tylko od położenia i znaku prędkości. W bardziej rozbudowanej wersji tego modelu, moment tarcia zależy również od wartości prędkości układu. Modele Dahla uważa się za pewną generalizację tarcia Coulomba, umożliwiającą uchwycenie zjawiska histerezy.

W modelu opisującym zależności pomiędzy stykającymi się ciałami jako układ elastycznych włosków (Bristle model), uwzględnia się zjawiska mikroskopowe, występujące na dwóch trących powierzchniach. Ze względu na niejednorodności powierzchni, zakłada się ich styk tylko na skończonej liczbie punktów, charakteryzujących się określoną sprężystością. Model ten oddaje statystyczność procesów tarcia, jednakże ze względu na swoją złożoność jest on bardzo rzadko używany. Dodatkową jego wadą (oprócz złożoności) jest brak tłumienia wewnętrznego elementów kontaktowych, co może prowadzić do nietłumionego ruchu powierzchni trących. Modyfikację tego modelu zaproponowali w swoich pracach Haesig and Friedland. Prowadzi ona do zmniejszenia złożoności obliczeniowej poprzedniego modelu. Dodatkowo wprowadza współczynnik tłumienia punktów kontaktowych.

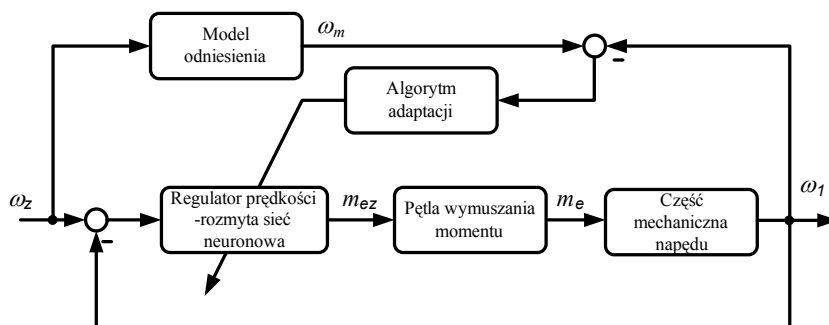
Kilka rodzajów modeli tarcia zostało zaproponowanych przez Blimana i Sorine'a. W najprostszym z nich moment tarcia zależy jedynie od znaku prędkości i osiągniętego przez układ położenia. W modelu tym nie występuje „pik” momentu tarcia dla zerowej prędkości. Przy prędkości bliskiej zero jest on interpretowany jako model tarcia Coulomba. Efekt Stribeck'a można emulować stosując model tarcia Blimana wyższego rzędu.

Zdecydowana większość powierzchni trących jest pokrywana różnymi substancjami (smarami) zmniejszającymi siły tarcia. Z tego powodu istnieje w literaturze

grupa modeli tarcia oparta na hydrodynamicie. Podkreślają one dynamiczną naturę sił tarcia. Przykładowo model tarcia zaproponowany w [9] składa się z dwóch czynników. Wartość pierwszego czynnika zależy od mimośrodowości łożysk, a drugiego od współczynnika lepkości dynamicznej smaru. Model ten bardzo dobrze odzwierciedla zjawiska występujące w łożyskach rzeczywistych. W pracach dotyczących tarcia mechanicznego dość często wykorzystuje się model tarcia LeGru. Nawiązuje on do modelu stykających się ze sobą punktów o określonej sprężystości i tłumieniu. Tarcie jest interpretowane jako średnie ugięcie stykających się punktów. Model ten pozwala odwzorować zjawiska związane z zastosowaniem smaru. Poprzez odpowiedni dobór współczynników uzyskuje się również efekt Striebecka.

### 3. ADAPTACYJNA STRUKTURA STEROWANIA

Schemat blokowy struktury sterowania z modelem odniesienia typu MRAS, wykorzystywany w niniejszej pracy przedstawiony jest na rys. 1. Składa się on z klasycznej, kaskadowej struktury sterowania silnika napędowego, modelu odniesienia, mechanizmu adaptacji oraz strojonego w czasie rzeczywistym rozmytego regulatora prędkości. Parametry regulatora w pętli wymuszenia momentu dobiera się w sposób zapewniający szybką regulację momentu elektromagnetycznego, zwykle przy użyciu kryterium modułu. Parametry regulatora prędkości dobierane są w czasie pracy układu tak, aby minimalizować uchyb pomiędzy wyjściem modelu wzorcowego a obiektem rzeczywistym. Jako regulator prędkości można zastosować klasyczny regulator typu PI. Jednakże ze względu na możliwość uzyskania nieliniowej powierzchni sterowania, a tym samym zapewnienia lepszych właściwości dynamicznych sterowanego obiektu, w niniejszym rozdziale użyto rozmytego regulatora prędkości. Część mechaniczna napędu zawiera układ jednomasowy z modelem tarcia uwzględniającego efekt Striebecka.



Rys. 1. Struktura adaptacyjnego układu sterowania napędu dwumasowego z modelem odniesienia



W niniejszej pracy, jako model odniesienia zastosowano człon oscylacyjny drugiego rzędu:

$$G_m(s) = \frac{\omega_r^2}{s^2 + 2\xi_r \omega_r s + \omega_r^2}, \quad (1)$$

gdzie:  $\xi_r$  jest współczynnikiem tłumienia, a  $\omega_r$  jest pulsacją rezonansową modelu.

Algorytm adaptacji, bazujący na lokalnym gradiencie, użyty jest w celu adaptacji (zmian) parametrów (wag)  $w_1, \dots, w_M$  4. warstwy sieci rozmyto-neuronowej. Funkcja celu zdefiniowana jest w następująco:

$$J = \frac{1}{2}(\omega_1 - \omega_m)^2 = \frac{1}{2}e_m^2. \quad (2)$$

Zmiana wartości określonej wagi opisana jest przez poniższe równanie:

$$w_j(k+1) = w_j(k) + \Delta w_j. \quad (3)$$

Adaptacja wektora parametrów regulatora rozmytego wymaga obliczenia gradientu funkcji (2) w odniesieniu do danej wartości wagi  $w_j$ . Jest on wyznaczany zgodnie z poniższą zależnością:

$$\Delta w_j = -\gamma \frac{\partial J}{\partial w_j} = \gamma \left( -\frac{\partial J}{\partial y_o} \right) \left[ \frac{\partial y_o}{\partial w_j} \right] = \gamma \delta_o u_j, \quad (4)$$

gdzie:  $u_j$  jest stopniem zapłonu danej ( $j$ -tej) reguły,  $\gamma$  jest współczynnikiem uczenia,  $y_o$  – wyjściem regulatora rozmytego natomiast  $\delta_o$  jest określone następująco:

$$\delta_o = -\frac{\partial J}{\partial y_o} = -\frac{\partial J}{\partial e_m} \frac{\partial e_m}{\partial y_o} = -\frac{\partial J}{\partial e_m} \frac{\partial e_m}{\partial \omega_1} \frac{\partial \omega_1}{\partial y_o}. \quad (5)$$

Wyrażenie (5) wymaga obliczenia wartości gradientu prędkości kątowej  $\omega_1$  w odniesieniu do zmiennej wyjściowej regulatora rozmytego  $y_o$  ( $m_{ez}$ ). Dokładne obliczenie wartości tego gradientu jest utrudnione ze względu na niedokładność identyfikacji parametrów układu napędowego bądź ich zmiany w trakcie pracy, jak również ze względu na możliwość wystąpienia dodatkowych elementów nieliniowych np. tarcia czy luzu. Z tego powodu wprowadza się następujące uproszczenia. Mianowicie zakłada się, że stosunek zmiany prędkości silnika do momentu elektromagnetycznego jest funkcją monotonicznie rosnącą. W związku z tym gradient ten może być aproksymowany przez dodatnią stałą liczbę. W przypadku optymalizacji metodą gradientu tylko znak gradientu ma decydujący wpływ na zbieżność iteracyjnego procesu optymalizacji. W związku z powyższym, po uwzględnieniu (2) i (5) iteracyjny algorytm adaptacji parametrów  $w_j$  może być przedstawiony w następującej postaci:

$$w_j(k+1) = w_j(k) + \gamma \delta_o u_j \cong w_j(k) + \gamma e_m u_j. \quad (6)$$

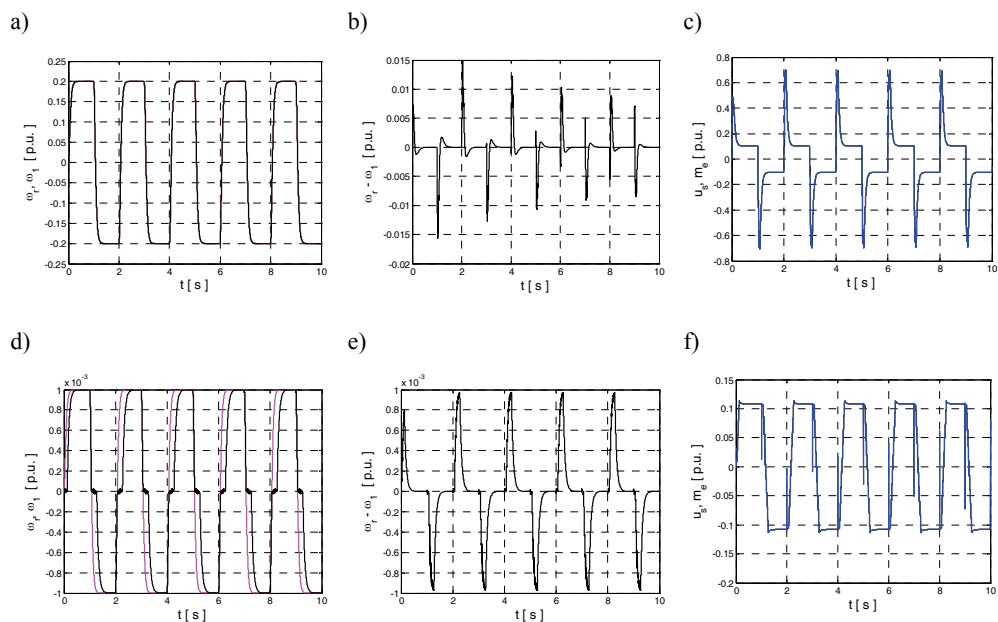
Ze względu na małą szybkość algorytmu opartego na (6), w niniejszej pracy zastosowano zmodyfikowany algorytm optymalizacji, polegający na wprowadzeniu do (6) sygnału proporcjonalnego do zmiany błędu  $\Delta e_m$ :

$$\delta_o \cong e_m + \Delta e_m . \quad (7)$$

Wprowadzenie sygnału proporcjonalnego do zmiany błędu  $\Delta e_m$ , zapewnia większą swobodę w kształtowaniu właściwości zastosowanego algorytmu. Również rozbitcie współczynnika uczenia  $\gamma$  na dwie niezależne składowe  $k_p$  i  $k_d$ , ułatwia uzyskanie korzystniejszych właściwości dynamicznych sterowanego obiektu [12].

#### 4. WYNIKI

W niniejszym punkcie przedstawiono badania symulacyjne układu napędowego z różnymi regulatorami prędkości. Przyjęto krok obliczeniowy wynoszący 100  $\mu$ s. Jako pierwszy przebadano układ sterowania, pracujący w zakresie prędkości wysokich. Przebiegi prędkości modelu i obiektu, błędu śledzenia jak również sygnału sterującego i momentu elektromagnetycznego przedstawiono na rysunkach 2a–c.

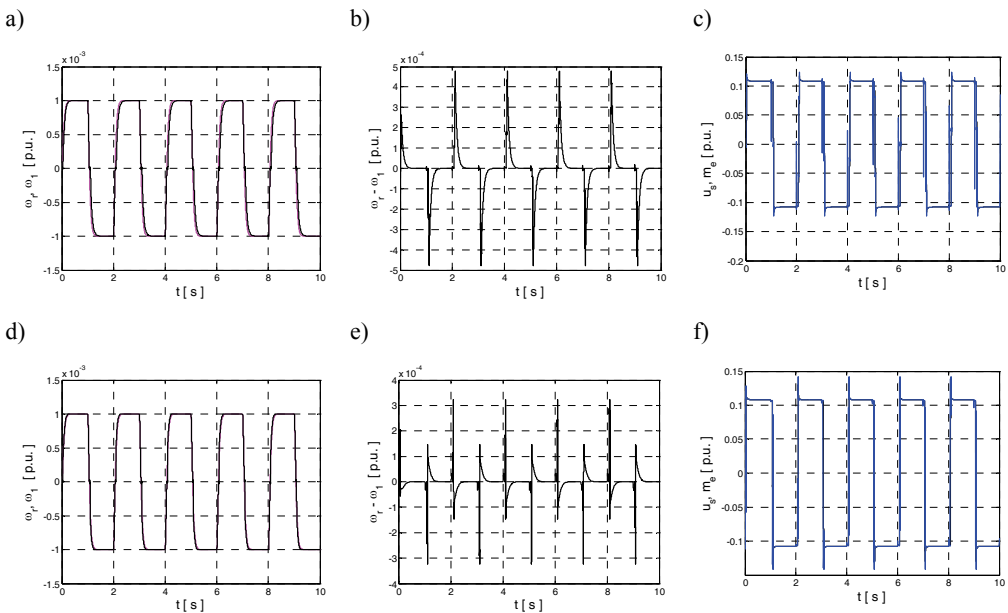


Rys. 2. Przebiegi zmiennych stanu układu adaptacyjnego: prędkości modelu i silnika napędowego (a, d), błędu śledzenia (b, e), sygnału sterującego i momentu elektromagnetycznego (c, f) dla wartości prędkości zadanej równej  $\omega_r=0,2$  (a, b, c) i  $\omega_r=0,001$  (d, e, f) w układzie bez kompensacji tarcia

Jak wynika z analizy przebiegów, zawartych na rysunkach 2a–c przy prędkości zadanej równej 0,2 [p.u.] wpływ momentu tarcia jest niezauważalny w przebiegach prędkości (rys. 2a). Błąd śledzenia w całym zakresie pracy jest nieznaczny i zmniejsza się wraz z upływem czasu (rys. 2b). Uwzględniony moment tarcia, widoczny jest w przebiegu momentu elektromagnetycznego (rys. 2c). Pomiedzy przebiegami sygnału sterującego a momentu elektromagnetycznego brak jest zauważalnej różnicy.

Następnie zmieniono wartość prędkości zadanej na 0,001 [p.u.] i powtórnie przetestowano układ napędowy. Przebiegi zmiennych stanu przedstawiono na rysunkach 2d–f.

W niniejszym przypadku widoczny efekt tarcia jest widoczny we wszystkich przebiegach. W okolicy prędkości zerowej tarcie powoduje utknięcie układu napędowego, a kolejno śledzenie prędkości z zauważalnym błędem (rys. 2d, e). Czas utknięcia wynosi około 200 ms. Przebieg momentu elektromagnetycznego jest gładki.



Rys. 3. Przebiegi zmiennych stanu układu adaptacyjnego: prędkości modelu i silnika napędowego (a, d), błęd śledzenia (b, e), sygnału sterującego i momentu elektromagnetycznego (c, f) dla wartości prędkości zadanej  $\omega_r = 0,001$  w układzie ze zwiększonymi wzmocnieniami regulatora (a–c) i z modelem tarcia (d–f)

W celu niwelacji negatywnego wpływu tarcia na jakość regulacji prędkości układu napędowego, można zastosować różne podejścia. W niniejszej pracy jako pierwsze rozwiązanie zastosowano wzmocnienie parametrów adaptacji wag regulatora, co można utożsamiać jako przyjęcie regulatora o dużym wzmocnieniu. Przebiegi zmiennych stanu takiego układu zamieszczono na rysunkach 3a,b,c.

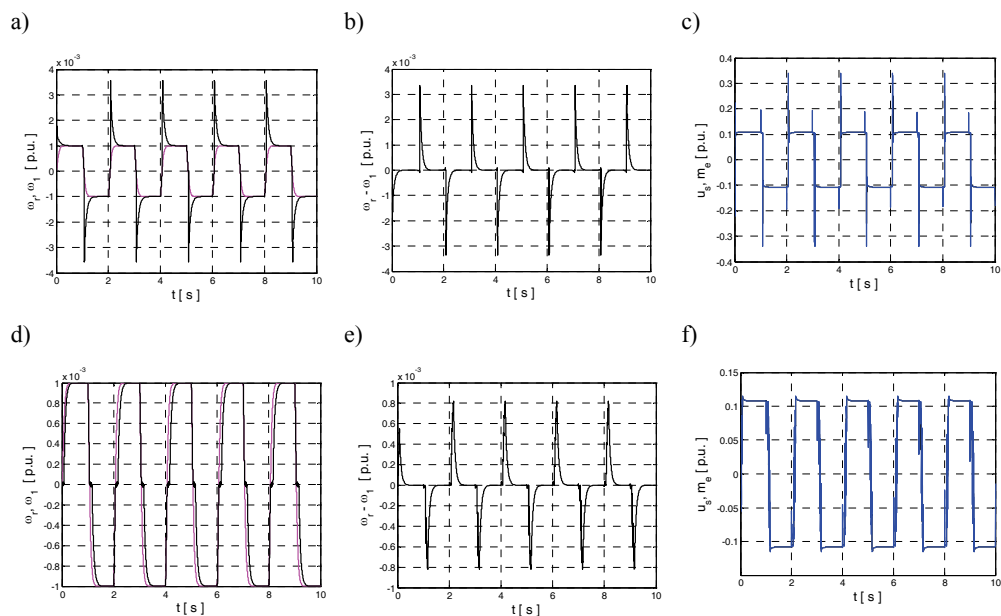
Jak wynika z przedstawionych przebiegów właściwości dynamiczne układu uległy poprawie. Czas utknięcia zmniejszył się pięciokrotnie z 200 do 40 ms. Dalsze zwiększenie

szenie wzmocnień regulatora skraca czas utknięcia, jednakże go nie eliminuje. Należy jednak podkreślić istnienie maksymalnych wartości wzmocnień, zapewniających stabilną pracę układu. Z tego powodu w niniejszej pracy zastosowano inne podejścia.

W dalszych badaniach wykorzystano strukturę sterowania z wewnętrznym modelem tarcia. Ze względu na trudności w identyfikacji tarcia w układach rzeczywistych (oraz jego niejednoznacznej charakterystyki), w wykorzystywanym w strukturze sterowania modelu tarcia uwzględniono jedynie składową statyczną, jako najbardziej zakłócającą pracę układu. Przebiegi zmiennych stanu układu napędowego przedstawiono na rysunkach 3d–f.

Zastosowanie w strukturze sterowania uproszczonego modelu tarcia, spowodowało poprawę właściwości dynamicznych napędu. Jednakże, ze względu na opóźnienie wnoszone przez obwód sterowania momentu elektromagnetycznego, układ napędowy w dalszym ciągu utyka w czasie przejścia przez zero (czas utknięcia wyniósł 10 ms).

Następnie sprawdzono wpływ niepoprawnego doboru modelu tarcia na dynamikę układu. Na rysunkach 4a–c przedstawiono przebiegi zmiennych układu przy 100% zwiększonej i 50% zmniejszonej wartości tarcia (rys. 4d–f), wykorzystywaną w modelu obiektu.



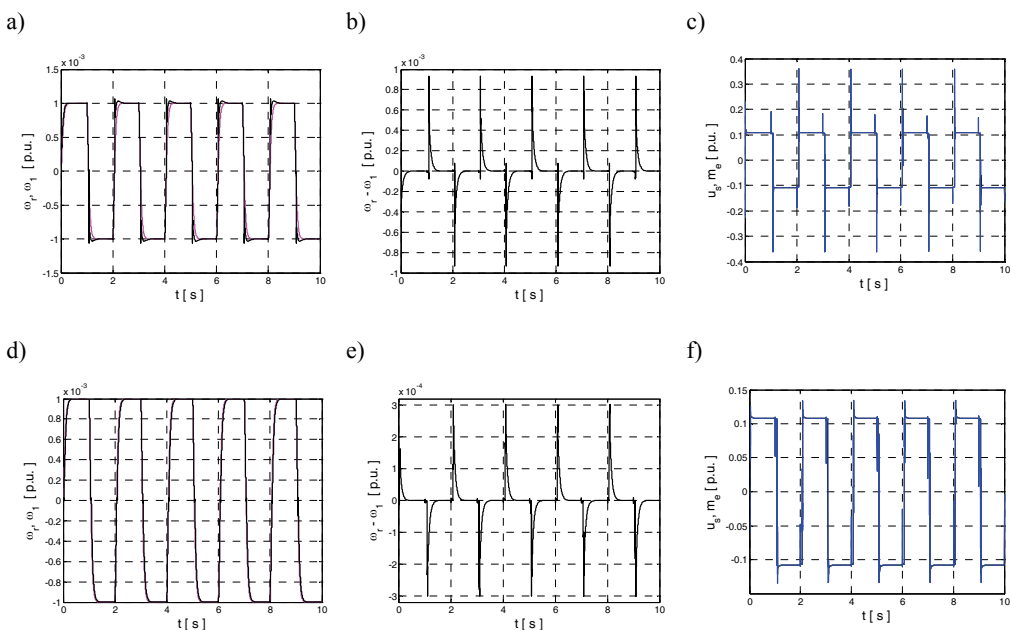
Rys. 4. Przebiegi zmiennych stanu układu adaptacyjnego: prędkości modelu i silnika napędowego (a, d), błędu śledzenia (b, e), sygnału sterującego i momentu elektromagnetycznego (c, f) przy 100% zwiększonej (a–c) i 50% zmniejszonej (d–f) wartości tarcia wykorzystywanej w modelu obiektu

Jak wynika z analizy przedstawionych przebiegów w układzie ze zwiększoną wartością tarcia powstaje duży błąd regulacji. Czas utknięcia prędkości, niezauważal-

ny w przedstawionej skali wynosi około 6 ms. Dwukrotne zaniżenie wartości tarcia, zwiększa czas utknięcia do 90 ms.

Następnie przebadano układ napędowy przy pięciokrotnym zwiększeniu wartości współczynników adaptacji dla różnej wartości tarcia statycznego używanego w modelu. Przebiegi zmiennych przedstawiono na rysunku 5.

Wykorzystanie w układzie sterowania dużych wzmocnień i wewnętrznego modelu tarcia poprawia właściwości dynamiczne układu. Czas utknięcia napędu wynosi 5, 9 i 16 ms odpowiednio dla układów z za dużą, znamionową i zbyt małą wartością tarcia przyjętą w układzie sterowania. Należy jednak podkreślić, że zawyżenie wartości tarcia w strukturze sterowania prowadzi do powstania przeregulowań w przebiegach prędkości.



Rys. 5. Przebiegi zmiennych stanu układu adaptacyjnego: prędkości modelu i silnika napędowego (a, d), błędu śledzenia (b, e), sygnału sterującego i momentu elektromagnetycznego (c, f) dla wartości prędkości zadanej  $\omega_r = 0,001$  w układzie ze zwiększonymi wzmocnieniami regulatora i z modelem tarcia o większej (a–c) i mniejszej wartości (d–f)

#### 4. PODSUMOWANIE

W pracy przedstawiono zagadnienia sterowania układu napędowego pracującego w zakresie prędkości ultraniskich. Na podstawie rozważań teoretycznych i wykonanych badań symulacyjnych można wyciągnąć następujące wnioski:

- Tarcie mechaniczne posiada istotny wpływ na przebiegi dynamiczne układu w zakresie prędkości ultraniskich. Powoduje ono utykanie napędu w czasie przechodzenia prędkości przez zero.
- Stosunkowo prostym sposobem kompensacji tarcia jest zwiększenie nastaw regulatora. Należy jednak podkreślić skrócenie czasu utknięcia. Sposób ten ma jednak istotne wady. Można do nich zaliczyć zarówno wzmacnianie szumów pomiarowych jak i możliwość utraty stabilności struktury sterowania.
- Zastosowanie struktury sterowania z wewnętrznym modelem tarcia zdecydowanie skraca czas utknięcia napędu przy przechodzeniu przez zero. Zawyżenie wartości tarcia w modelu redukuje czas utknięcia może jednak spowodować powstanie przeregulowań w przebiegach prędkości. Z kolei założenie zbyt małej wartości tarcia w modelu znacznie wydłuża czas utknięcia.
- Wykorzystanie obu metod sterowania, tzn. regulatora o dużym wzmocnieniu i struktury z modelem tarcia, pozwala na osiągnięcie najlepszych właściwości dynamicznych obiektu.
- Zakładając parametry modelu tarcia zaleca się, aby przyjąć jego największą spodziewaną wartość. Skraca to czas utknięcia napędu.

Ze względu na czas regulacji momentu elektromagnetycznego, nie jest możliwa idealna kompensacja tarcia mechanicznego w strukturze sterowania z modelem. W przyszłych pracach planuje się wykorzystanie innych metod kompensacji zarówno tarcia mechanicznego jak i kompensacji opóźnienia wnoszonego przez obwód regulacji momentu.

*Praca finansowana przez Narodowe Centrum Nauki w ramach projektu: „Adaptacyjne sterowanie rozmyte złożonego układu napędowego o zmiennych parametrach”, UMO-2011/03/B/ST7/02517 (2012–2015).*

## LITERATURA

- [1] ADAMS J., PAYANDEH S., *Methods For Low-Velocity Friction Compensation: Theory And Experimental Study*, Journal of Robotic Systems, 1996, 13(6), 391–404.
- [2] Al-Bender F., Lampaert V., Swevers J., *The generalized maxwell-slip friction model: a novel model for friction simulation and compensation*, IEEE Transactions on Automatic Control, 2005, Vol. 50, No. 11, 1883–1887.
- [3] AL-BENDER F., SYMENS W., *Towards effective motion control of rolling element guideways*, Proceedings of Fifth Euromech Nonlinear Dynamics Conference, The Netherlands, 2005, 1846–1858.
- [4] BONA B., INDRI M., *Friction compensation and robust hybrid control*, IEEE International Conference on Robotics and Automation, USA, 1993, Vol. 2, 81–86.
- [5] BONA B., INDRI M., *Friction Compensation in Robotics: an Overview*, IEEE Conference on Decision and Control, 2005 and 2005 European Control Conference. CDC-ECC '05, 4360–4367.
- [6] CILIZ M.K., TOMIZUKA M., *Friction modeling and compensation for motion control using hybrid neural network models*, Engineering Application of Artificial Intelligence, 2007, Vol. 20, 898–911.

- [7] FRIEDLAND B., PARK Y.-J., *On adaptive friction compensation*, IEEE Trans. on Automatic Control, 1992, Vol. 37, No. 10, 1609–1612.
- [8] KORONDI P., SZEMES P.T., HASIMOTO H., *Sliding Mode Friction Compensation for a 20 DOF Sensor Glove*, Journal of Dynamic System Measurement and Control, 2000, Vol. 122, No. 4, 611–616.
- [9] OLSSON H., ÅSTRÖM K.J., CANUDAS de WIT C., GÄFVERT M., LISCHINSKY P., *Friction Models and Friction Compensation*, European Journal Of Control, 1998, Vol. 4, No. 3, 176–195.
- [10] PERVOZVANSKI A.A., CANUDAS-De WIT C., *Asymptotic analysis of the dither effect in systems with friction*, Automatica, 2002, Vol. 38, 105–113.
- [11] RAY L.R., RAMASUBRAMANIAN A., TOWNSEND J., *Adaptive friction compensation using extended Kalman–Bucy filter friction estimation*, Control Engineering Practice, 2001, Vol. 9, No. 2, 169–179.
- [12] SZABAT K., *Struktury sterowania elektrycznych układów napędowych z połączeniem sprężystym*, Prace Naukowe Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 61, Seria: Monografie, Nr 19, 2008.
- [13] TJAHWIDODO T., AL-BENDER F., VAN BRUSSEL H., SYMENS W., *Friction characterization and compensation in electro-mechanical systems*, Journal of Sound and Vibration, 2007, Vol. 308, No. 3–5, 632–646.

#### APPLICATION OF THE ADAPTIVE FUZZY CONTROL STRUCTURE FOR THE DRIVE SYSTEM WITH MECHANICAL FRICTION

In the paper the issues relating to the application of the adaptive fuzzy control for the drive system with mechanical friction are presented. After short introduction the existing models of the mechanical friction are described. Then adaptive control structure with reference model is presented. The influence of the friction to the transients of the drive system is investigated. Then the control structure with the internal model of the friction is proposed. The accuracy of the used model to the performance of the control structure is checked.

*induction motor, synchronous rotating frame,  
vector control, mathematical model*

Bronislav FIRAGO\*, Dmitry VASILYEV\*

## CONCERNING THE VECTOR CONTROL OF A SQUIRREL-CAGE INDUCTION MOTOR

A technique for investigation of electric drive dynamics when an induction motor operates at the direct vector control with alignment of the axis  $x$  of synchronous rotating frame  $x$ - $y$  along the rotor flux linkage vector is presented here. Simulation results of the specific electric drive verify the faithfulness of recommended technique.

### 1. INTRODUCTION

The purpose of squirrel-cage induction motor vector control is to obtain such conditions that exist in a separately excited direct current motor (SE DCM): 1) orthogonality of vectors which form the motor electromagnetic torque, 2) the possibility to control the magnetic flux linkage and electromagnetic torque independently. In order to gain the independent control of flux linkage and electromagnetic torque in the squirrel-cage induction motor which has only one control channel for the stator voltage (or current), it is necessary to insert the compensating voltages in a control system of “frequency converter–induction motor” (FC–IM). This action permits us to distinguish between two components of the stator current vector: a “field component” that determines the flux linkage and a “torque component” that determines the motor electromagnetic torque [1, 2]. These components of the induction motor stator current vector are akin to the excitation current and the armature current of the SE DCM accordingly.

At the present time no less than 20 types of the electric motor vector control can be counted [3]. Out of this variety the following types of vector control are used mostly:

---

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



- 1) direct vector control with the flux linkage estimation and velocity sensor,
- 2) direct sensorless vector control where the flux linkage and motor velocity are calculated via the dynamic model block diagrams,
- 3) indirect vector control with a velocity sensor,
- 4) indirect sensorless vector control.

The most simple and widespread type of vector control is the indirect sensorless vector control of an induction motor. The drawback of this type of vector control consists in the dependence of accuracy of its realization on accuracy of induction motor parameter identification because the motor parameters vary according to temperature, frequency, value of current and magnetic saturation.

Because of inaccurate motor parameter identification and dependence of parameters on induction motor operating conditions the properties of induction motor at the indirect sensorless vector control differ essentially from the specified ones. For the purpose of improvement of indirect sensorless vector control indices, the special algorithms for motor parameter identification on the basis of rated data are introduced and then the autotuning of parameters is used during motor operation.

Nevertheless, the indirect sensorless vector control systems don't permit to control the induction motor electromagnetic torque at zero velocity. In this connection, for hoisting electric drives, where it is needed to control the electromagnetic torque at zero motor velocity, the vector control systems are developed with inclusion of velocity sensors.

From the above mentioned four vector control types the direct and indirect vector control with alignment of the axis  $x$  of synchronous rotating frame  $x$ - $y$  along the rotor flux linkage vector are mostly used as in these cases simpler relationships exist between regulated values. Although these two vector control types are rather well represented in the technical publications [4–7], there are some issues that need refinements and deserve further consideration. These issues include: the faithful representation of dynamic model block diagrams in correspondence with the modern vector control realization, revision of analytical expressions for regulator parameter determination as in some publications, for example [5], there are uncertainties and inaccuracies in given formulae.

## 2. MATHEMATICAL MODEL AND DYNAMIC MODEL BLOCK DIAGRAM OF THE EQUIVALENT TWO-PHASE INDUCTION MOTOR IN A SYNCHRONOUS ROTATING FRAME

The mathematical model of the equivalent two-phase induction motor for electric and magnetic components in a synchronous rotating frame  $x$ - $y$  has been obtained in [2]:

$$\left. \begin{aligned}
 u_{1x} &= i_{1x}R_1 + \frac{d\Psi_{1x}}{dt} - \omega_1\Psi_{1y} \\
 u_{1y} &= i_{1y}R_1 + \frac{d\Psi_{1y}}{dt} - \omega_1\Psi_{1x} \\
 0 &= i'_{2x}R'_2 + \frac{d\Psi_{2x}}{dt} - (\omega_1 - \omega_{el})\Psi_{2y} \\
 0 &= i'_{2y}R'_2 + \frac{d\Psi_{2y}}{dt} + (\omega_1 - \omega_{el})\Psi_{2x} \\
 \Psi_{1x} &= L_1i_{1x} + L_{12}i'_{2x} \\
 \Psi_{1y} &= L_1i_{1y} + L_{12}i'_{2y} \\
 \Psi_{2x} &= L_2i'_{1x} + L_{12}i_{1x} \\
 \Psi_{2y} &= L_2i'_{2y} + L_{12}i_{1y} \\
 M &= \frac{3}{2}p_{pol}L_{12}(i_{1y}i'_{2x} - i_{1x}i'_{2y})
 \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

where

$$\left. \begin{aligned}
 L_1 &= L_{12} + L_{1\sigma} \\
 L_2 &= L_{12} + L_{2\sigma}
 \end{aligned} \right\}, \quad (2)$$

- $L_{12} = L_{\mu}$  – maximal magnitude of mutual inductance for a three-phase induction motor,  
 $L_{1\sigma}, L_{2\sigma}$  – leakage inductances of stator and rotor,  
 $R_1, R_2$  – resistances of the stator and rotor (reduced) windings,  
 $u_{1x}, u_{1y}$  – stator voltage components of induction motor in the axes  $x$ - $y$ ,  
 $i_{1x}, i_{1y}$  – stator current components of induction motor in the axes  $x$ - $y$ ,  
 $\Psi_{1x}, \Psi_{1y}$  – stator flux linkage components of induction motor in the axes  $x$ - $y$ ,  
 $\Psi_{2x}, \Psi_{2y}$  – rotor flux linkage components of induction motor in the axes  $x$ - $y$ ,  
 $i'_{2x}, i'_{2y}$  – reduced rotor current components of induction motor in the axes  $x$ - $y$ ,  
 $M$  – induction motor electromagnetic torque,  
 $p_{pol}$  – pairs of pole,  
 $\omega_{el} = p_{pol}\omega$  – electrical rotor angular velocity,  
 $\omega$  – mechanical rotor angular velocity,  
 $\omega_1 = 2\pi f_1$  – angular frequency,  
 $f_1$  – frequency of the stator voltage.

In alignment of the axis  $x$  along the rotor flux linkage vector we have the relationships [1]:

$$i'_{2x} = 0, \quad \Psi_{2y} = 0 \quad (3)$$

that permits us to transform the mathematical model (1) to another form:

$$\left. \begin{aligned}
 u_{1x} &= i_{1x} R_1 L_{1\sigma} \frac{di_{1x}}{dt} - \omega_1 \sigma L_1 i_{1y} \\
 u_{1y} &= i_{1y} R_1 + \sigma L_1 \frac{di_{1y}}{dt} + \omega_1 (\Psi_{2x} + L_{1\sigma} i_{1x}) \\
 \Psi_{2x} + T_2 \frac{d\Psi_{2x}}{dt} &= L_{12} i_{1x} \\
 M &= \frac{3}{2} p_{pol} K_r i_{1y} \Psi_{2x} \\
 \Delta\omega_{el} &= \omega_1 - \omega_{el} = \frac{1}{T_2} \frac{i_{1y}}{i_{1x}}
 \end{aligned} \right\}, \quad (4)$$

where

$\sigma = 1 - \frac{L_{12}}{L_1 L_2}$  is a leakage coefficient,

$T_2 = \frac{L_2}{R_2'}$  is a rotor electromagnetic time constant,

$K_r = \frac{L_{12}}{L_2}$  is a coefficient of rotor magnetic coupling.

The mathematical model (4) contains the EMF of rotation:

$$\left. \begin{aligned}
 e_{1x} &= -\omega_1 \sigma L_1 i_{1y} \\
 e_{1y} &= \omega_1 (\Psi_{2x} + L_{1\sigma} i_{1x})
 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

due to rotation of the synchronous frame  $x$ - $y$  relative to a stator stationary frame  $\alpha$ - $\beta$ .

The angular frequency  $\omega_1$  of stator voltage can be derived from (4) on the basis of equality:

$$\omega_1 = \omega_{el} + \Delta\omega_{el}. \quad (6)$$

For independent assignment of currents  $i_{1x}$  and  $i_{1y}$ , that determine the flux linkage and electromagnetic torque, the compensating voltages:

$$u_{cx} = -e_{1x}, \quad u_{cy} = -e_{1y} \quad (7)$$

are inserted in voltage equations of the mathematical model (4).

With the introduction of such a compensation the stator voltage components become decoupled:

$$\left. \begin{aligned} u_{1x}^* &= u_{1x} + u_{cx} = R_1 \left( i_{1x} + T_{1x} \frac{di_{1x}}{dt} \right) \\ u_{1y}^* &= u_{1y} + u_{cy} = R_1 \left( i_{1y} + T_{1y} \frac{di_{1y}}{dt} \right) \end{aligned} \right\}, \quad (8)$$

where

$$T_{1x} = \frac{L_{1\sigma}}{R_1}, \quad T_{1y} = \frac{\sigma L_1}{R_1} \quad (9)$$

are time constants.

Now with a help of voltages  $u_{1x}^*$ ,  $u_{1y}^*$  one can assign independently “field”  $i_{1x}$  and “torque”  $i_{1y}$  components of stator current vector  $\bar{i}_1$ , i.e. the rotor flux linkage and electromagnetic torque for a specified induction motor.

The reference values of  $i_{1x,ref}$  and  $i_{1y,ref}$  are calculated as:

$$i_{1x,ref} = \frac{\Psi_{2x,ref}}{L_{12}}, \quad (10)$$

$$i_{1y,ref} = \frac{2M_{ref}}{3p_{pol}K_r\Psi_{2x}} \quad (11)$$

on the assumption that magnitudes of  $\Psi_{2x,ref}$  and  $M_{ref}$  are specified.

Using the mathematical model (4), one can obtain a formula for calculation of the rotor flux linkage amplitude under motor rated conditions:

$$\Psi_{2m, rat} = \frac{1}{p_{pol}} \sqrt{\frac{2M_{el, rat}R_2'}{3\omega_{0rat}s_{rat}}}, \quad (12)$$

where

$M_{el, rat}$  – rated electromagnetic torque of induction motor,

$\omega_{0rat}$  – synchronous angular velocity at rated frequency  $f_{0rat}$ ,

$s_{rat}$  – rated slip.

After finding the reference current values  $i_{1x,ref}$  and  $i_{1y,ref}$  it is necessary to return to stator voltage equations in the mathematical model (4), where the EMF exist, for determination of reference voltage components:

$$\left. \begin{aligned} u_{1x,ref} &= i_{1x,ref} R_1 + L_{1\sigma} \frac{di_{1x,ref}}{dt} - \omega_1 \sigma L_1 i_{1y,ref} \\ u_{1y,ref} &= i_{1y,ref} R_1 + \sigma L_1 \frac{di_{1y,ref}}{dt} + \omega_1 (\Psi_{2x,ref} + L_{1\sigma} i_{1x,ref}) \end{aligned} \right\}, \quad (13)$$

which are used to calculate the reference voltage first harmonic amplitude:

$$U_{1m, rat} = \sqrt{u_{1x,ref}^2 + u_{1y,ref}^2} . \quad (14)$$

Now to the mathematical model (4) we add the equation of electric drive motion

$$M - M_s = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (15)$$

where

$M_s$  – static resistive torque of load,

$J$  – electric drive moment of inertia.

Thereafter we construct the dynamic model block diagram of equivalent two-phase induction motor with alignment of the axis  $x$  along the rotor flux linkage vector (Fig. 1).

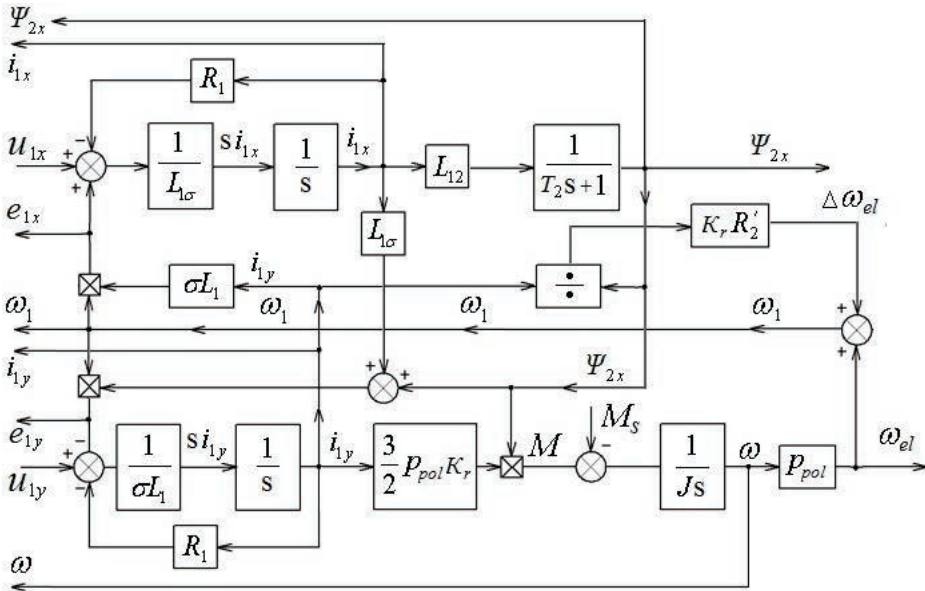


Fig. 1. Dynamic model block diagram of the equivalent two-phase induction motor with alignment of the axis  $x$  of synchronous rotating frame  $x$ - $y$  along the rotor flux linkage vector

This dynamic model block diagram has an input voltage  $u_{1x}$  for the axis  $x$ . Output values for the axis  $x$  are: the EMF  $e_{1x}$ , field current  $i_{1x}$  and rotor flux linkage  $\Psi_{2x}$ . Accordingly, for the axis  $y$  the voltage  $u_{1y}$  is an input and the EMF  $e_{1y}$ , torque current  $i_{1y}$ , rotor angular velocity  $\omega$  and angular frequency  $\omega_1$  are the output values. All values of the dynamic model block diagram are determined by physical parameters of electrical drive at the given vector control. In the direct vector control which we shall consider further a structure of induction motor control incorporates two channels: a flux linkage and an angular velocity (Fig. 2).

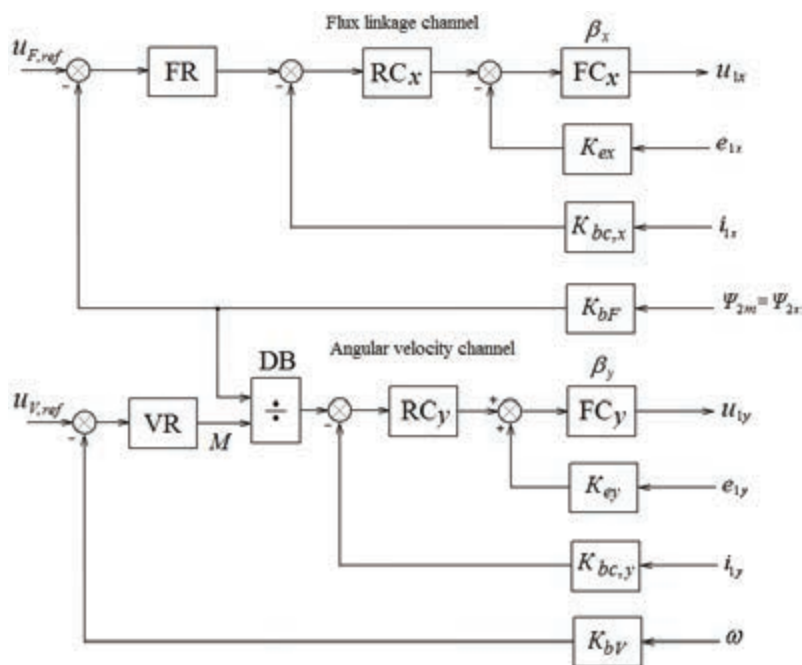


Fig. 2. Block diagram of the induction motor vector control system with alignment of the axis  $x$  along the rotor flux linkage vector

The flux linkage channel consists of: a flux linkage regulator FR, a field current regulator  $RC_x$ , a frequency converter  $FC_x$  with a voltage gain coefficient  $\beta_x$  and a block where the EMF  $e_{1x}$  is compensated for the axis  $x$ .

The angular velocity channel incorporates: an angular velocity regulator VR, a division block DB for dividing the electromagnetic torque signal by the rotor flux linkage signal, a torque current regulator  $RC_y$  and a frequency converter  $FC_y$  with a voltage gain coefficient  $\beta_y$  and a block where the EMF  $e_{1y}$  is compensated for the axis  $y$ .

As usually, in an analogue control system the maximal value of regulator input signal is not in excess of 10 volt. Therefore, to connect a physical object that is represented

here as the dynamic model block diagram of induction motor with a control system, it is necessary to introduce the scale coefficients for each measured value: EMF for the axes  $x$  and  $y$ , the field and torque currents, the flux linkage and angular rotor velocity. These scale coefficient values going from a dynamic model block diagram (Fig. 1) to a control system (Fig. 2) are calculated as follows:

$$K_{sc} = \frac{10}{N_{\max}},$$

where  $N_{\max}$  is a maximal magnitude of a physical value computed at the output of dynamic model block diagram.

It is clear that scale coefficients  $K_{sc}$  can have the dimensions or be dimensionless in dependence on the dimension of measured physical value  $N_{\max}$ .

The voltage gaining coefficients of frequency converter in the axes  $x$  and  $y$  are computed as:

$$\beta_x = \frac{u_{1x, \max}}{10}, \quad \beta_y = \frac{u_{1y, \max}}{10},$$

where  $u_{1x, \max}$  and  $u_{1y, \max}$  are the maximal voltage magnitudes in the axes  $x$  and  $y$  accordingly. As a rule, the equalities are used:

$$u_{1x, \max} = u_{1x, ref}, \quad u_{1y, \max} = u_{1y, ref}.$$

A peculiarity appears when the voltage first harmonic gain coefficients are determined for a frequency converter output. If the phase-to-neutral output voltage of frequency converter is formed under the scalar frequency control via a sinusoidal PWM using DC voltage  $U_d$ , the maximal voltage first harmonic amplitude will be equal to

$$U_{1, m} = \frac{U_d}{2}.$$

Then, for the induction motor phase-to-neutral RMS voltage 220 V we have the amplitude  $U_{1, m} = \sqrt{2} \cdot 220 = 311$  V that requires a DC source with the voltage

$$U_d = 2 \cdot 311 = 622 \text{ V}.$$

When a frequency converter is supplied by means of a three phase diode bridge rectifier with the input phase-to-phase RMS voltage 400 V, the average value of DC voltage will be equal to

$$U_d = 1.35 \cdot 400 = 540 \text{ V}$$

that is less than the needed value of 622 V.

To use the rated power of induction motor there appears a need for applying a step up input transformer that is not justified economically. For the same reason the contemporary frequency converters include the space vector pulse-width modulation (SV PWM) which provides the first voltage harmonic amplitude

$$U_{1,m} = \frac{U_d}{\sqrt{3}} = \frac{540}{\sqrt{3}} = 311 \text{ V}$$

at a frequency converter output when the three-phase diode bridge rectifiers are used at the supply voltage of 400 V (RMS). But it should be remembered that an increase of the first voltage harmonic under application of SV PWM is achieved at the cost of higher harmonic increase.

The possibility to use the three-phase diode bridge rectifiers at the input of frequency converters with supply voltage of 400 V RMS relates to the scalar frequency control. For the vector control with rotor flux linkage stabilization a greater voltage value than 540 V for a DC circuit is required.

If to take into account the maximal value of modulation depth equaled to  $m = 0.96$ , then a DC voltage must be approximately about 580–600 V in order to create the required amplitude of the first voltage harmonic at rated frequency 50 Hz.

These peculiarities have to be taken into consideration during the construction and application of induction motor vector control systems.

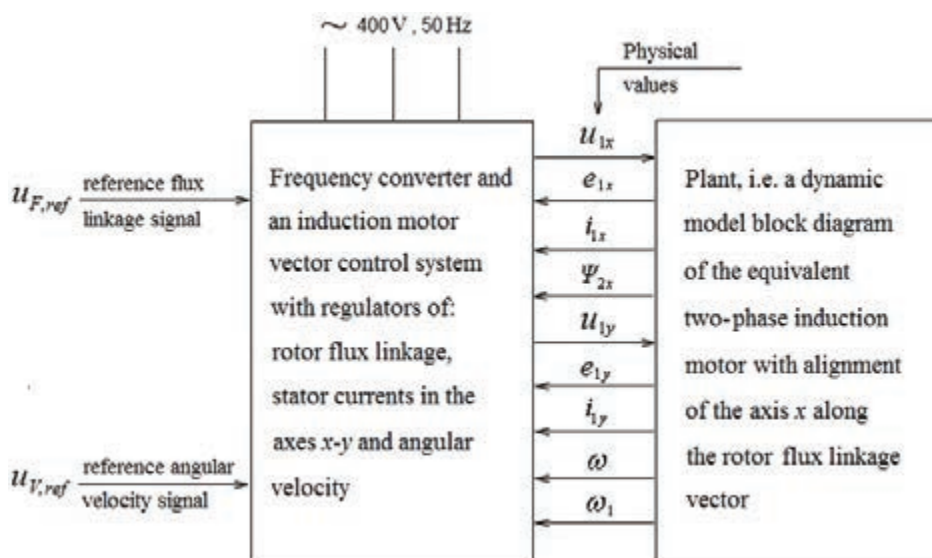


Fig. 3. Generalized structure of the induction motor vector control with alignment of the axis x along the rotor flux linkage vector



Usually the induction motor vector control systems include the PI-regulators for the flux linkage, currents and velocity. But a vector control system has coupled channels for the control of the rotor flux linkage and angular velocity because a reference torque (current) signal is a result of dividing the reference torque signal at the angular velocity regulator output by the rotor flux linkage signal (Fig. 2).

On the basis of the described material one can propose a generalized structure for induction motor vector control with alignment of the axis  $x$  along the rotor flux linkage vector shown in Fig. 3.

Presented in this article technique of induction motor vector control investigation is illustrated with calculation and simulation results.

### 3. CALCULATION AND SIMULATION RESULTS

The induction motor 4A132S4Y3 used for simulation via Matlab has the following rated data:

$$P_{rat} = 7.5 \text{ kW}; U_{rat} = 380/220 \text{ V}; f_{1rat} = 50 \text{ Hz}; s_{rat} = 3\%; \eta_{rat} = 87.5\%;$$

$$\cos \varphi_{rat} = 0.86; \frac{M_{max}}{M_{rat}} = 2.2; \frac{M_{st}}{M_{rat}} = 2.0; p_{pol} = 2; J_m = 0.028 \text{ kg}\cdot\text{m}^2.$$

Parameters of the induction motor equivalent circuit:

$$R_1 = 0.70 \Omega; X_1 = 1.23 \Omega; X_\mu = 43.53 \Omega; R'_2 = 0.48 \Omega; X'_2 = 1.89 \Omega.$$

Calculated values:

$$L_{1\sigma} = 0.0039 \text{ H}; L_{2\sigma} = 0.006 \text{ H}; L_{12} = 0.139 \text{ H}; L_1 = 0.143 \text{ H}; L_2 = 0.145 \text{ H};$$

$$\sigma = 0.068; K_r = 0.96; \Psi_{2m, rat} = 0.9 \text{ Wb}; I_{1rat} = 15.16 \text{ A}; M_{rat} = 49 \text{ N}\cdot\text{m};$$

$$M_{ref} = 1.5M_{rat} = 73.5 \text{ N}\cdot\text{m}; i_{1x, ref} = 6.47 \text{ A}; i_{1y, ref} = 28.36 \text{ A};$$

$$I_{1m, ref} \sqrt{i_{1x, ref}^2 + i_{1y, ref}^2} = 29.09 \text{ A}; u_{1z, ref} = -82.064 \text{ V};$$

$$u_{1y, ref} = 310.34 \text{ V}; U_{1m, ref} = 321 \text{ V}.$$

It is assumed that  $U_d = 600 \text{ V}$ , then

$$m = \frac{\sqrt{3}U_{1m, ref}}{U_d} = 0.925,$$

$$\beta_x = \frac{u_{1x,ref}}{10} = 8.2; \quad \beta_y = \frac{u_{1y,ref}}{10} = 31,$$

$$e_{1x,ref} = -\omega_{1ref} \sigma L_1 i_{1y,ref} = 2 \times \pi f_{1ref} \times \sigma L_1 i_{1y,ref} \\ = -2 \times 3.14 \times 50 \times 0.068 \times 0.143 \times 28.36 = -86.59,$$

$$e_{1y,ref} = -\omega_{1ref} (\Psi'_{2x,m} + L_{1\sigma} i_{1x,ref}) = 3.14 \times (0.9 + 0.0039 \times 6.47) = 290.52 \text{ V},$$

$$K_{ex} = \frac{10}{86.59} = 0.115; \quad K_{ey} = \frac{10}{290.52} = 0.0344,$$

$$K_{bc,x} = \frac{10}{6.47} = 1.545 \text{ } \Omega; \quad K_{bc,y} = \frac{10}{28.36} = 0.353 \text{ } \Omega,$$

$$K_{bF} = \frac{10}{\Psi'_{2x,max}} = \frac{10}{0.9} = 11.11 \text{ s}^{-1},$$

$$K_{bV} = \frac{u_{V,ref}}{\omega_{0rat}} = \frac{10}{157} = 0.064 \text{ Wb},$$

where

$$\omega_{0rat} = \frac{\omega_1}{p_{pol}} = \frac{314}{2} = 157 \frac{\text{rad}}{\text{s}}.$$

Calculation of parameters for the transfer functions of regulators has been performed.

1. Regulator of current in the axis  $x$ :

$$W_{R,cx}(s) = \frac{R_1(sT_{1x} + 1)}{2\tau K_{bc,x} \beta_x s},$$

where

$$T_{1x} = \frac{L_{1\sigma}}{R_1} = \frac{0.0039}{0.7} = 0.0056 \text{ s},$$

$$\tau = \frac{1}{2f_c} = \frac{1}{2 \times 2 \times 10^3} = 0.25 \times 10^{-3} \text{ s},$$

$f_c = 2 \times 10^3$  Hz is a converter commutating frequency.

Using these data we obtain the transfer function for the  $x$ -axis current PI-regulator:

$$W_{R,cx}(s) = \frac{0.7 \times (1 + 0.0056 s)}{2 \times 0.25 \times 10^{-3} \times 1.545 s} = 0.619 + \frac{1}{0.009 s}.$$

By analogy with the previous current regulator we write a transfer function for the  $y$ -axis current PI-regulator:

$$W_{R,cy}(s) = \frac{R_1(sT_{1y} + 1)}{2\tau K_{bc,y}\beta_y s},$$

where

$$T_{1y} = \frac{\sigma L_1}{R_1} = \frac{0.068 \times 0.143}{0.7} = 0.0139 s,$$

$$\tau = 0.25 \times 10^{-3} s; \quad \beta_y = 31; \quad K_{bc,y} = 0.353 \Omega.$$

Putting the values into above equation yields

$$W_{R,cy}(s) = \frac{0.7 \times (1 + 0.00025 s)}{2 \times 0.25 \times 10^{-3} \times 31 \times 0.353 s} = 0.032 + \frac{1}{0.0078 s}.$$

2. Rotor flux linkage regulator has the following transfer function

$$W_{RF}(s) = \frac{K_{bc,x}(sT_2 + 1)}{4\tau K_{bF}L_{12} s},$$

where

$$K_{bc,x} = 1.545 \Omega,$$

$$T_2 = \frac{L_2}{R'_2} = \frac{0.145}{0.48} = 0.302 s; \quad K_{bF} = 11.11 s^{-1}; \quad L_{12} = 0.139 H; \quad \tau = 0.25 \times 10^{-3} s.$$

At these values a transfer function of the PI-flux linkage regulator takes the form:

$$W_{RF}(s) = \frac{1.545 \times (1 + 0.302 s)}{4 \times 0.25 \times 10^{-3} \times 11.11 \times 0.139 s} = 0.302 + \frac{1}{0.998 s}.$$

3. For the rotor angular velocity regulator we use a transfer function as follows:

$$W_{RV}(s) = \frac{1 + 8\tau s}{8\tau s} \cdot \frac{JK_{bc,y}}{4\tau K_M K_{bV} \Psi_{2m,ref}},$$

where

$$J = K_J \cdot J_m = 4 \times 0.028 = 0.112 \text{ kg} \cdot \text{m}^2,$$

$$K_M = \frac{3}{2} p_{pol} K_r = 1.5 \times 2 \times 0.96 = 2.88,$$

$$K_{bc,y} = 0.353 \Omega; \quad \tau = 0.25 \times 10^{-3} \text{ s}; \quad \Psi_{2m,ref} = 0.9 \text{ Wb}.$$

With these data we can obtain a final form of the transfer function for the angular velocity regulator

$$W_{RV}(s) = 238.3 + \frac{1}{8.39 \times 10^{-6} \text{ s}} \approx 238.3.$$

The calculated values and obtained transfer functions have been used in the Matlab simulation model (Fig. 4) constructed according to the generalized structure of the induction motor vector control system presented in Fig. 3.

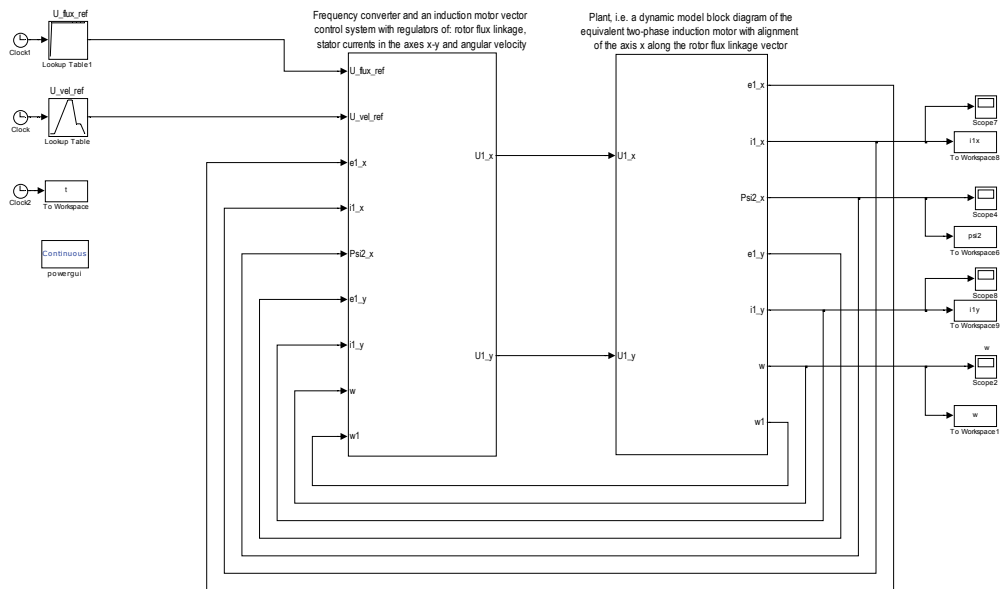


Fig. 4. Simulation model of the induction motor vector control system with alignment of the axis *x* along the rotor flux linkage vector

Simulation results for the induction motor 4A132S4Y3 are presented in Fig. 5 and Fig. 6. Simulation has been performed under the following drive load and inertia conditions:

$$M_s = M_{rat} = 49 \text{ N} \cdot \text{m}; \quad J = K_J \cdot J_m = 4 \times 0.028 = 0.112 \text{ kg} \cdot \text{m}^2,$$

where

$K_J = 4$  – factor of electrical drive inertia.

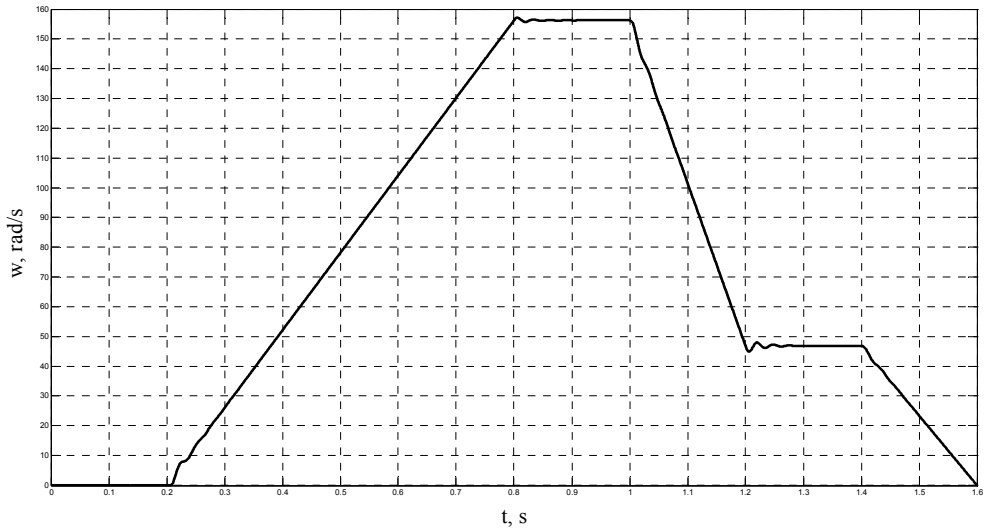


Fig. 5. Rotor angular velocity of the induction motor 4A132S4Y3 during vector control with alignment of the axis  $x$  along the rotor flux linkage vector

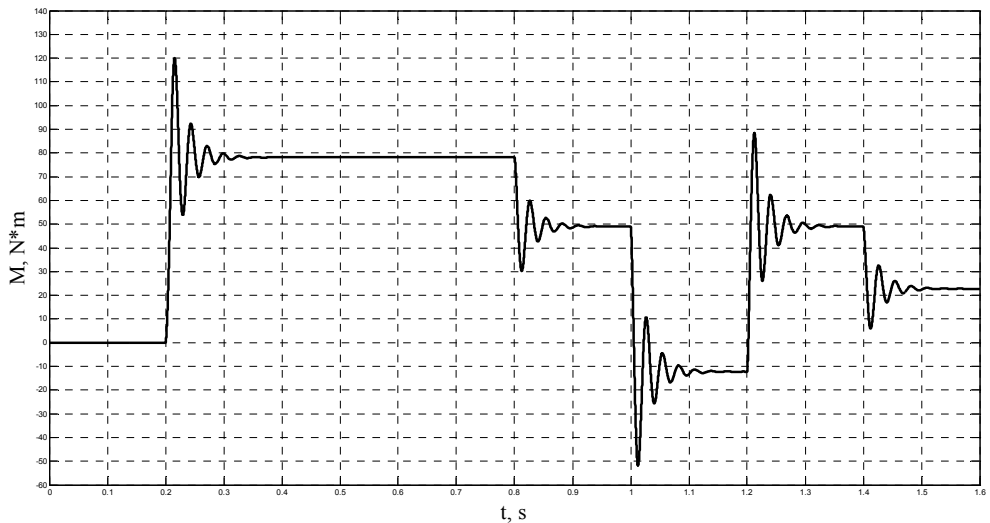


Fig. 6. Electromagnetic torque of the induction motor 4A132S4Y3 during vector control with alignment of the axis  $x$  along the rotor flux linkage vector

#### 4. CONCLUSIONS

1. A technique for investigation of induction motor electric drive dynamics during the operation at the direct vector control with alignment of the axis  $x$  along the rotor flux linkage vector has been presented. It includes the faithful representation of dynamic model block diagrams in correspondence with the modern vector control realization along with the revision of analytical expressions for regulator parameter determination.
2. A generalized structure for induction motor vector control with alignment of the axis  $x$  along the rotor flux linkage vector has been proposed.
3. Matlab simulation model of the induction motor vector control system with alignment of the axis  $x$  along the rotor flux linkage vector build according to the proposed generalized structure has been introduced.
4. Simulation results verify the faithfulness of recommended technique.

#### REFERENCES

- [1] FIRAGO B.I., PAWLACZYK L.B., *Reguliruemye elektroprivody peremennogo toka*, Technoperspektiva, Minsk 2006, 363 s.
- [2] FIRAGO B.I., PAWLACZYK L.B., *Teorija elektroprivoda*, 2-e izd., Technoperspektiva, Minsk 2007, 585 s.
- [3] VAS P., *Sensorless vector control and direct torque control*, Oxford University Press, Oxford 1998, 728 p.
- [4] KOZIARUK A.E., RUDAKOV B.B., *Sovremennoe i perspektivnoe algoritmicheskoe obespechenie chastotno-reguliruemyykh elektroprivodov*, Sankt-Peterburgskaya elektrotehnicheskaya kompaniya, 2004, 127 s.
- [5] ANHIMIUK V.L., OPEIKO O.F., MIHEEV N.N., *Teoriya avtomaticheskogo upravleniya*, Dizajn PRO, Minsk 2002, 352 s.
- [6] SHREINER R.T., *Matematicheskoe modelirovanie peremennogo toka s poluprovodnikovymi preobrazovatelami chastoty*, URO RAN, Ekateringburg 2000, 654 s.
- [7] TRZYNADLOWSKI A.M., *Control of induction motors*, Academic Press, N.Y., London et al., 2001, 228 p.

*jednofazowy silnik indukcyjny,  
jednofazowy silnik synchroniczny  
magnesowy trwałe*

Agata PIESIEWICZ, Maciej GWOŹDZIEWICZ\*,  
Paweł ZALAS\*

## **WYSOKOSPRAWNY JEDNOFAZOWY SILNIK LSPMSM O LICZBIE BIEGUNÓW $2p = 4$ – BADANIA EKSPERYMENTALNE**

W artykule dokonano porównania wybranych właściwości eksploatacyjnych prototypowego, jednofazowego silnika synchronicznego wzbudzanego magnesami trwałymi z odpowiadającym mu konstrukcją mechaniczną ogólnodostępnym silnikiem indukcyjnym (identyczne wymiary gabarytowe oraz jednakowa liczba biegunów). W badaniach eksperymentalnych wykonanych na specjalnie przystosowanym stanowisku pomiarowym wykorzystano konstrukcję mechaniczną stojana silnika produkowanego seryjnie, zmianom uległ wirnik maszyny.

### 1. WSTĘP

Ogólnoswiatowy trend do zwiększania energooszczędności maszyn i urządzeń prowadzi do wzrostu zapotrzebowania na nowe konstrukcje i rozwiązania, które mają na celu polepszenie właściwości eksploatacyjnych projektowanych maszyn. Lukę na rynku energooszczędnych silników jednofazowych mogą skutecznie zapełnić jednofazowe silniki synchroniczne z magnesami trwałymi. Silniki synchroniczne nie są tak szeroko stosowane jak silniki indukcyjne z powodu mniej korzystnych właściwości rozruchowych. Jednofazowy silnik synchroniczny z magnesami trwałymi o rozruchu bezpośrednim SPLSPMSM (ang. *Single Phase Line Start Permanent Magnet Synchronous Motor*) charakteryzuje się jednym z najkorzystniejszych spośród elektrycznych maszyn wirujących stosunkiem uzyskiwanego momentu i mocy znamionowej do objętości maszyny, dużą przeciążalnością momentem, pracą w szerokim zakresie prędkości obrotowych (sterowanie częstotliwościowe) oraz wysoką sprawnością [6].

---

\* Politechnika Wroclawska, Katedra Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: maciej.gwozdziejwicz@pwr.edu.pl, pawel.zalas@pwr.edu.pl

Ze względu na swoje właściwości eksploatacyjne silniki LSPMSM stanowią alternatywę dla silników indukcyjnych.

W artykule przedstawiono porównania wybranych właściwości eksploatacyjnych prototypowego, jednofazowego silnika synchronicznego z magnesami trwałymi z odpowiadającym mu wielkością mechaniczną silnikiem indukcyjnym na podstawie wyników przeprowadzonych badań eksperymentalnych. W przeprowadzonych badaniach wykorzystano konstrukcję mechaniczną ogólnodostępnego silnika asynchronicznego typu SEh 80-4B, którego podstawowe parametry zostały przedstawione poniżej:

- moc znamionowa  $P_n = 0,75$  kW;
- prędkość obrotowa  $n_n = 1370$  obr/min;
- napięcie  $U_n = 230$  V;
- prąd  $I_n = 4,9$  A;
- sprawność  $\eta_n = 0,73$ ;
- krotność prądu rozruchowego  $k_r = 2,5$ ;
- moment znamionowy  $M_n = 5,23$  Nm;
- moment maks./moment znam. 0,4;
- współczynnik mocy  $\cos \varphi_n = 0,92$ ;
- liczba par biegunów  $p = 2$ .

W konstrukcji mechanicznej zastosowanego silnika zmianom uległ wirnik maszyny. Badania eksperymentalne zostały przeprowadzone przy zastosowaniu dwóch różnych wirników z magnesami trwałymi osadzonymi wewnątrz magnetowodu, wyposażonych w aluminiową klatkę rozruchową. Wirniki różniły się kształtem rozmieszczenia magnesów trwałych. Moc znamionowa badanego silnika niezależnie od zastosowanego rozmieszczenia magnesów trwałych wynosiła  $P_n = 1,1$  kW. Na rysunkach 1 i 2 pokazano widoki badanych wirników.



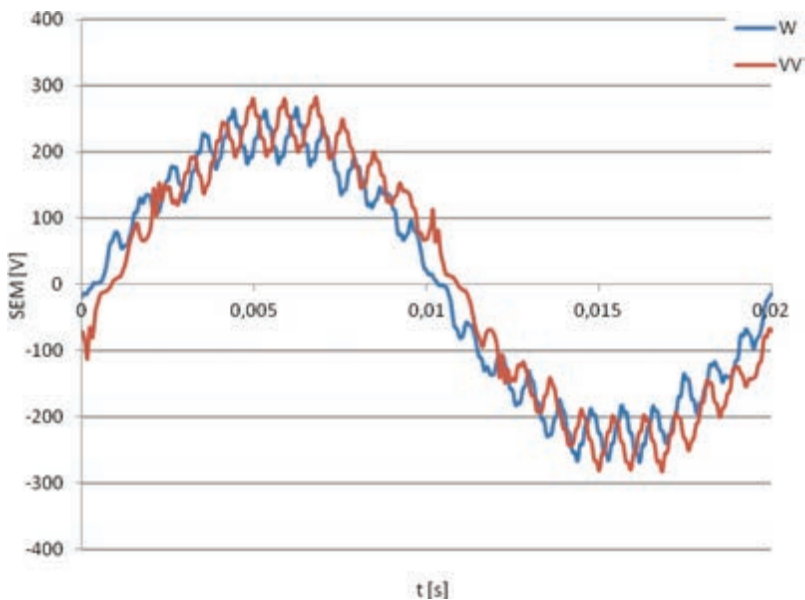
Rys. 1. Wirnik nr 1 – rozmieszczenie magnesów w układzie W



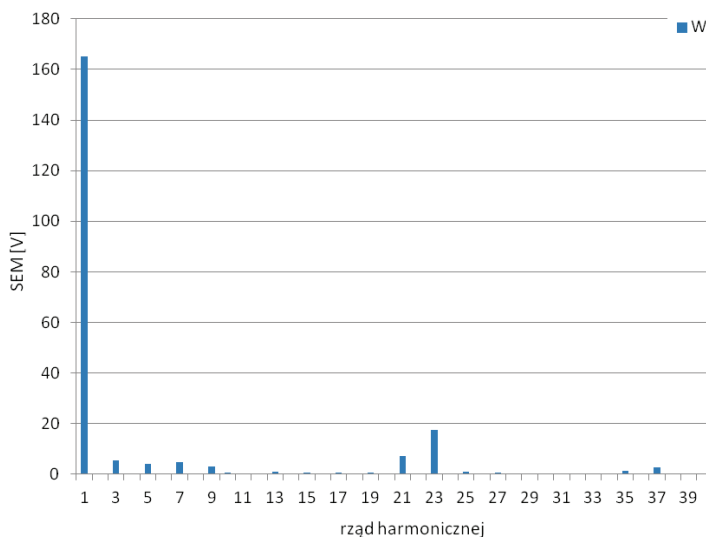


Rys. 2. Wirnik nr 2 – rozmieszczenie magnesów w układzie VV

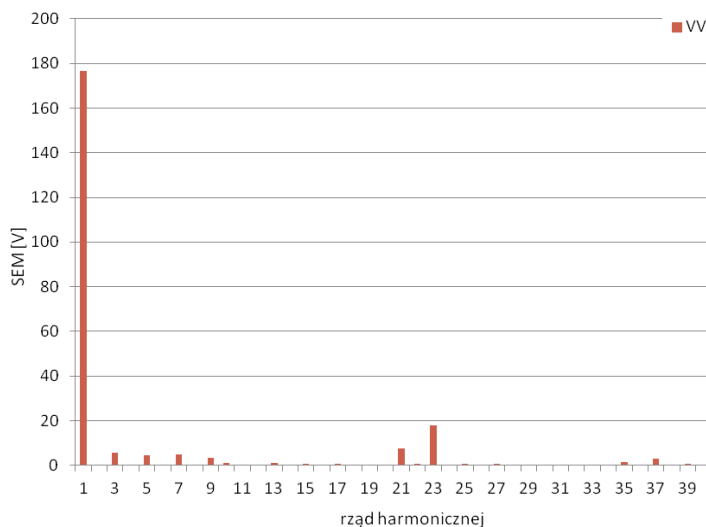
W celu wyznaczenia wpływu kształtu rozmieszczenia magnesów trwałych na przebieg, amplitudę oraz zawartość harmonicznych w sile elektromotorycznej indukowanej w uzwojeniach silnika od magnesów trwałych wykonano odpowiednie badania pomiarowe. Wyniki pomiarów SEM pokazano na rysunku 3.



Rys. 3. Przebieg indukowanej siły elektromotorycznej SEM przy rozmieszczeniu magnesów trwałych w układzie W oraz VV



Rys. 4. Wyniki analizy harmonicznych SEM indukowanej w uzwojeniach badanego silnika z magnesami trwałymi w układzie W



Rys. 5. Analiza harmonicznych SEM indukowanej w uzwojeniu badanego silnika z magnesami trwałymi w układzie VV

Przebiegi indukowanych sił elektromotorycznych mają zbliżony kształt (rys. 3). W przypadku wirnika z magnesami trwałymi w układzie VV SEM osiąga maksymalną amplitudę o wartości 285,3 V, a dla rozmieszczenia w układzie W – 267,5 V. Dla

obydwu wirników zbadano zawartość wyższych harmoniczných i zgodnie z zależnością 1 obliczono wartość współczynnika THD.

$$\text{THD}_{[\%]} = \frac{\sqrt{\sum_2^{40} (E_k)^2}}{E_1}, \quad (1)$$

gdzie:  $E_k$  – wartość skuteczna napięcia  $k$ -tej harmoniczných,  $E_1$  – wartość skuteczna napięcia pierwszej harmoniczných.

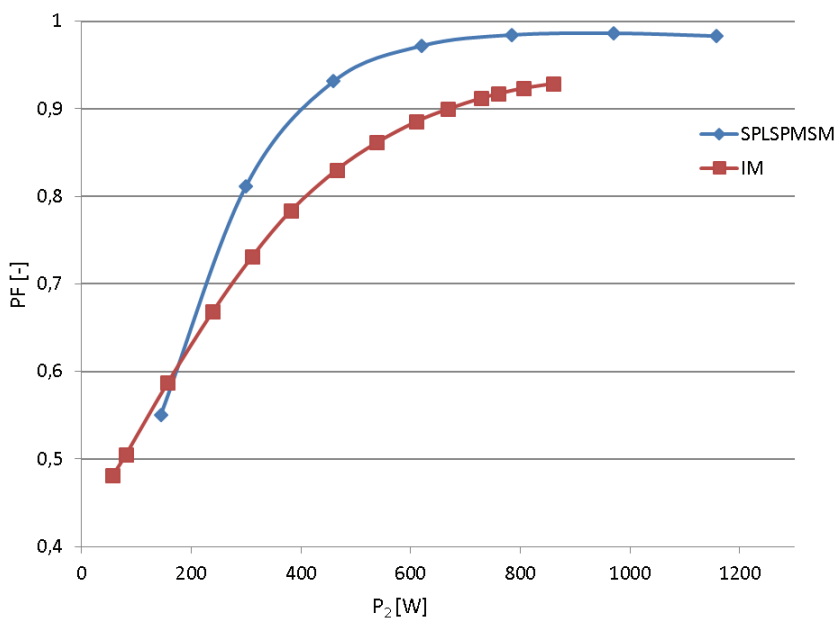
Dla wirnika nr 1 (układ W) współczynnik THD SEM wynosi 9,09%, a dla wirnika nr 2 (układ VV) wynosi 8,87%.

## 2. WŁAŚCIWOŚCI EKSPLOATACYJNE BADANYCH SILNIKÓW

Dzięki zastosowaniu magnesów trwałych silnik SPLSPMSM rozwija większą moc przy tych samych gabarytach, co silnik indukcyjny, osiągając jednocześnie wyższą sprawność oraz współczynnik mocy. W silnikach indukcyjnych do powstania pola magnetycznego potrzebny jest prąd magnesujący, powodujący dodatkowe straty w miedzi stojana [4]. Ma to bezpośredni wpływ na sprawność silnika. W silnikach synchronicznych pole magnetyczne jest wytworzone przez wzbudzenie elektromagnetyczne lub przez magnesy trwałe. Wynika stąd, że cały strumień magnetyczny lub jego większość może być wytworzone wewnątrz maszyny. Dzięki temu silniki SPLSPMSM charakteryzują się lepszymi właściwościami eksploatacyjnymi od silników indukcyjnych asynchronicznych. Technologia wykonania stojanów silników SPLSPMSM jest analogiczna do technologii stosowanej w przypadku silników indukcyjnych, przez co ten etap technologii produkcji silnika nie musi być opracowywany na nowo [5]. Zastosowanie magnesów trwałych ogranicza pobór mocy biernej, a tym samym wartość pobieranego prądu [4]. Wśród wad silników SPLSPMSM należy wymienić generowanie wyższych harmoniczných – silnik pobiera prąd odkształcony. Jest to spowodowane odkształceniem pola magnetycznego. Może to prowadzić do przeciążeń przewodów neutralnych, wzrostu strat w transformatorach oraz zakłóceń w pracy odbiorników elektronicznych [3]. Większa, w porównaniu z silnikami indukcyjnymi, zawartość wyższych harmoniczných momentu elektromagnetycznego może być źródłem większych drgań i hałasu maszyny [1]. Ze względu na moment hamujący generowany przez magnesy trwałe, wypadkowy moment rozruchowy silnika SPLSPMSM jest mniejszy niż w silniku indukcyjnym, co ogranicza jego stosowanie do napędów wymagających niewielkiego momentu rozruchowego w początkowej fazie tego procesu. Rozruch silnika SPLSPMSM jest dłuższy niż silnika indukcyjnego ale wartości ich prądów rozruchowych są zbliżone.

### 3. WYNIKI BADAŃ EKSPERYMENTALNYCH

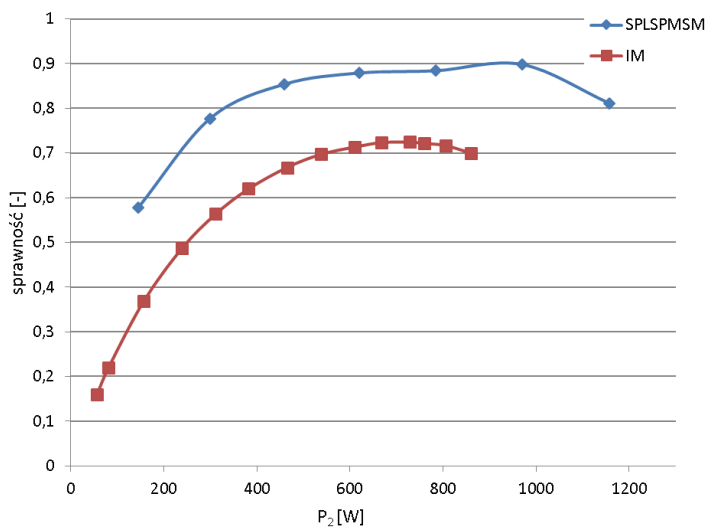
W celu porównania właściwości eksploatacyjnych badanych silników jednofazowych wykonano odpowiednie badania eksperymentalne wykorzystując specjalnie przystosowane do tego stanowisko pomiarowe. Rysunki 6–8 przedstawiają porównanie przebiegów wybranych wielkości badanego silnika SPLSPMSM z magnesami trwałymi rozmieszczonymi w kształcie litery W z odpowiadającym mu silnikiem indukcyjnym SEh80-4B. Obydwa silniki pracowały z kondensatorem pracy o pojemności 20  $\mu\text{F}$ .



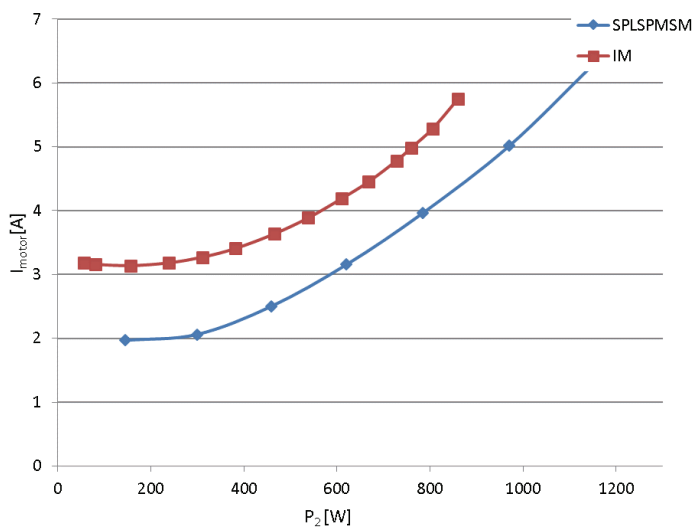
Rys. 6. Zależność współczynnika mocy PF od obciążenia silnika SPLSPMSM oraz silnika indukcyjnego

Analiza wyników wykonanych pomiarów wykazała, że współczynnik mocy PF jest istotnie większy dla silnika SPLSPMSM (rys. 6). Przy mocy znamionowej silnika indukcyjnego równej 750W, jego współczynnik mocy przyjmuje wartość 0,92, podczas gdy dla silnika SPLSPMSM znamionowy współczynnik mocy wynosi 0,98.

Sprawności znamionowe badanych silników to odpowiednio 73% dla silnika indukcyjnego i 84% dla silnika SPLSPMSM w ich znamionowych punktach pracy (rys. 7). Zastosowanie magnesów trwałych w wirniku silnika SPLSPMSM znacząco zwiększyło jego sprawność w stosunku do silnika indukcyjnego. Obydwa silniki osiągają dużo niższą wartość sprawności w dolnym zakresie obciążenia.



Rys. 7. Zależność sprawności  $\eta$  od obciążenia silnika SPLSPMSM oraz silnika indukcyjnego



Rys. 8. Zależność prądu pobieranego przez silnik  $I_{motor}$  od obciążenia silnika SPLSPMSM oraz silnika indukcyjnego

Wyniki pomiarów badanych silników wykazały, że w ich znamionowych punktach pracy prąd fazy głównej jest wyższy w przypadku silnika SPLSPMSM, natomiast prąd fazy pomocniczej jest większy w przypadku silnika indukcyjnego. Wartość wypadkowego, znamionowego prądu pobieranego przez silnik jest większa dla silnika SPLSP

MSM i wynosi około 6 A, a dla silnika indukcyjnego około 5 A (rys. 8). W tabeli 1 zamieszczono porównanie wybranych właściwości badanych silników jednofazowych.

Tabela 1. Porównanie wybranych właściwości badanego silnika SPLSPMSM z silnikiem indukcyjnym

Typ silnika		SPLSPMSM	IM
Właściwości rozruchowe	długość czasu rozruchu	dłuższy rozruch	krótszy rozruch
	prąd rozruchowy	porównywalna wartość prądu rozruchowego	
Właściwości eksploatacyjne	sprawność	80–90%	70–80%
	pobór mocy biernej	mniejszy pobór mocy biernej	większy pobór mocy biernej
	stosunek uzyskiwanej mocy i momentu do objętości maszyny	najlepszy spośród wszystkich maszyn wirujących	
	generowanie wyższych harmonicznych	zdecydowanie większe niż w silniku indukcyjnym	
Inne	cena	droższy	stosunkowo tani
	zastosowanie (uniwersalność)	ograniczone zastosowanie	bardzo uniwersalny

#### 4. WNIOSKI

Analiza wyników wykonanych badań eksperymentalnych wykazała, że badany prototypowy silnik SPLSPMSM charakteryzuje się lepszymi właściwościami eksploatacyjnymi, a gorszymi rozruchowymi. Ze względu na swoje właściwości, badany silnik z magnesami trwałymi może z powodzeniem pracować w układach napędowych pomp i wentylatorów [2], gdzie jego nienajlepsze właściwości rozruchowe nie będą stanowiły istotnej wady, a właściwości eksploatacyjne: wysoka sprawność oraz współczynnik mocy i mały pobór mocy biernej, okażą się istotnymi zaletami. Do pracy w napędach wymagających większych momentów rozruchowych, o częstych rozruchach, z pewnością bardziej korzystny jest wybór silnika indukcyjnego. Cena magnesów trwałych, a co za tym idzie – wyższa cena silników SPLSPMSM w stosunku do silników indukcyjnych, może z pozoru stanowić ich wadę, ale jest to inwestycja, która zwróci się w czasie zależnym od częstotliwości użytkowania maszyny.

#### LITERATURA

- [1] ANTAL L., ZAWILAK T., *Porównanie silnika indukcyjnego z silnikiem synchronicznym z magnesami trwałymi i rozruchem bezpośrednim*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 58, Studia i Materiały, Nr 25, Wrocław 2005, 212–221.
- [2] BARAŃSKI M., JĘDRYCZKA C., MIKOŁAJEWICZ J., SZELAĞ W., *Analiza silnika synchronicznego o rozruchu bezpośrednim i magnesach w wirniku rozłożonych w kształcie litery U*, Prace Na-

- ukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 66, Studia i Materiały, Nr 32, Wrocław 2012, 78–85.
- [3] GWOŹDZIEWICZ M., *Ograniczanie wyższych harmonicznych w silnikach synchronicznych z magnesami trwałymi*, *Interdyscyplinarność badań naukowych 2012*, praca zbiorowa pod red. Jarosława Szreka, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2012, 217–222.
- [4] GWOŹDZIEWICZ M., ZAWILAK J., *Jednofazowy silnik synchroniczny z magnesami trwałymi. Konstrukcja i parametry*. Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 65, Studia i Materiały, Nr 31, Wrocław 2011, 24–34.
- [5] KISIELEWSKI P., ZALAS P., *Zastosowanie magnesów trwałych w silnikach elektrycznych małej mocy*, *Problemy Eksploatacji Maszyn i Napędów Elektrycznych*, PEMINE, Ryto, 25–27 maja 2011, Masz. Elektr. Zesz. Prob. BOBRME Komel, nr 91, 109–112.
- [6] ZALAS P., *Magnesy trwałe w wirniku silnika synchronicznego małej mocy*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 65, Studia i Materiały, Nr 31, Wrocław 2011, 99–106.

HIGH EFFICIENCY SINGLE-PHASE LINE START PMSM  
WITH NUMBER OF POLES  $2p = 4$   
– EXPERIMENTAL RESULTS

The paper presents a comparison of selected running properties of a prototype, single-phase synchronous motor with permanent magnets with a corresponding induction motor (the same dimensions and the same number of poles). In experimental studies performed on a specially adapted test bench the mechanical construction of the stator of the series production motor was used.

*turbogenerator, stabilność, system elektroenergetyczny,  
samoczynne ponowne załączenie linii,  
metoda elementów skończonych*

Adam GOZDOWIAK\*, Piotr KISIELEWSKI\*

## **ANALIZA PRZEBIEGU PRACY TURBOGENERATORA PO WYSTĄPIENIU SAMOCZYNNEGO PONOWNEGO ZAŁĄCZENIA LINII**

Za pomocą zweryfikowanego pomiarowo modelu połowo-obwodowego turbogeneratorsa zbadano zjawiska powstające podczas pojawienia się różnych zwarć na linii dwutorowej. W artykule przedstawiono symulacyjne wyniki obliczeń pracy turbogeneratorsa przyłączonego do systemu elektroenergetycznego podczas działania automatyki samoczynnego ponownego załączenia linii po wystąpieniu zwarcia na linii przesyłowej.

### **1. WSTĘP**

W elektroenergetycznych liniach napowietrznych najczęściej pojawiające się zwarcia mają charakter przemijający. Tym zwarciom towarzyszy palący się łuk elektryczny między przewodami różnych faz lub między jednym przewodem a uziemioną konstrukcją słupa elektroenergetycznego. Po wyłączeniu linii, łuk elektryczny gaśnie i jeżeli przerwa beznapięciowa będzie trwała odpowiednio dłużej niż czas niezbędny do dejonizacji przestrzeni połukowej, łuk ten nie zapali się ponownie.

Przemijający charakter zwarć w liniach napowietrznych pozwala na zastosowanie automatyki samoczynnego ponownego załączenia linii (SPZ). Automatyka ta umożliwia przeprowadzenie testu trwałości zwarcia, polegającego na podaniu sygnału załączającego po uprzednio wyłączonej linii przez zabezpieczenia. Jeżeli zwarcie posiadało charakter przemijający to po zadziałaniu SPZ linia powraca do normalnej pracy, lecz gdyby zwarcie trwało nadal linia zostaje całkowicie wyłączona. Automatyka SPZ w liniach napowietrznych o napięciu 220 kV posiada jedno łączenie w jednym cyklu w celu sprawdzenia trwałości zwarcia. Automatyka SPZ przyczynia się do zwiększe-

---

\* Politechnika Wrocławska, Katedra Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych.



nia niezawodności zasilania odbiorców oraz nie dopuszcza na przekształcenie się zwarć przemijających w trwałe [7, 8].

W pracy przedstawiono zjawiska towarzyszące turbogeneratorowi w przypadku poprawnie działającej automatyki samoczynnego ponownego załączenia linii podczas trwałego zwarcia trójfazowego, dwufazowego oraz jednofazowego z ziemią na linii dwutorowej.

## 2. MODEL BADANEGO TURBOGENERATORA

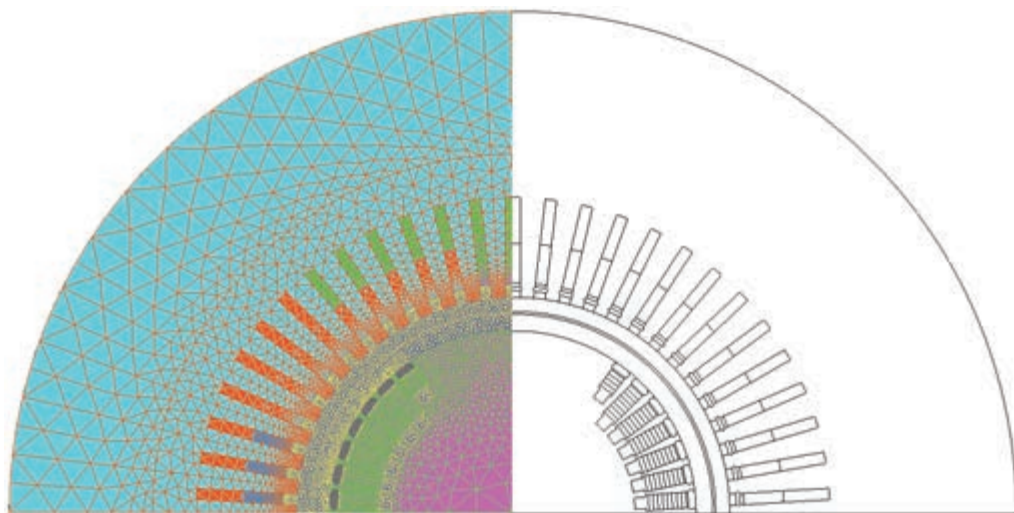
Badaną maszyną był turbogenerator 2-biegunowy, posiadający 54 żłobki na stojaniu i uzwojenie połączone w dwie gałęzie równoległe. Podstawowe parametry generatora zostały zamieszczone w tabeli 1.

Tabela 1. Dane znamionowe badanego turbogeneratora

Nazwa parametru	Wartość	Jednostka
Znamionowa moc pozorna	500	MVA
Znamionowe napięcie na zaciskach stojana	21	kV
Znamionowy prąd stojana	13,75	kA
Znamionowy współczynnik mocy	0,80	–
Znamionowy prąd wzbudzenia	4,5	kA
Znamionowa prędkość obrotowa	3000	obr/min
Znamionowy moment obciążenia	1,27	MNm

Opracowany dwuwymiarowy model symulacyjny składa się z części połowej oraz obwodowej. W części połowej uwzględniono rzeczywisty rozkład uzwojeń rozłożonych w żłobkach stojana i wirnika oraz obwody tłumiące w postaci klinów i litej stali. Oprócz uwzględnienia nieliniowości charakterystyk magnesowania rdzeni stojana i wirnika, uwzględniono również zjawisko wypierania prądu w klinach wirnika oraz prądy wirowe indukowane w litej stali wirnika. Pominęto zjawisko wypierania prądu w uzwojeniach stojana i wirnika oraz prądy wirowe w pakietach blach stojana. Przyjęte wstępne założenia w dokładny sposób odzwierciedlają zjawiska zachodzące w turbogeneratorze w stanach nieustalonych [1–6].

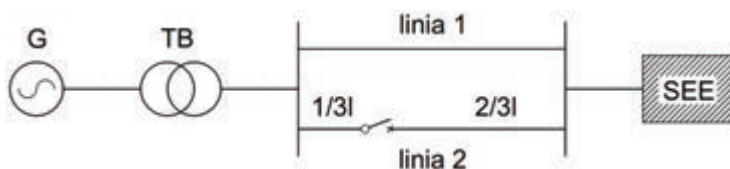
Przekrój poprzeczny modelu połowego przedstawiono na rysunku 1. Model turbogeneratora poddano dyskretyzacji za pomocą trójkątnych elementów skończonych drugiego rzędu, które składają się z 77 000 węzłów. Natomiast model obwodowy, jaki został użyty w czasie symulacji zwarć powstających na linii, został przedstawiony i opisany w pracach [5, 6].



Rys. 1. Model połowy badanego turbogeneratora

### 3. WYNIKI OBLICZEŃ

W czasie symulacji badano przypadek, w którym turbogenerator był przyłączony do systemu elektroenergetycznego i pracował w znamionowych warunkach pracy. W badaniach uwzględniono transformator blokowy oraz dwutorową linię przesyłową o napięciu 220 kV i długości 100 km. System elektroenergetyczny został zamodelowany jako sieć sztywna. Miejsce zwarcia linii dwutorowej zostało przedstawione na rysunku 2.

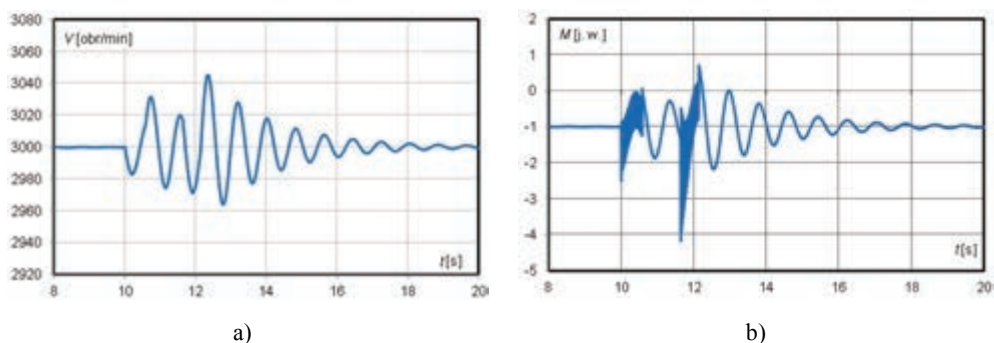


Rys. 2. Miejsce powstawania zwarc na linii dwutorowej

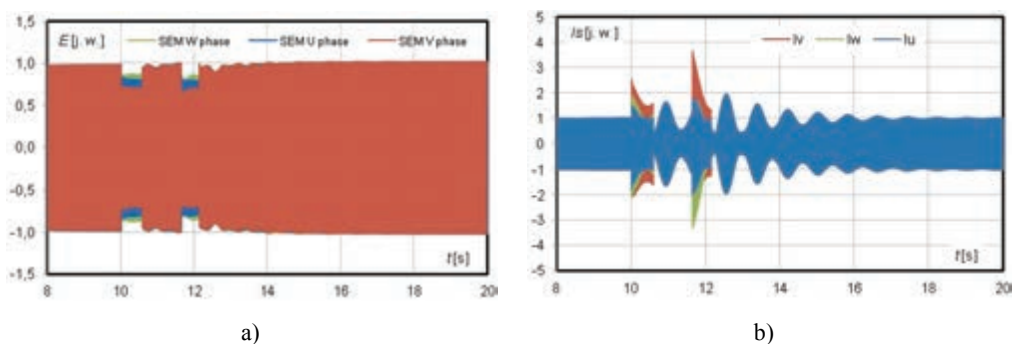
Symulowanie zwarc realizowano za pomocą zwierania odpowiednich faz w jednym z torów linii przesyłowej. Przyjęta w obliczeniach impedancja łuku zwarciovego dla zwarc międzyfazowych wynosiła  $0,1 \Omega$ , natomiast dla zwarcia jednofazowego z ziemią  $5 \Omega$  [8]. Założono, że na linii przesyłowej zastosowano wyłączniki pneumatyczne o czasie otwarcia 60ms i zamknięcia 80 ms [8]. Dodatkowo przyjęto SPZ trójfazowy, który załączał 3 fazy jednocześnie.

Automatyka SPZ linii polegała na skokowym załączeniu linii. Analizowane zwarcia rozpoczynały się w 10 sekundzie i trwały przez okres 0,5 s. Czas ten został przyjęty jako niezbędny do wykrycia zwarcia. Po tym czasie linia została wyłączana na 1 s podczas wcześniej wymuszonego zwarcia. Czas 1s jest niezbędny do dejonizacji przestrzeni połukowej dla linii 220 kV w przypadku zwarcia przemijającego [8]. Po okresie wyłączenia linii SPZ załącza linię na zwarcie. W ten sposób zasymulowano stan, w którym zwarcia przemijające przekształciły się w trwałe. W rozpatrywanym przypadku automatyka SPZ wymuszała jednokrotne załączenie linii, a następnie jej całkowite odłączenie.

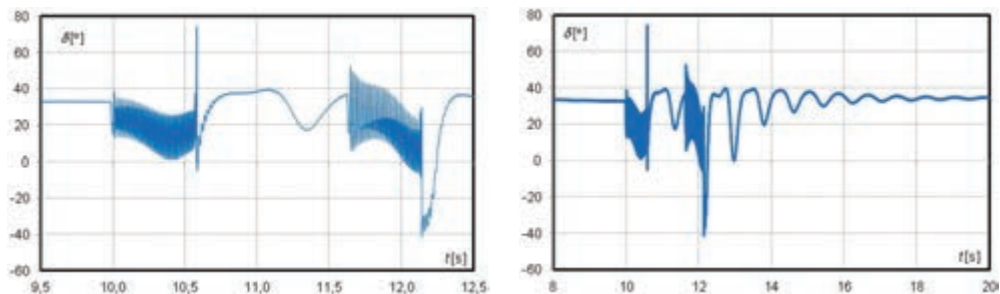
### 3.1. ZWARCIE TRÓJFAZOWE



Rys. 3. Przebieg a) prędkości obrotowej i b) momentu elektromagnetycznego podczas zadziałania automatyki SPZ linii przy zwarciu trójfazowym

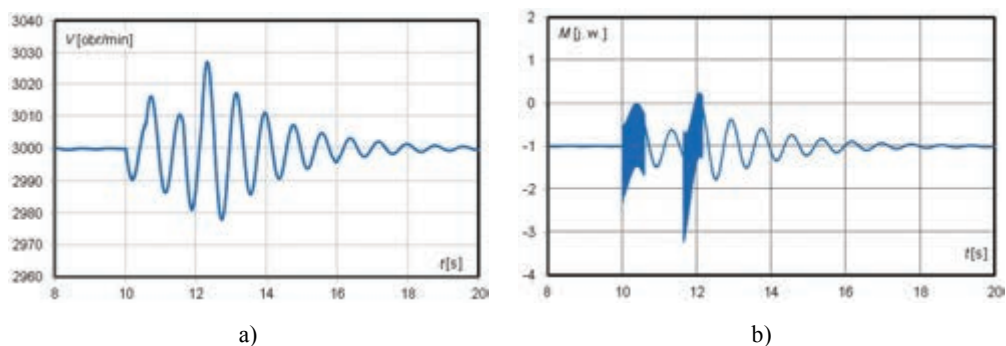


Rys. 4. Przebieg a) siły elektromotorycznej i b) prądów fazowych stojana podczas zadziałania automatyki SPZ linii przy zwarciu trójfazowym

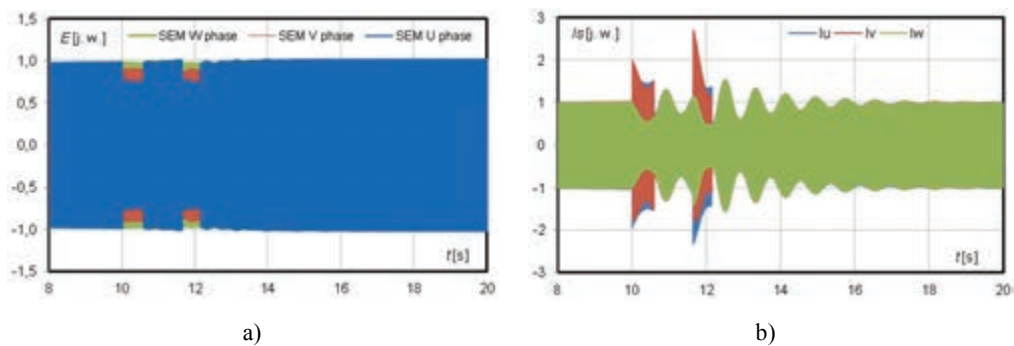


Rys. 5. Przebieg kąta mocy podczas zadziałania automatyki SPZ linii przy zwarciu trójfazowym

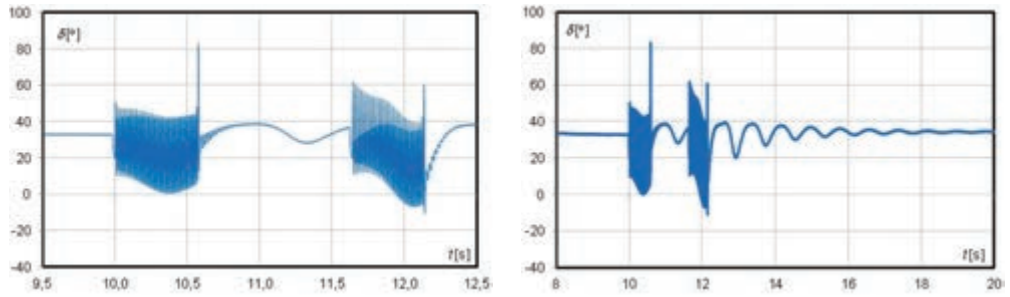
### 3.2. ZWARCIE DWUFAZOWE



Rys. 6. Przebieg a) prędkości obrotowej i b) momentu elektromagnetycznego podczas zadziałania automatyki SPZ linii przy zwarciu dwufazowym (U-V)

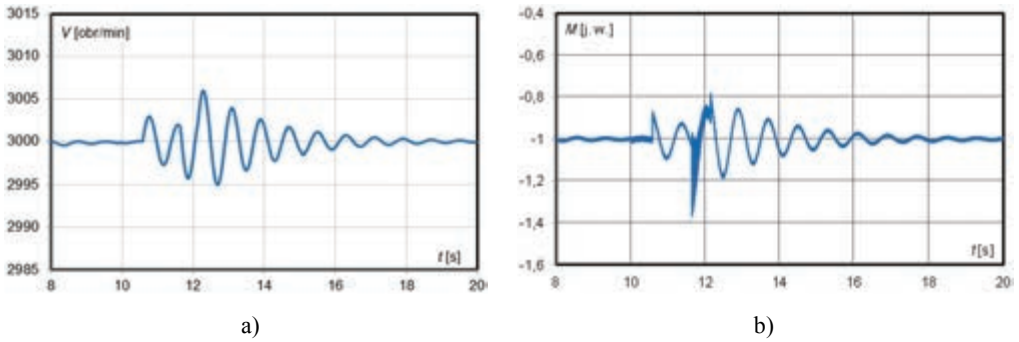


Rys. 7. Przebieg a) siły elektromotorycznej i b) prądów fazowych stojana podczas zadziałania automatyki SPZ linii przy zwarciu dwufazowym (U-V)

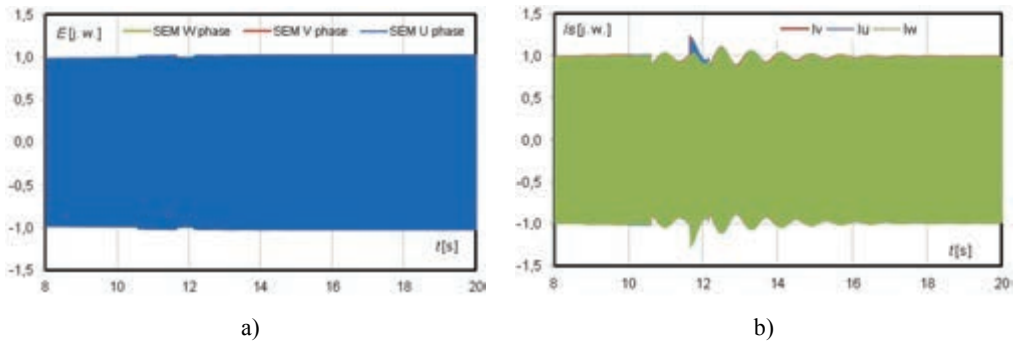


Rys. 8. Przebieg kąta mocy podczas zadziałania automatyki SPZ linii przy zwarceniu dwufazowym (U-V)

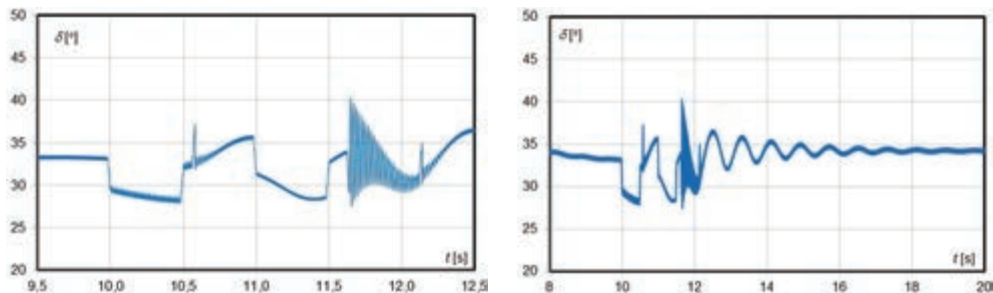
### 3.3. ZWARCIE JEDNOFAZOWE Z ZIEMIĄ



Rys. 9. Przebieg a) prędkości obrotowej i b) momentu elektromagnetycznego podczas zadziałania automatyki SPZ linii przy zwarceniu jednofazowym z ziemią (U-ziemia)



Rys. 10. Przebieg a) siły elektromotorycznej i b) prądów fazowych stojana podczas zadziałania automatyki SPZ linii przy zwarceniu jednofazowym z ziemią (U-ziemia)



Rys. 11. Przebieg kąta mocy podczas zadziałania automatyki SPZ linii przy zwarciu jednofazowym z ziemią (U-ziemia)

#### 4. WNIOSKI

Na podstawie przeprowadzonych analiz dla wybranego miejsca zwarcia, turbogenerator utrzymywał się w synchronizmie, pomimo pojawienia się dużych kołysań prędkości obrotowej dochodzących do 3050 obr/min. Należy spodziewać się, że dla zwarcia trójfazowego powstałego na linii dwutorowej, turbogenerator może wypaść z synchronizmu w przypadku, gdyby miejsce zwarcia powstało bliżej transformatora blokowego. W takim przypadku pojawiłoby się mniejsza impedancja zwarcia, a tym samym znacznie większe prądy fazowe turbogeneratorsa i większy moment elektromagnetyczny. Pojawienie się sygnału z automatyki SPZ na załączenie linii pociągnęłoby za sobą załączenie turbogeneratorsa na znacznie większą impedancję niż w badanym przypadku, a w konsekwencji czego doprowadziłoby do dalszego wzrostu prędkości obrotowej wirnika [5].

Przeprowadzona analiza dla najczęstszych zwarć w liniach napowietrznych (zwarcia jednofazowe z ziemią) obrazuje, że nie są one niebezpieczne dla turbogeneratorsa. Nie zaobserwowano większych wahań siły elektromotorycznej, a pojawiające się prądy w uzwojeniu stojana nie przekraczają  $1,2I_n$ .

Wystąpienie zwarcia trójfazowego oraz dwufazowego na linii dwutorowej napowietrznej wymusza powstanie znacznych chwilowych wartości prądów stojana  $3,8I_n$  dla zwarcia trójfazowego i  $2,8I_n$  dla zwarcia dwufazowego. Przy niedokładnie dobranej selektywności zabezpieczenia generatorsa, może on zostać wyłączony przez zabezpieczenia nadprądowe.

W przypadku zwarcia trójfazowego zaobserwowano znaczne zmniejszenie siły elektromotorycznej dochodzące do  $0,7E_n$ . Taka niska wartość SEM może wywołać niskie napięcie w linii napowietrznej i doprowadzić do zadziałania zabezpieczenia podnapięciowego.

## LITERATURA

- [1] KISIELEWSKI P., ANTAL L., *Model polowo-obwodowy turbogeneratorsa*, Prace Nauk. IMNiPE PWr., Nr 59, SiM, Nr 26, Wrocław 2006, 53–60.
- [2] KISIELEWSKI P., ANTAL L., *Reakcja wirnika turbogeneratorsa na zwarcia zacisków stojana*, Zeszyty problemowe – Maszyny Elektryczne, nr 87, 2010.
- [3] KISIELEWSKI P., ANTAL L., *Zjawiska zachodzące w turbogeneratorsie przy udarowym zwarciu symetrycznym*, Prace Nauk. IMNiPE PWr., Nr 59, SiM, Nr 26, Wrocław 2006.
- [4] KISIELEWSKI P., ANTAL L., *Zakłócenia pracy turbogeneratorsa spowodowane zvarciami w systemie elektroenergetycznym*, Prace Nauk. IMNiPE PWr., Nr 60, SiM, Nr 27, Wrocław 2007.
- [5] KISIELEWSKI P., ANTAL L., *Wpływ zmian parametrów linii elektroenergetycznej na stabilność pracy turbogeneratorsa w systemie elektroenergetycznym*, Prace Nauk. IMNiPE PWr., Nr 65, SiM, Nr 31, Wrocław 2011.
- [6] KISIELEWSKI P., ANTAL L., *Zastosowanie modelowania polowo-obwodowego do analizy stanów nieustalonych turbogeneratorsa*, Prace Nauk. IMNiPE PWr., Nr 63, SiM, Nr 29, Wrocław 2009.
- [7] KURNILUK W., WOLIŃSKI K.W., *Elektroenergetyczna automatyka zabezpieczeniowa*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Białostockiej, Białystok 2012, 331–336.
- [8] WINKLER W., WISZNIEWSKI A., *Automatyka zabezpieczeniowa w systemach elektroenergetycznych*, WNT, Warszawa 1999.
- [9] MACHOWSKI J., *Regulacja i stabilność systemu elektroenergetycznego*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2007.
- [10] MACHOWSKI J., BIELAK J., BUMPY J., *Power System Dynamics: Stability and Control*, Wiley Publisher, 2009.

ANALYSIS OF THE TURBOGENERATOR WORK  
AFTER APPEARANCE OF AUTOMATIC SWITCHING LINE

The investigations were prepared using a valid field-circuit model of the turbogenerator. The analysis refer to an appearance of the faults in the transmission line. During this study the physical phenomena existing in turbogenerator during the faults were analyzed.

*turbogenerator, parametry elektromagnetyczne,  
metoda elementów skończonych*

Adam GOZDOWIAK\*, Piotr KISIELEWSKI\*

## **WYZNACZANIE I WERYFIKACJA PARAMETRÓW TURBOGENERATORA Z SYMULACJI POŁOWEJ I POŁOWO-OBWODOWEJ**

Artykuł przedstawia wyniki obliczeń podstawowych elektromagnetycznych parametrów turbogeneratorsa przy wykorzystaniu metody elementów skończonych. Wyniki otrzymano przy wykorzystaniu dwuwymiarowego modelu turbogeneratorsa. Otrzymane wartości zostały porównane z parametrami rzeczywistymi badanej maszyny podanymi przez producenta dla stanu nienasyconego.

### 1. WSTĘP

Istotnym zagadnieniem w trakcie projektowania turbogeneratorsów jest dokładne poznanie elektromagnetycznych parametrów, które spełnią wymagania stawiane przez system elektroenergetyczny [3]. Najważniejsze wymagania stawiane przed generatorami synchronicznymi dotyczą współczynnika zwarcia oraz podprzejsiowej reaktancji podłużnej ( $X_d''$ ). Minimalna wartość współczynnika zwarcia podawana w normie [3] powinna być nie mniejsza niż 0,35, natomiast rekomendowana wartość, która spełni większość wymagań międzynarodowych systemów elektroenergetycznych to 0,5 [9]. Minimalna wartość podprzejsiowej reaktancji poprzecznej w stanie nasyconym nie może być mniejsza niż 10% znamionowej impedancji turbogeneratorsa [3].

W czasie projektowania turbogeneratorsów duży nacisk jest kładziony na osiągnięcie jak największej sprawności przy jednoczesnym ograniczaniu kosztów materiałowych oraz gabarytów maszyny. Przy tak restrykcyjnych założeniach bardzo trudno jest spełnić wymagania stawiane przez SEE. Osiągnięcie wysokiego współczynnika zwarcia wymusza zwiększenie przepływu uzwojeniu wzbudzenia, by móc wyprodukować tą samą moc, jak przy mniej rygorystycznych wymogach. Zwiększenie liczby zwojów w uzwo-

---

\* Politechnika Wrocławska, Katedra Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: piotr.kisielewski@pwr.edu.pl



jeniu wirnika powoduje wzrost strumienia magnetycznego, a jednocześnie zwiększenie gabarytów i kosztu maszyny. Zastosowanie numerycznych obliczeń przy braku odpowiednich analitycznych, zweryfikowanych wzorów projektowych jest uzasadnione i pozwala na weryfikację założeń projektowych przy niestandardowych rozwiązaniach konstrukcyjnych. Przeprowadzone badania pokazują, że takie symulacje są dokładniejsze od obliczeń analitycznych [2]. Obecnie modelowanie polowo-obwodowe uchodzi za jedno z najdokładniejszych metod obliczeniowych maszyn elektrycznych, ponieważ jest w stanie uwzględnić elektromagnetyczne zjawiska występujące w maszynie elektrycznej, nieliniowość charakterystyk magnesowania rdzeni, ruch wirnika oraz indukowanie prądów wirowych w przewodzących częściach wirnika.

Podstawowe parametry turbogeneratora są wyznaczone w czasie prób ruchowych przy wykorzystaniu charakterystyki biegu jałowego oraz udarowego zwarcia trójfazowego, a następnie są przyrównywane z założeniami projektowymi. Jednakże takie testy wymagają drogiego wyposażenia oraz ich przeprowadzenie jest ograniczane właściwościami materiałowymi (wytrzymałość elektryczna izolacji uzwojeń twornika w czasie biegu jałowego, ograniczenia cieplne w czasie zwarcia udarowego). Dlatego szukane jest rozwiązanie, w jaki sposób zastąpić testy ruchowe, w sytuacjach w których nie jest to konieczne.

Analizowaną maszyną był turbogenerator 2-biegunowy, posiadający 54 żłobki stojana i uzwojenie połączone w dwie gałęzie równoległe. Model badanej maszyny został szczegółowo opisany w pracy [6].

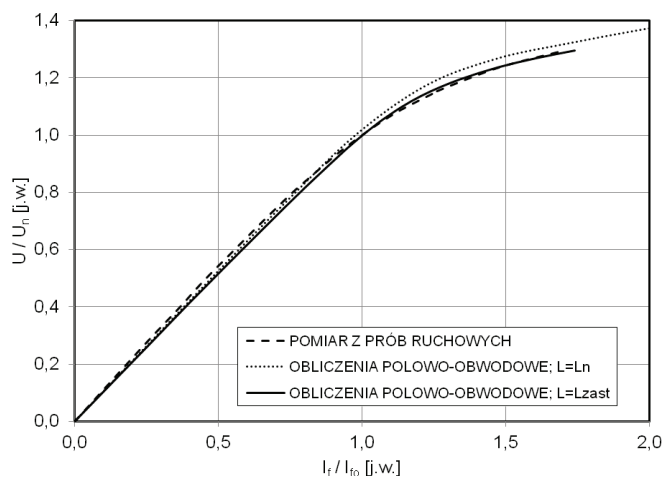
## 2. PARAMETRY WYZNACZONE Z SYMULACJI POŁOWO-OBWODOWEJ

W celu obliczenia współczynnika zwarcia oraz synchronicznej reaktancji podłużnej posłużono się dwiema charakterystykami: biegu jałowego oraz udarowego zwarcia symetrycznego, które zostały wyznaczone na podstawie przebiegów czasowych prądów i napięć wyznaczonych metodą polowo-obwodową.

### 2.1. CHARAKTERYSTYKA BIEGU JAŁOWEGO

Pierwsze obliczenia charakterystyki biegu jałowego znacząco odbiegały od charakterystyki podawanej przez producenta w przypadku dużych nasyceń obwodu magnetycznego. Przyczyną tego był brak uwzględnienia w obliczeniach szerokości kanałów wentylacyjnych w rdzeniu stojana, które stanowią ok. 13% całkowitej długości czynnej turbogeneratora. Autorzy w [1] proponują zastosowanie zastępczej użytecznej długości czynnej maszyny. Posługując się zweryfikowanymi wzorami z pracy [1], została obliczona zastępcza długość maszyny, która jest mniejsza o ok. 1,4% od wartości rzeczywistej.

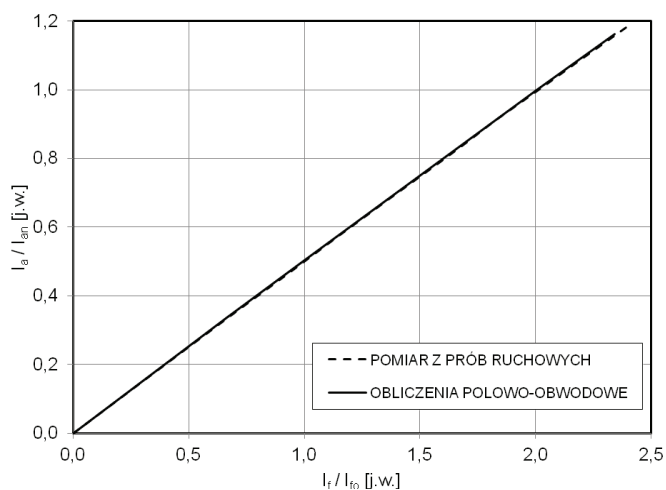
Na rysunku 1 przedstawiono charakterystykę biegu jałowego podawaną przez producenta oraz charakterystyki otrzymane z symulacji przy uwzględnieniu zastępczej długości maszyny  $L_{zast}$  oraz długości znamionowej  $L_n$ .



Rys. 1. Charakterystyka biegu jałowego

## 2.2. CHARAKTERYSTYKA ZWARCIA

Charakterystykę zwarcia wyznaczono poprzez zwarcie zacisków uzwojenia twornika i zasilenie napięciem stałym uzwojenia wirnika. Wykonanie tych symulacji nie



Rys. 2. Charakterystyka zwarcia

wymaga zastosowania zastępczej długości maszyny, ponieważ w stanie zwarcia obwód magnetyczny jest nienasycony. Otrzymane wyniki przedstawiono na rysunku 2. Zbieżność charakterystyki podanej przez producenta z wyznaczoną z symulacji zależy od przyjętej do obliczeń indukcyjności czoł stojana.

W tabeli 1 przyrównano wielkości fizyczne otrzymane z symulacji połowo-obwodowej z pomiarami.

Tabela 1. Porównanie (w jednostkach względnych) wielkości fizycznych i parametrów turbogeneratora otrzymanych z symulacji połowo-obwodowej z pomiarami

Parametr	Wartość zmierzona	Wartość wyliczona z symulacji połowo-obwodowej	Błąd [%]
$I_{fon}$	1,000	0,997	0,27
$I_{f\delta}$	0,947	0,959	1,25
$I_{fzn}$	2,000	1,999	0,03
$Kz$	0,500	0,499	0,20
$X_{d(nienasycona)}$	2,112	2,085	1,28

### 3. PARAMETRY WYZNACZONE Z ROZKŁADU PÓŁ MAGNETOSTATYCZNYCH

Na podstawie rozkładu potencjału magnetycznego istnieje możliwość wyznaczenia strumienia magnetycznego sprzężonego z uzwojeniem twornika i wzbudzenia. W celu wyznaczenia synchronicznej reaktancji podłużnej, prądy płynące w obwodach tłumiących oraz w uzwojeniu wirnika powinny wynosić zero. W taki sposób strumień w osi  $q$  wynosi zero. Dodatkowo uzwojenie wzbudzenia musi zostać ustawione w osi  $d$ , czyli zostać zrównane do jednej fazy np. A, w taki sposób, aby kąt między osią  $d$ , a fazą A wynosił zero. W obliczeniach magnetostatycznych przyjęto, że prądy fazowe stojana są opisane zależnością (1).

$$i_B = i_C = -\frac{i_A}{2}. \quad (1)$$

Wychodząc ze wzoru (2) na wektor prądu stojana, którego wartość rzeczywista określa prąd w osi  $d$ , a wartość urojona prąd w osi  $q$ , można określić prąd płynący w osi  $d$  (3) oraz strumień w osi  $d$  (4) [2, 5].

$$i_s = \frac{2}{3}(i_A + ai_B + a^2i_C), \quad (2)$$

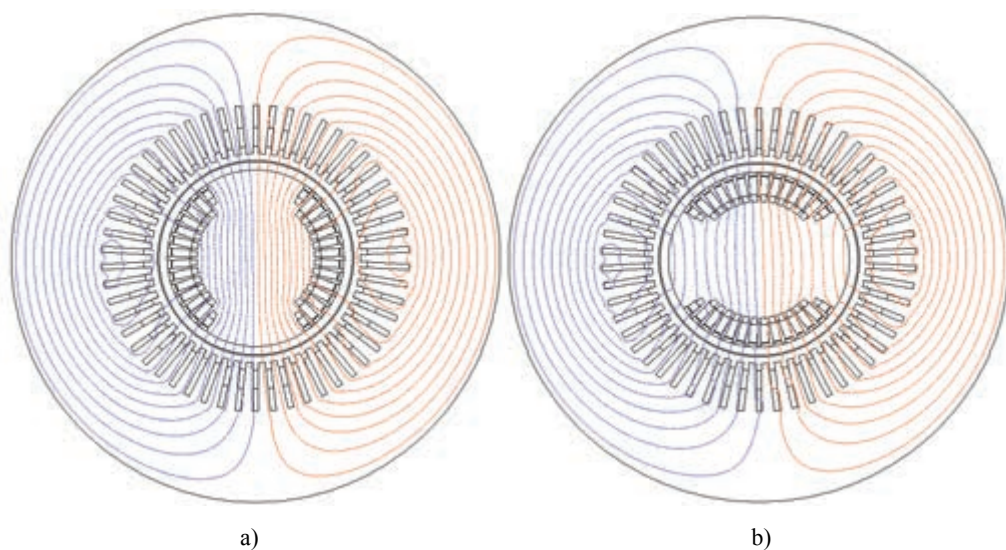
$$I_d = \operatorname{Re} \sqrt{\frac{2}{3}}(i_A + ai_B + a^2i_C), \quad (3)$$

$$\psi_d = \operatorname{Re} \sqrt{\frac{2}{3}}(\psi_A + a\psi_B + a^2\psi_C). \quad (4)$$

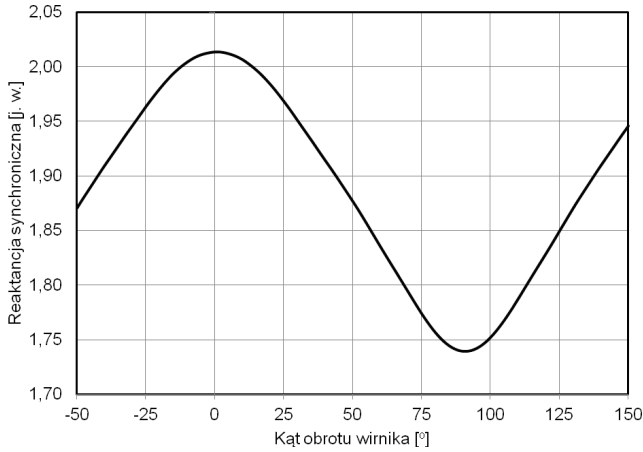
Indukcyjność synchroniczną w osi podłużnej można wyznaczyć z zależności (5), która jest powiększona o indukcyjność czoł stojana  $L_{cs}$ , nie uwzględnianą w dwuwymiarowym modelu połowym. Analogicznie wyznacza się indukcyjność w osi poprzecznej.

$$L_d = \frac{\psi_d}{I_d} + L_{cs} \Rightarrow X_d = \omega L_d. \quad (5)$$

Na rysunku 3 przedstawiono rozkład linii pola magnetycznego w osi  $d$  i  $q$  dla znamionowego prądu w stanie pracy synchronicznej, natomiast na rysunku 4 wartości reaktancji synchronicznej w stanie nasyconym dla różnego położenia wirnika.

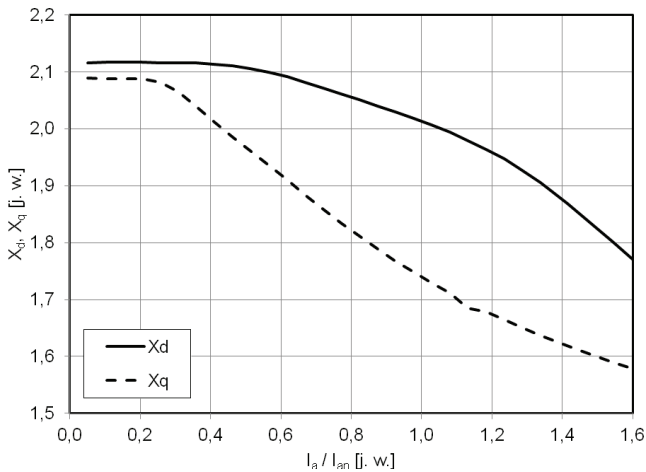


Rys. 3. Rozkład linii pola magnetycznego a) w osi podłużnej, b) w osi poprzecznej turbogenerators

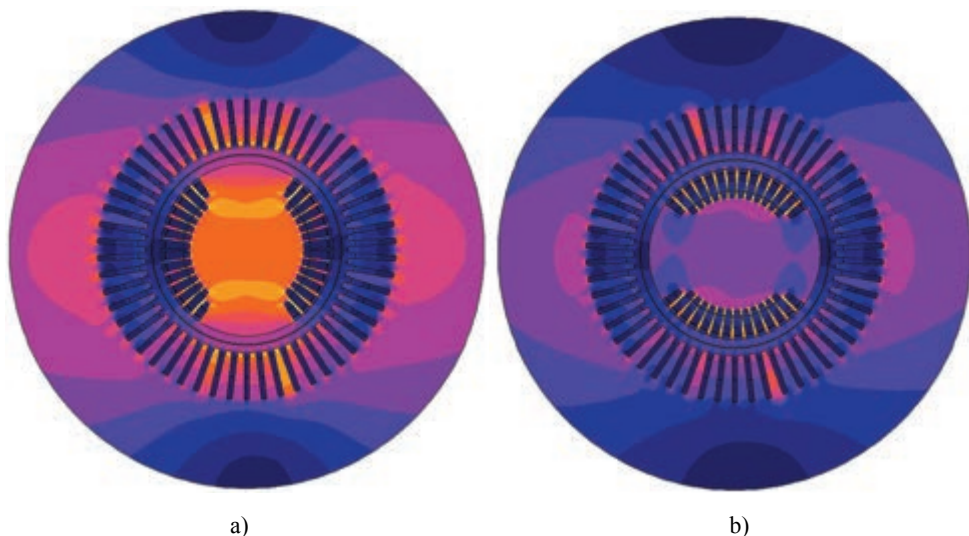


Rys. 4. Zależność reaktancji synchronicznej turbogeneratorsa od kąta położenia wirnika w stanie nasyconym ( $0^\circ$  – oś  $d$ ,  $90^\circ$  – oś  $q$ )

Zależność reaktancji synchronicznej podłużnej i poprzecznej od wartości prądu płynącego w uzwojeniu stojana przedstawiono na rysunku 5. Można zauważyć, że wraz ze wzrostem prądu stojana  $X_q$  szybciej maleje niż  $X_d$ . Wynika to z faktu, że w osi  $q$  strumień zamyka się przez wąskie zęby wirnika, co prowadzi do nadmiernego nasycenia się miejsc między żłobkami wirnika, a w konsekwencji czego rośnie reluktancja na drodze strumienia. To zjawisko zostało zilustrowane na rysunku 6.



Rys. 5. Zależność reaktancji synchronicznej podłużnej i poprzecznej od wartości prądu fazowego



Rys. 6. Rozkład pola magnetycznego dla a) osi podłużnej,  
b) osi poprzecznej turbogenerators dla znamionowego prądu stojana

#### 4. PARAMETRY WYZNACZONE Z ROZKŁADU PÓL SINUSOIDALNIE ZMIENNYCH

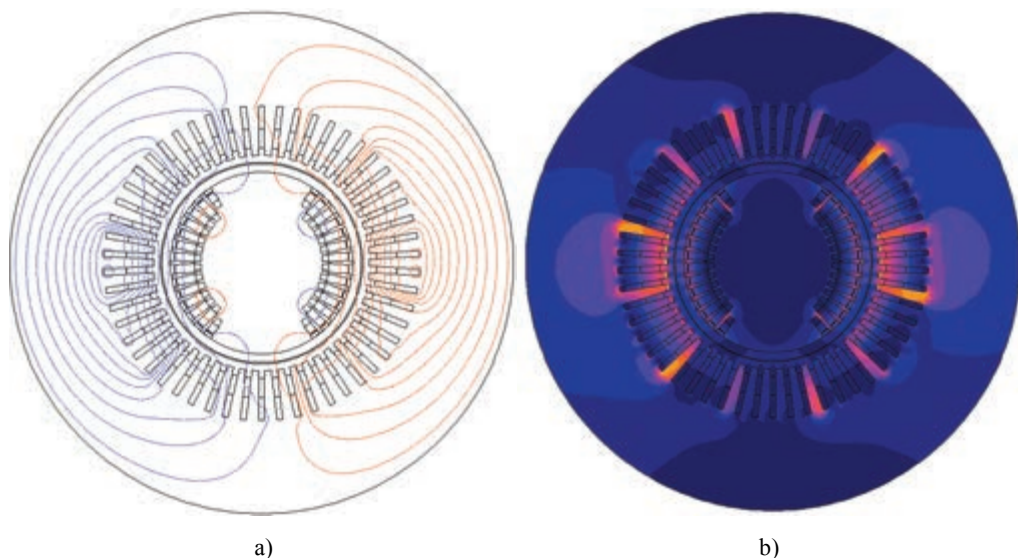
##### 4.1. REAKTANCJA PRZEJŚCIOWA

Stan przejściowy to stan nieustalony w czasie zwarcia zacisków twornika, w którym strumień magnetyczny zamyka się głównie przez uzwojenia wytwarzające strumień (strumień rozproszenia). W tym stanie nie ma efektu tłumienia pochodzącego od prądów wirowych płynących w klinach wirnika i litej stali wirnika. Prąd płynący w zwartym uzwojeniu wirnika nie pozwala strumieniowi powstałemu na skutek przepływu prądu w uzwojeniach stojana, zamknąć się przez wirnik.

W symulacji przyjęto częstotliwość znamionową 50 Hz. Uzwojenie wzbudzenia zostało zwarte. Prądy stojana zostały zdefiniowane dla  $t = 0$ , jako wartości szczytowe wraz z przesunięciem fazowym  $\varphi$  zgodnym z rozmieszczeniem faz stojana zgodnie z (6).

$$i_B = i_C = -\frac{i_A}{2} = -\frac{I_{\max}}{2}. \quad (6)$$

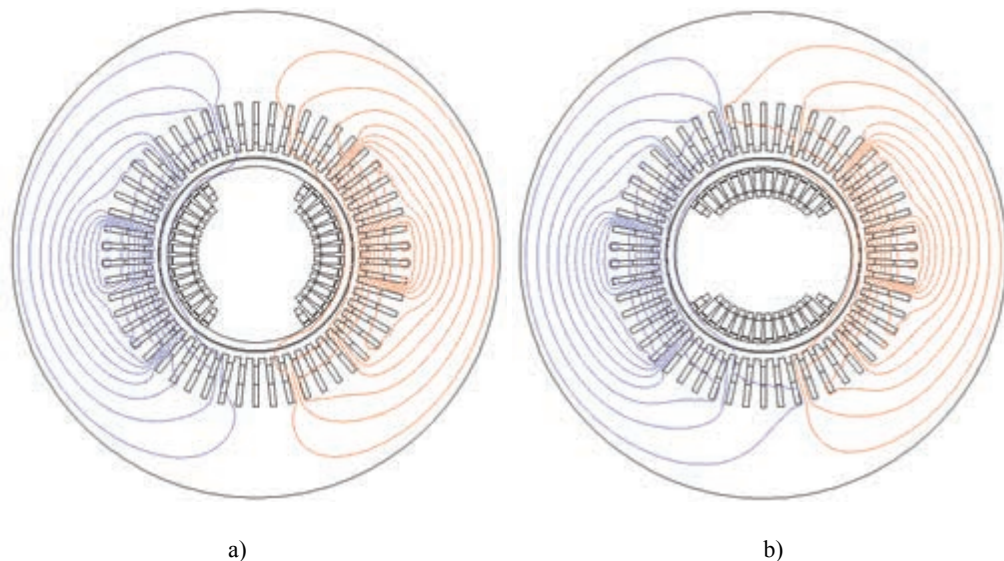
Reaktancja przejściowa podłużna została obliczona w analogiczny sposób jak  $X_d$ . Pominięto obliczenie  $X'_q$ , ponieważ ułożenie uzwojenia wzbudzenia w osi poprzecznej nie wpływa na warunki pracy turbogeneratora w stanie przejściowym – nie ma efektu wypierania strumienia stojana. Efekt wypierania strumienia stojana w osi podłużnej przez prąd płynący w uzwojeniu w osi  $d$  wirnika został przedstawiony na rysunku 7.



Rys. 7. Rozkład linii pola magnetycznego a) oraz rozkład pola magnetycznego b) w osi podłużnej w stanie przejściowym

#### 4.2. REAKTANCJA PODPRZEJŚCIOWA

Stan podprzejsiowy występuje w pierwszej chwili wystąpienia zwarcia trójfazowego. W tym stanie prądy wirowe płynące w przewodzących częściach wirnika oraz prąd płynący w uzwojeniu wirnika nie pozwala przeniknąć strumieniowi stojana przez wirnik, działa tak zwany efekt wypierania strumienia. Cały strumień zamyka się przez szczelinę powietrzną, dlatego też reaktancja podprzejsiowa jest zdecydowanie mniejsza od reaktancji synchronicznej oraz niewiele mniejsza od reaktancji przejściowej, w której strumień stojana wnika do wirnika, lecz nie przenika przez uzwojenie wzbudzenia. Przykładowy efekt wypychania strumienia stojana został pokazany na rysunku 8.



Rys. 8. Rozkład linii pola magnetycznego a) w osi podłużnej, b) w osi poprzecznej turbogenerators w stanie podprzejsiowym

Reaktancję podprzejsiową obliczono przy zasilaniu uzwojenia prądem sinusoidalnie zmiennym o częstotliwości większej od częstotliwości znamionowej. Przyjmuje się, że powinna ona być większa od  $\frac{1}{T_d''}$  [1]. W obliczeniach wykorzystano częstotliwość 300 Hz. W celu obliczenia  $X_d''$  oraz  $X_q''$  prądy zostały tak samo zdefiniowane jak w przypadku obliczeń reaktancji przejsiowej.

## 5. STAŁE CZASOWE

Stała czasowa uzwojenia wzbudzenia  $T_{do}'$  jest wyrażona za pomocą zależności (7) i została wyznaczona z rozkładu pól magnetostatycznych. Symulację przeprowadzono przy znamionowym prądzie wzbudzenia oraz przy otwartym uzwojeniu twornika.

$$T_{do}' = \frac{L_f}{R_f}. \quad (7)$$



Indukcyjność uzwojenia wzbudzenia to stosunek strumienia wzbudzenia do prądu wzbudzenia. Dodatkowo ta indukcyjność jest powiększona o indukcyjność połączeń czołowych  $L_{cf}$  uzwojenia wzbudzenia.

$$L_f = \frac{\Psi_f}{i_f} + L_{cf} \quad (8)$$

Znając wartość  $T'_{do}$  oraz reaktancji synchronicznej podłużnej  $X_d$  i reaktancji przejściowej podłużnej  $X'_d$ , stałą czasową przejściową można wyznaczyć z uproszczonej zależności (9).

$$T'_d \approx T'_{do} \frac{X'_d}{X_d} \quad (9)$$

Stała czasowa przejściowa w osi podłużnej jest wyrażona w sposób uproszczony za pomocą równania (10).

$$T''_d \approx T''_{do} \frac{X''_d}{X'_d}. \quad (10)$$

Stałą czasową tłumienia  $T''_{do}$  wyliczono z mocy czynnej i biernej w przewodzących częściach wirnika przy rozkładzie pól sinusoidalnie zmiennych. Obliczenia wykonano dla częstotliwości 3 Hz. Taka częstotliwość została wykorzystana w celu wyeliminowania efektu naskórkowości w litej stali wirnika oraz w klinach wirnika. Metoda ta została wykorzystana wielu pracach, między innymi w [1, 2].

$$T''_{do} \approx \frac{Q}{P\omega} \quad (11)$$

## 6. PODSUMOWANIE I WNIOSKI

W pracy przedstawiono obliczenia połowo-obwodowe oraz połowe turbogenerato-  
ra, które mogą posłużyć do projektowania i optymalizacji nowo powstających, nie-  
standardowych konstrukcji. Dodatkowo można ich użyć do zweryfikowania obliczeń  
analitycznych w fazie projektowania. Różnice między wyznaczonymi, a zmierzonymi  
parametrami zestawiono w tabeli 2. Największe różnice odnotowano dla stanu przej-  
ściowego. Przyczyną tej rozbieżności może być brak uwzględniania w obliczeniach  
indukcyjności połączeń czołowych uzwojenia wirnika.

Połączenie obliczeń numerycznych wraz z obliczeniami analitycznymi, takimi jak  
zastępcza długość rdzenia oraz indukcyjność czoł stojana pozwala w dokładny sposób

odzwierciedlić zjawiska zachodzące w turbogeneratorach i wyznaczyć ich podstawowe parametry elektromagnetyczne.

Wyznaczanie reakcji synchronicznej, podprześciowej i przejściowej metodą połową znacznie skraca długość symulacji w stosunku do wyznaczenia tych parametrów metodą połowo-obwodową przy wykorzystaniu udarowego zwarcia trójfazowego [7].

Tabela 2. Porównanie parametrów turbogenerators otrzymanych z symulacji połowej z parametrami badanej maszyny

Parametr	Jednostka	Wartość zmierzona	Wartość wyliczona z symulacji połowej	Błąd [%]
$X_{d(\text{nienasycona})}$	[j. w.]	2,112	2,116	0,19
$X_{d(\text{nasycona})}$	[j. w.]	2,000	2,020	1,00
$X'_d$	[j. w.]	0,345	0,320	7,25
$X''_d$	[j. w.]	0,275	0,276	0,36
$T'_{do}$	[j. w.]	8,1	8,067	0,41
$T'_d$	[s]	1,250	1,2903	3,22
$T''_{do}$	[s]	–	0,0522	–
$T'_d$	[s]	0,041	0,0408	0,49
$X_{q(\text{nienasycona})}$	[j. w.]	–	2,090	–
$X_{q(\text{nasycona})}$	[j. w.]	–	1,740	–
$X''_q$	[j. w.]	0,383	0,380	0,78

## LITERATURA

- [1] BAN D., ŽARKO D., MALJKOVIĆ Z., *The application of finite element method for more accurate calculation and analysis of turbogenerator parameters*, Electric Power Components and Systems, Vol. 26, Iss. 10, 1998, 1081–1093.
- [2] BERHAUSEN S., BOBOŃ A., *Polowa metoda wyznaczania parametrów i charakterystyk maszyny synchronicznej*, Zeszyty problemowe – Maszyny Elektryczne, nr 91, 2011, 43–49.
- [3] IEC 60034-3, *Specific requirements for synchronous generators driven by steam turbines or combustion gas turbines*.
- [4] IEC 60034-4, *Methods for determining synchronous machine quantities from tests*.
- [5] LATEK W., *Turbogenerator*, WNT, Warszawa 1973, 153–180.
- [6] KISIELEWSKI P., ANTAL L., *Model połowo-obwodowy turbogenerators*, Prace Nauk. IMNiPE PWr, Nr 59, SiM, Nr 26, Wrocław 2006, 53–60.
- [7] KISIELWSKI P., ANTAL L., *Wyznaczanie parametrów turbogenerators z symulacji połowo-obwodowej*, XLII Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych, Kraków 2006.
- [8] KISIELWSKI P., ANTAL L., *Zjawiska zachodzące w turbogeneratorze przy udarowym zwarcii symetrycznym*, Prace Nauk. IMNiPE PWr, Nr 59, SiM, Nr 26, Wrocław 2006.

- [9] THORNTON-JONES R., GODLIGHTLY I., GUTTERIDGE N., HUIZER C., NAVRATIL D., *Review of generator and excitation system specification and test requirements to satisfy multiple international grid code standards*, Power and Energy Society General Meeting, 2012 IEEE.
- [10] TUROWSKI J., *Obliczenia elektromagnetyczne maszyn i urządzeń elektrycznych*, WNT, Warszawa 1982, 143–165.

IDENTIFICATION AND VERIFICATION OF THE TURBOGENERATOR PARAMETERS  
DETERMINED FROM THE FIELD AND FIELD-CIRCUIT SIMULATION

Presented article shows the computation results of turbogenerator electromagnetic parameters by using finite element method. Two-dimensional field model of the turbogenerator was used during the simulations. Obtained results were compared with the parameters coming from the real machine for unsaturated state.

*jednofazowy silnik indukcyjny, jednofazowy silnik synchroniczny,  
magnesy trwałe*

Maciej GWOŹDZIEWICZ\*, Paweł ZALAS\*,  
Mateusz MAKUCH\*

## **DWUKIERUNKOWY, DWUBIEGUNOWY, JEDNOFAZOWY SILNIK SYNCHRONICZNY Z MAGNESAMI TRWAŁYMI – BADANIA EKSPERYMENTALNE**

W artykule przedstawiono konstrukcję oraz wyniki badań eksperymentalnych prototypowego dwukierunkowego, dwubiegunowego, jednofazowego silnika synchronicznego wzbudzanego magnesami trwałymi. Zbadano wpływ pojemności kondensatora pracy na właściwości eksploatacyjne silnika. W zaprojektowanym i poddanym badaniom modelu silnika uzyskano znaczące ograniczenie momentu zaczepowego oraz pulsacji momentu elektromagnetycznego.

### 1. WSTĘP

W globalnym bilansie energetycznym szacunkowo około 70% całej energii elektrycznej w przemyśle pobierane jest przez silniki indukcyjne. Głównym celem, do którego dąży się podczas projektowania nowoczesnych konstrukcji silników elektrycznych, jest obniżenie poboru energii elektrycznej. Dokonuje się tego poprzez zmniejszenie strat powstających podczas pracy maszyn elektrycznych. W tym celu stosuje się nowoczesne materiały i rozwiązania, które poprawiają sprawność urządzeń, a co za tym idzie sprawiają, że są one bardziej energooszczędne i spełniają coraz to bardziej rygorystyczne normy i przepisy eksploatacyjne [12].

W 2009 roku zostało przyjęte przez Komisję Europejską Rozporządzenie Nr 640/2009 [4] wdrażające Dyrektywę 2005/32/EC [5] Parlamentu Europejskiego i Rady odnośnie klas efektywności energetycznej IE oraz regulacji ekologicznych dla silników elektrycznych. Wyżej wymienione rozporządzenie wprowadziło wymogi zgodnie z następującym harmonogramem:

---

\* Politechnika Wrocławska, Katedra Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: maciej.gwozdziejewicz@pwr.edu.pl, pawel.zalas@pwr.edu.pl

- od dnia 16 czerwca 2011 r. silniki o mocy znamionowej w granicach 0,75–375 kW musiały odpowiadać co najmniej klasie sprawności IE2,
- od dnia 1 stycznia 2015 r. silniki o mocy znamionowej w granicach 7,5–375 kW muszą odpowiadać co najmniej klasie sprawności IE3 lub odpowiadać klasie sprawności IE2 oraz być wyposażone w sterownik bezstopniowy,
- od dnia 1 stycznia 2017 r. wszystkie silniki o mocy znamionowej w granicach 0,75–375 kW muszą odpowiadać co najmniej klasie sprawności IE3 lub odpowiadać klasie sprawności IE2 oraz być wyposażone w sterownik bezstopniowy.

Zmiany dotyczące metod wyznaczania sprawności silników odnoszących się do nowych standardów opisuje międzynarodowa norma IEC 60034-2-1 [15]. Oznakowanie i klasy sprawności opisuje norma IEC 60034-30 [16]. Uściśla ona 3 klasy sprawności IE1 (*Standard Efficiency*), IE2 (*High Efficiency*), IE3 (*Premium Efficiency*) i ponadto zakłada 4. klasę IE4 (*Super Premium Efficiency*) o najwyższym poziomie sprawności. Norma ta obejmuje trójfazowe, jednobiegowe silniki indukcyjne o liczbie par biegunów  $2p = 2; 4$  i  $6$ , które zasilane są z sieci napięciem o wartości do  $1$  kV i częstotliwości  $50; 60$  Hz. Silniki te mają moc znamionową od  $0,75$  kW do  $375$  kW i przeznaczone są do pracy ciągłej S1 lub przerywanej S3 o cyklu pracy powyżej  $80\%$  [8, 13, 21, 30]. Nowy zarys normy IEC 60034-30-1 zakłada rozszerzenie zakresu mocy znamionowej od  $0,12$  do  $1000$  kW, zwiększenie liczby par biegunów do  $2p = 2; 4; 6$  i  $8$  oraz objęcie jednobiegowych silników wielofazowych (w tym jednofazowych), indukcyjnych a także synchronicznych z magnesami trwałymi o rozruchu bezpośrednim (z ang. LSPMSM – *Line Start Permanent Magnet Synchronous Motor*). Projekt wyżej wymienionej nowej normy, a dokładniej część 30-1 zakłada, że ujęte silniki są przeznaczone do pracy ciągłej S1 dla ich mocy znamionowej, a także mogą być używane do pracy w temperaturze otoczenia od  $-20$  °C do  $+60$  °C i na wysokości do  $4000$  m n.p.m. [8, 10, 32].

Do tej pory normy nie uwzględniały silników o mocach mniejszych od  $7,5$  kW, dlatego aktualnie produkowane silniki jednofazowe nie spełniają wymaganej sprawności według klasy IE3, jak to jest w przypadku silników trójfazowych [8, 10, 12]. Ze względu na to, że wymagania dotyczące poboru energii elektrycznej przez silniki są coraz bardziej zaostrzane, należy się spodziewać, że zapotrzebowanie na nowe energooszczędne technologie będzie wzrastało a unikalne rozwiązania takie jak silniki jednofazowe wzbudzone magnesami trwałymi bez wątpienia będą wprowadzane przez producentów maszyn elektrycznych na rynek w coraz to szerszym zakresie.

W artykule przedstawiono wyniki badań eksperymentalnych dwukierunkowego, jednofazowego silnika synchronicznego wzbudzanego magnesami trwałymi. Analizowana konstrukcja jest kolejną wersją prototypowego silnika o liczbie biegunów  $2p = 2$ . Konstrukcja o założonej mocy znamionowej  $P_n = 1,1$  kW optymalizowana była w celu minimalizacji pulsacji momentu elektromagnetycznego oraz redukcji momentu zaczepowego podczas pracy w warunkach znamionowych. Zmianom uległa wielkość szczeliny powietrznej oraz zastosowano skos żłobków stojana.

## 2. BUDOWA PROTOTYPU JEDNOFAZOWEGO SILNIKA LSPMSM

Do budowy prototypu zaprojektowanego silnika wykorzystano konstrukcję mechaniczną oraz magnesów stojana (rys. 1) jednofazowego silnika indukcyjnego masowej produkcji typu SEh 80-2B o parametrach zestawionych w tabeli 1.



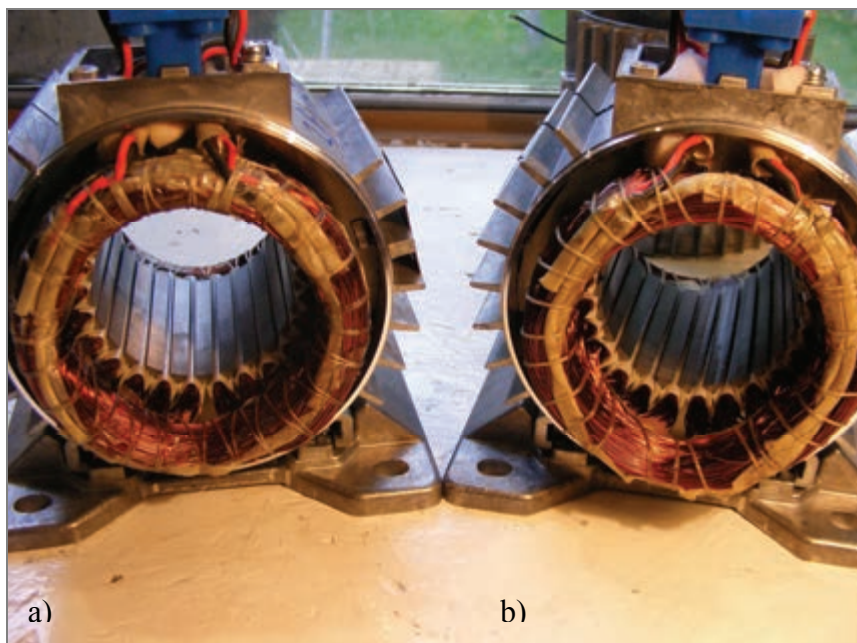
Rys. 1. Prototyp dwubiegunowego, dwukierunkowego, jednofazowego silnika synchronicznego z magnesami trwałymi

W zaprojektowanym i poddanym badaniom modelu dwubiegunowego, dwukierunkowego silnika LSPMSM zmianę kierunku wirowania uzyskuje się przez przełączenie kondensatora do uzwojenia głównego lub pomocniczego stojana [7]. Silnik taki zasilany jest przewodem 4-żyłowym (2 żyły fazowe, 1 neutralna, 1 ochronna). W badanym silniku prototypowym uzwojenia są wyprowadzone do tabliczki zaciskowej, dlatego zmianę kierunku można dokonać poprzez fizyczną (ręczną) zmianę konfiguracji połączeń uzwojeń silnika przy odłączonym napięciu. Zmianę kierunku wirowania można również uzyskać stosując przełącznik automatyczny lub za pomocą sterujących układów elektronicznych opartych na elementach półprzewodnikowych. W modelu silnika zostały na nowo zaprojektowane i nawinięte uzwojenie główne oraz pomocnicze w postaci drutów miedzianych o odpowiednio dobranych przekrojach (rys. 2). Uzyskane w trakcie pomiarów parametry znamionowe analizowanego modelu silnika z magnesami trwałymi przedstawiono w tabeli 1. Pomiary były wykonywane w układzie z uzwojeniem pomocniczym kondensatorowym oraz dodatkowym równoległym

włączonym kondensatorem rozruchowym (odłączanym po rozruchu). Parametry znamionowe przedstawione w tabeli 1 zostały wyznaczone przy najbardziej korzystnej wartości kondensatora pracy.

Tabela 1. Parametry znamionowe badanego silnika synchronicznego oraz silnika asynchronicznego

Typ silnika		IM	LSPMSM
$P_n$	W	1100	1100
$U_n$	V	230	230
$I_n$	A	7,00	6,50
$f_n$	Hz	50	50
$M_n$	N·m	3,78	3,50
$n_n$	obr/min	2780	3000
$\eta_n$	%	72	81
$\cos\varphi$	–	0,97	0,92



Rys. 2. Widok stojana z nawiniętymi uzwojeniami badanego silnika synchronicznego: bez skosu żłobków (a) oraz ze skosem (b)

Rdzeń wirnika badanego jednofazowego silnika LSPMSM składa się z pakietu blach (rys. 3). Wewnątrz rdzenia umieszczone są płytkowe magnesy trwałe w kształ-

cie liter VVV a sposób ich rozmieszczenia pokazano na rysunku 1 oraz 3. Do budowy wirnika użyto magnesów neodymowych N38SH charakteryzujących się indukcją re-manencji  $B_r = 1,24$  T oraz natężeniem koercji magnetycznej  $H_{cB} = 990$  kA/m. Klatka rozruchowa wirnika odlana jest z aluminium w postaci prętów, zwartych na końcu za pomocą pierścienia zwierającego o odpowiednio dobranym przekroju poprzecznym oraz kształcie umożliwiającym osadzenie magnesów trwałych.



Rys. 3. Rozmieszczenie magnesów trwałych w wirniku badanego silnika synchronicznego

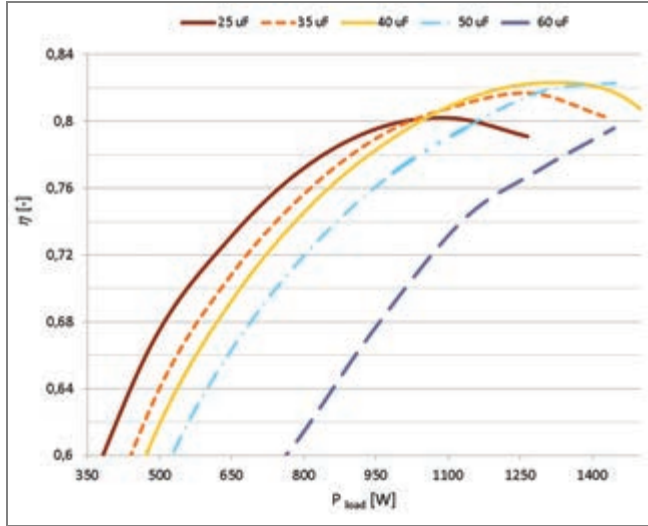
### 3. WYNIKI BADAŃ EKSPERYMENTALNYCH

Badania eksperymentalne wykonano na specjalnie przystosowanym do tego stanowisku pomiarowym wyposażonym w układ napędowy, w którym regulację wartości momentu obciążenia silnika zapewniał serwomotor firmy LENZE, typu MCS14P32. Podczas realizacji badań dwukierunkowego, jednofazowego silnika z magnesami trwałymi o prędkości synchronicznej 3000 obr/min, został określony wpływ pojemności kondensatora pracy na przebiegi charakterystyk sprawności, współczynnika mocy i prądu w funkcji obciążenia silnika. Przebiegi wyznaczonych eksperymentalnie charakterystyk w funkcji zmiany obciążenia dla różnych wartości kondensatora pracy przedstawiono na rysunkach 4–7.

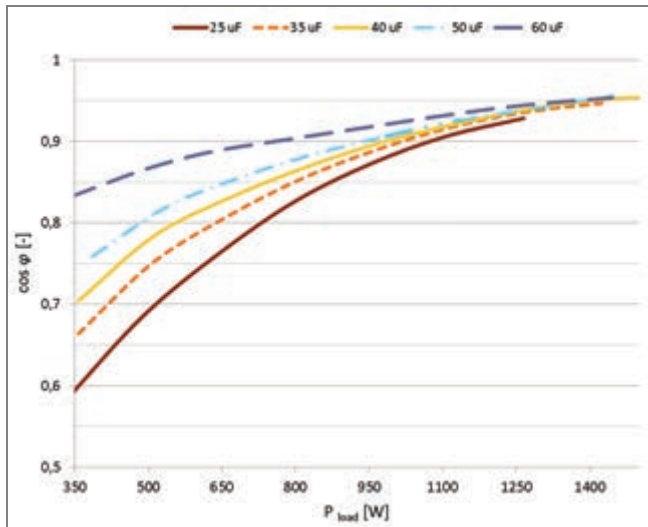
Na podstawie wyników badań można stwierdzić, że zwiększanie pojemności kondensatora pracy powoduje przesuwanie się maksimum na wykresie sprawności w kierunku większych mocy obciążenia (rys. 4). Przy zwiększaniu pojemności kondensatora pracy zwiększa się hałas silnika w stanie jałowym. Spowodowane to jest składową



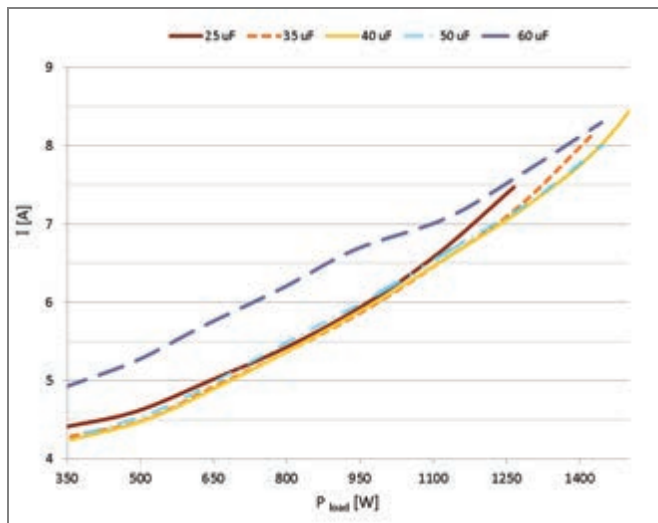
przeciwną wirującego pola magnetycznego. Pojemność kondensatora pracy o wartości  $C_p = 40 \mu\text{F}$  przyjęto jako znamionową, ponieważ wówczas hałas oraz drgania generowane przez silnik w stanie jałowym były najmniejsze a jednocześnie miał on dobre właściwości eksploatacyjne.



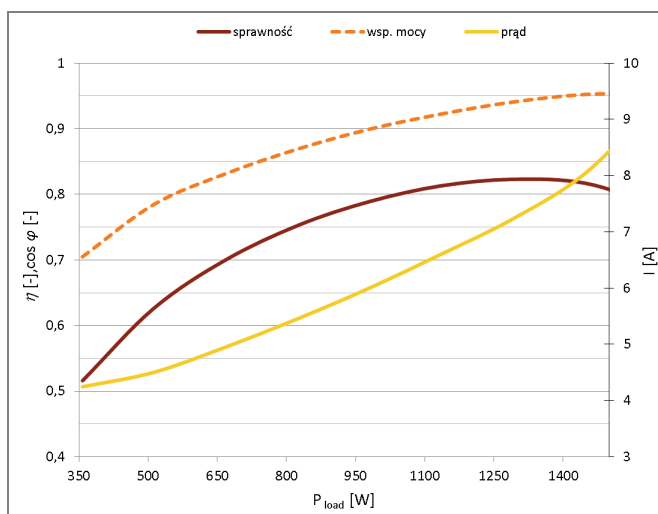
Rys. 4. Wpływ wartości pojemności kondensatora pracy na kształt przebiegu charakterystyki sprawności w funkcji obciążenia badanego jednofazowego silnika synchronicznego z magnesami trwałymi



Rys. 5. Wpływ wartości pojemności kondensatora pracy na zmianę współczynnika mocy w funkcji obciążenia badanego jednofazowego silnika synchronicznego z magnesami trwałymi



Rys. 6. Wpływ wartości pojemności kondensatora pracy na wartość prądu pobieranego z sieci podczas pracy w funkcji obciążenia badanego silnika

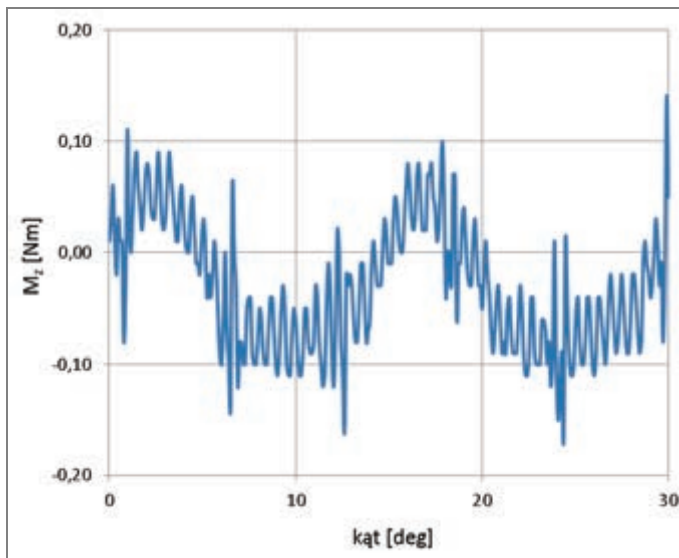


Rys. 7. Charakterystyka elektromechaniczna badanego silnika jednofazowego dla pojemności kondensatora pracy  $C_p = 40 \mu\text{F}$

Maksimum sprawności badanego silnika  $\eta_{\max} = 82,3\%$  występuje (rys. 4) dla obciążenia silnika mocą  $P_{\text{load}} = 1,3 \text{ kW}$ . Wraz ze wzrostem pojemności kondensatora pracy  $C_p$  wartość współczynnika mocy rośnie (rys. 5) oraz zmniejsza się stromość charakterystyki dla coraz to większych wartości mocy  $P_{\text{load}}$ . Dla wartości  $C_p = 40 \mu\text{F}$  nie tylko uzyskuje

się najwyższą sprawność (rys. 4), ale również prąd pobierany z sieci przez silnik jest najmniejszy (rys. 6, 7), przy założonej mocy znamionowej  $P_n = 1,1$  kW.

Podczas badań eksperymentalnych został wyznaczony moment zaczepowy będący składową pulsacji momentu elektromagnetycznego. Duże pulsacje momentu mogą negatywnie wpływać na pracę układu napędowego poprzez generowanie drgań oraz powodować głośną pracę silnika [3]. Znamionowy moment badanego silnika przy założonej wartości mocy znamionowej  $P_n = 1,1$  kW wynosi  $M_n = 3,5$  Nm. Pulsacje momentu zaczepowego, wyznaczone eksperymentalnie, występują w zakresie  $\pm 0,15$  Nm (rys. 8), co stanowi 4,28% znamionowego momentu elektromagnetycznego. Jest to stosunkowo niewielka wartość. Małe pulsacje momentu zaczepowego w badanym silniku zostały uzyskane odpowiednim doбором, pod względem geometrycznym, kształtu rozmieszczenia magnesów trwałych. Na moment zaczepowy ma również znaczący wpływ zastosowanie skosu żłobków stojana (rys. 2).



Rys. 8. Zależność momentu zaczepowego  $M_z$  od kąta położenia wirnika badanego jednofazowego silnika synchronicznego z magnesami trwałymi

#### 4. WNIOSKI

Zaprojektowany dwukierunkowy, dwubiegowy, jednofazowy silnik wzbudzany magnesami trwałymi o rozruchu bezpośrednim posiada dobre właściwości eksploatacyjne w porównaniu z odpowiadającym mu silnikiem indukcyjnym. Zastosowanie magnesów trwałych pozwoliło na uzyskanie większej sprawności oraz mniejszego

poboru prądu z jednofazowej sieci zasilającej. Odpowiednio dobrana pojemność kondensatora pracy zapewnia uzyskanie dobrych właściwości eksploatacyjnych minimalizując drgania oraz hałas generowany podczas pracy maszyny. Poprzez odpowiednio dobrany kształt rozmieszczenia magnesów trwałych wewnątrz pakietowanego rdzenia wirnika oraz zastosowanie skosu żłobków stojana znacząco zredukowano pulsacje momentu silnika i ograniczono wartość momentu zaczepowego. Uzyskane wyniki badań eksperymentalnych zachęcają do dalszych prac nad konstrukcją badanego silnika, ukierunkowanych na poprawę jego parametrów.

#### LITERATURA

- [1] CIURYS M., DUDZIKOWSKI I., *Analiza wpływu wymiarów i kształtu magnesów trwałych na moment elektromagnetyczny bezszczotkowego silnika prądu stałego*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 65, Studia i Materiały, Nr 25, Wrocław 2005.
- [2] Commission Regulation (EC) No. 640/2009 of 22 July 2009 Implementing Directive 2005/32/EC of the European Parliament and of the Council with regard to ecodesign requirements for electric motors, Official Journal of the European Union 23.7.(2009).
- [3] Directive 2005/32/EC of the European Parliament and Council of 6 July 2005 establishing a framework or the setting of ecodesign requirements for energy-using products and amending Council Directive 92/42/EEC and Directives 96/57/EC and 2000/55/EC of the European Parliament and of the Council.
- [4] GWOŹDZIEWICZ M., ZAWILAK J., *Czterobiegunowy jednofazowy silnik synchroniczny z magnesami trwałymi o rozruchu bezpośrednim*, Napędy i Sterowanie, nr 4, kwiecień 2014.
- [5] GWOŹDZIEWICZ M., ZAWILAK J., *Jednofazowy silnik synchroniczny z magnesami trwałymi o liczbie par biegunów  $p = 3$* , Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne, nr 3/2014 (103).
- [6] GWOŹDZIEWICZ M., ZAWILAK J., *Porównanie jednofazowego silnika indukcyjnego i jednofazowego silnika synchronicznego z magnesami trwałymi. Badania eksperymentalne*, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne, nr 1/2013 (98).
- [7] GWOŹDZIEWICZ M., ZAWILAK J., *Dwukierunkowy jednofazowy silnik synchroniczny z magnesami trwałymi*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 69, Studia i Materiały, Nr 33, Wrocław 2013, 408–412.
- [8] HAŁOŃ R., DUKALSKI P., POPRAWSKI W., *Silnik napędzający oszczędność*, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne, nr 2/2013 (99).
- [9] IEC 60034-2-1. Edition 1.0 2007-09. International Standard. *Rotating electrical machines – Part 2-1: Standard methods for determining losses and efficiency from test (excluding machines for traction vehicles)*.
- [10] IEC 60034-30. Edition 1.0 2008-10. International Standard. *Rotating electrical machines – Part 30: Efficiency classes of single-speed, three-phase, cage-induction motors (IE-code)*.
- [11] LISZKA S., ZIELIŃSKI T., *Energooszczędne silniki elektryczne niskiego napięcia*, rozdział 1, *Silniki niskiego napięcia -wprowadzenie*, Fundacja na rzecz Efektywnego Wykorzystania Energii FEWE, PEMP, Katowice 2009, 4–14.
- [12] ZAPAŚNIK R., *Przełomowe zmiany w podejściu do silników indukcyjnych*, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne, nr 87/2010.
- [13] ZAWILAK T., NIEWIARA M., *Silnik synchroniczny wzbudzany magnesami trwałymi w napędzie wentylatora dużej mocy*, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne, nr 2/2014 (102).

## TWO-DIRECTIONAL TWO-POLE SINGLE PHASE LINE START PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR – EXPERIMENTAL RESULTS

The paper presents a construction and results of experimental investigation of a prototype two-directional, two-pole, single-phase line start permanent magnet synchronous motor. Influence of the running capacitor capacitance on the motor running properties was investigated. In designed and tested the motor model achieved a significant reduction of the cogging torque and the electromagnetic torque pulsations.

*maszyny elektryczne, silniki synchroniczne,  
magnesy trwałe, napędy pomp, sprawność*

Szymon LIPIŃSKI, Jan ZAWILAK\*

## **ENERGOOSZCZĘDNE SILNIKI ELEKTRYCZNE W NAPĘDACH POMP WIROWYCH**

W pracy przedstawiono model silnika wzbudzanego magnesami trwałymi, który może być zastosowany jako napęd pompy w głównej stacji odwodnienia kopalni podziemnej. Porównano właściwości i parametry zamodelowanej maszyny i energooszczędnego silnika indukcyjnego. Obliczono punkty pracy pompy w przypadku zastosowania obu typów napędów oraz porównano wartości charakterystyczne opisujące pracę stacji pomp. Na podstawie wyników obliczeń wykazano korzyści wynikające z zastosowania silników nowego typu zamiast maszyn indukcyjnych do napędu pomp.

### 1. WSTĘP

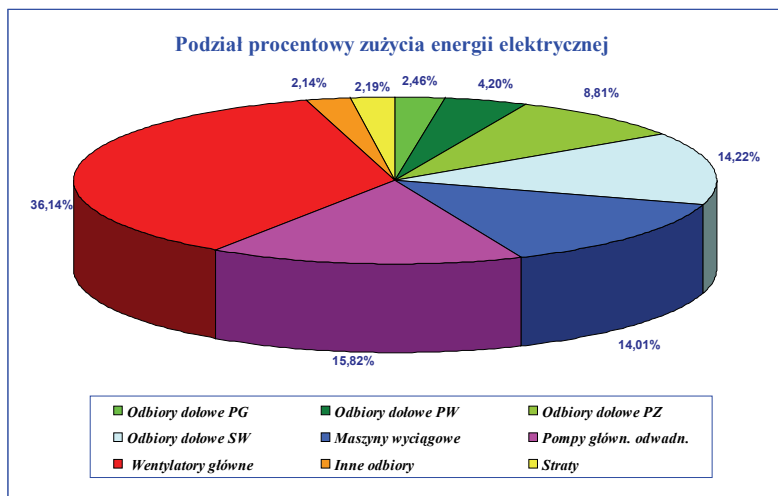
Duże zużycie energii w procesach produkcyjnych powoduje wzrost kosztów eksploatacyjnych oraz większe zapotrzebowanie w systemie elektroenergetycznym. Związane to jest również z większym zanieczyszczeniem środowiska spowodowanym zwiększoną emisją CO<sub>2</sub>. W wielu zakładach produkcyjnych zainstalowane są pompy i wentylatory, których zużycie energii elektrycznej stanowi duży procent poboru energii. Przykładem jest kopalnia podziemna, w której pompy i wentylatory pobierają ok. 52% zużywanej energii elektrycznej (rys. 1). Do napędu tych urządzeń stosowane są silniki elektryczne o niezadowalających parametrach eksploatacyjnych. Najczęściej są to silniki indukcyjne. Przy pracy ciągłej tych urządzeń nawet niewielkie zwiększenie parametrów eksploatacyjnych napędu powoduje duże oszczędności energii. Dlatego wiele ośrodków badawczych zajmuje się poszukiwaniami nowych, energooszczędnych rozwiązań konstrukcyjnych maszyn elektrycznych.

Celem pracy jest poszerzenie wiedzy nt. energooszczędnych układów napędowych z silnikami elektrycznymi o nowych strukturach obwodów magnetycznych wzbudza-

---

\* Politechnika Wroclawska, Katedra Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, Wydział Elektryczny, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: szymon.lipinski@pwr.edu.pl, jan.zawilak@pwr.edu.pl

nych magnesami trwałymi, których wdrożenie pozwoli na znaczne zmniejszenie zużycia energii.



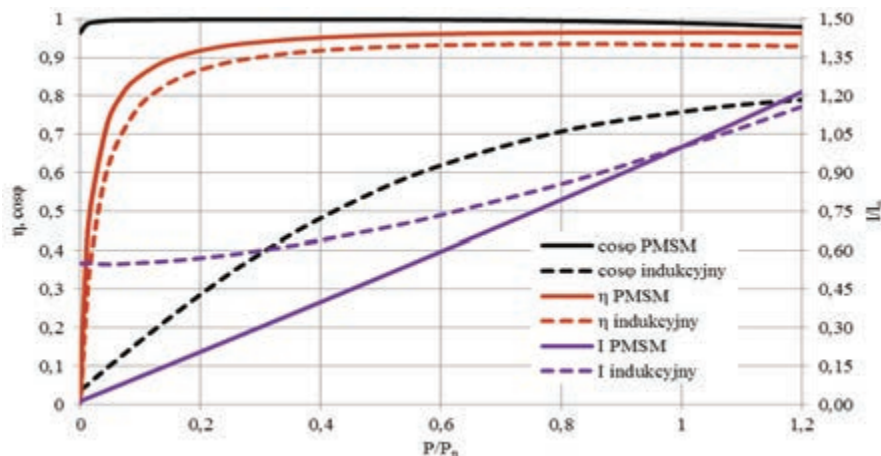
Rys. 1. Podział zużycia energii elektrycznej w kopalni podziemnej

Nowe maszyny elektryczne powinny mieć nie gorsze właściwości eksploatacyjne od obecnie stosowanych silników indukcyjnych a mianowicie łatwy rozruch oraz dużą niezawodność działania. Ponadto silniki te powinny być przystosowane do zmiennego trybu pracy napędów (wentylatorów i pomp) i umożliwiać skokową lub ciągłą regulację prędkości obrotowej pozwalającą na racjonalizację zużycia energii. W wielu publikacjach pokazano budowę i konstrukcję silników synchronicznych wzbudzanych magnesami trwałymi, przystosowanymi do rozruchu bezpośredniego spełniających te wymagania.

## 2. PORÓWNANIE SILNIKA SYNCHRONICZNEGO WZBUDZANEGO MAGNESAMI TRWAŁYMI Z WYSOKOSPRAWNYM SILNIKIEM INDUKCYJNYM

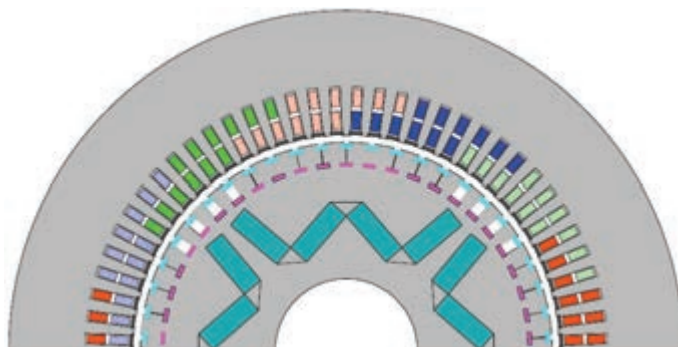
W wielu ośrodkach badawczych opracowywane i doskonalone są konstrukcje silników synchronicznych z magnesami trwałymi, które mają bardzo dobre właściwości statyczne i dynamiczne. Dzięki możliwości rozruchu bezpośredniego (przez bezpośrednie przyłączenie napięcia) stanowią obiecującą alternatywę zastosowań praktycznych dla powszechnie stosowanych silników indukcyjnych. Ich zaletą jest większa sprawność i praca ze współczynnikiem mocy bliskim jedności [3]–[5]. Badania prowadzono zaczynając od małych mocy, następnie zbudowano silniki średniej mocy

(160 kW, 500 V) a ostatecznie doświadczenia praktyczne dotyczą silników bardzo dużej mocy (1000 kW, 500 obr/min, 6000 V w napędach wentylatorów głównych kopalni podziemnej). Na rysunku 2 zestawiono charakterystyki obciążenia porównywalnych silników: indukcyjnego i synchronicznego z magnesami trwałymi [6], [7].



Rys. 2. Porównanie charakterystyk silnika indukcyjnego i synchronicznego z magnesami trwałymi

Bardzo interesujące jest zastosowanie takich silników w napędach pomp dużej mocy, w których obecnie stosowane są silniki indukcyjne klatkowe.



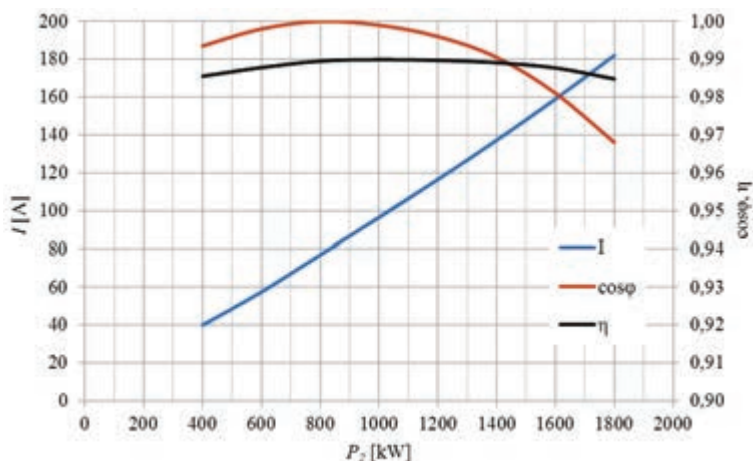
Rys. 3. Schemat poprzeczny silnika synchronicznego z magnesami trwałymi

Wykorzystując metody obliczeń MES opracowano konstrukcję silnika synchronicznego wzbudzanego magnesami trwałymi do napędu pompy dużej mocy np. pompy głównego odwodnienia kopalni. Przekrój poprzeczny modelu obliczeniowego pokazano na rysunku 3. W wirniku silnik ten ma zabudowane uzwojenia dwukłatkowe o specjalnym rozkładzie i rozmiarach prętów zapewniające uzyskanie odpowiedniej



charakterystyki rozruchowej momentu (również odpowiedni moment synchronizujący) oraz minimalizację prądu rozruchowego. Neodymowe magnesy trwałe typu N42SH umieszczone są wewnątrz wirnika w grupach w kształcie litery **W**. Obliczone wykresy charakterystyk obciążenia tego silnika pokazano na rysunku 4.

Do napędu analizowanej pompy zastosowany może być alternatywnie silnik indukcyjny typu Sh 560 H4A, który oferowany jest jako najnowszy, energooszczędny wyrób fabryki. Parametry eksploatacyjne silnika synchronicznego z magnesami trwałymi (obliczone) oraz indukcyjnego typu Sh 560 H4A (z katalogu fabrycznego) zestawiono w tabeli 1.



Rys. 4. Charakterystyki obciążenia silnika synchronicznego z magnesami trwałymi

Tabela 1. Zestawienie parametrów silnika synchronicznego z magnesami trwałymi i energooszczędnego indukcyjnego typu Sh 560 H4A

Typ silnika	$U_n$	$n_n$	$P_n$	$I_n$	$\cos\varphi$	$\eta$
	V	obr/min	kW	A	–	–
Synchroniczny z magnesami trwałymi	6 000	1500	1600	159	0,98	0,988
Indukcyjny Sh 560 H4A	6 000	1495	1600	178	0,89	0,976

### 3. ANALIZA PRACY UKŁADU POMPOWEGO

W pracy analizowana jest praca zespołu pompowego jednej z kopalń podziemnych (rys. 5) przy założeniu, że pompy napędzane są alternatywnie silnikami energooszczęd-

czędnymi: synchronicznymi wzbudzanymi magnesami trwałymi lub indukcyjnymi. Ponieważ prędkości obrotowe układu pompowego napędzanego silnikiem asynchronicznym i synchronicznym są różne to wyznaczono parametry pracy układu pompowego też są różne i wyznaczono je dla obu przypadków.

Do obliczeń założono prosty układ pompowy przedstawiony na rysunku 6, w którym przyjęto: geometryczną wysokość podnoszenia  $H_z = 720$  m, długość rurociągu  $l = 1000$  m, średnicę rurociągu  $d = 300$  mm, chropowatość rury  $e = 1$  mm. Duża chropowatość  $e$  wynika z faktu wieloletniej eksploatacji tego układu i osadzania się kamienia na ściankach rury. Analizowany układ składa się z pompy wirowej typu HK200 750×8 napędzanej przez silnik indukcyjny bądź synchroniczny z magnesami trwałymi.



Rys. 5. Widok wielostopniowej pompy odśrodkowej w głównej stacji odwadniania kopalni

Do wyznaczenia punktu pracy układu pompowego niezbędna jest znajomość charakterystyki rurociągu, która obliczonej z zależności:

$$H = H_z + \Delta h, \quad (1)$$

w której  $\Delta h$  jest wysokością strat ciśnienia wynikającą z przepływu cieczy. Wyraża się ona równaniem według metody Darcy'ego–Weisbacha [2]

$$\Delta h = rQ^2 + mQ^2. \quad (2)$$

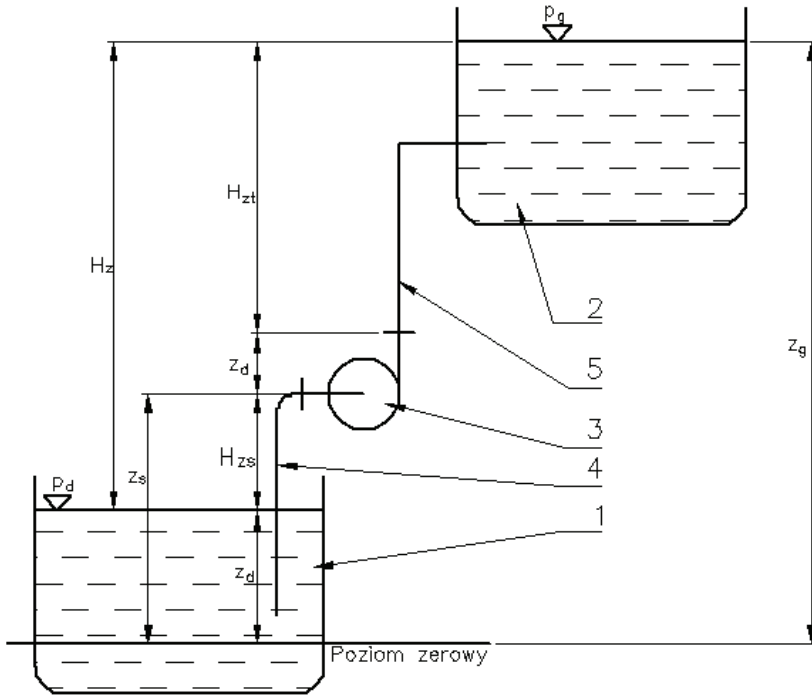
Wartości  $r$  oraz  $m$  są to zastępcze współczynniki oporów liniowych i miejscowych natomiast symbolem  $Q$  oznaczono przepływ cieczy. Opory miejscowe powstają na przeszkodach w rurociągu takich jak zawory, filtry, zwężki pomiarowe itp. Opory

liniowe powstają w wyniku tarcia płynu o ścianki rurociągu. W rozpatrywanym rurociągu pominięto wyznaczanie oporów miejscowych.

Wysokości strat ciśnienia można również obliczyć zależnością (3) przyjmując odpowiednio większą długości rurociągu

$$\Delta h = \lambda \frac{16l}{2\pi^2 g d^5} Q^2, \quad (3)$$

w której  $g$  – przyspieszenie ziemskie,  $\lambda$  – współczynnik strat liniowych.



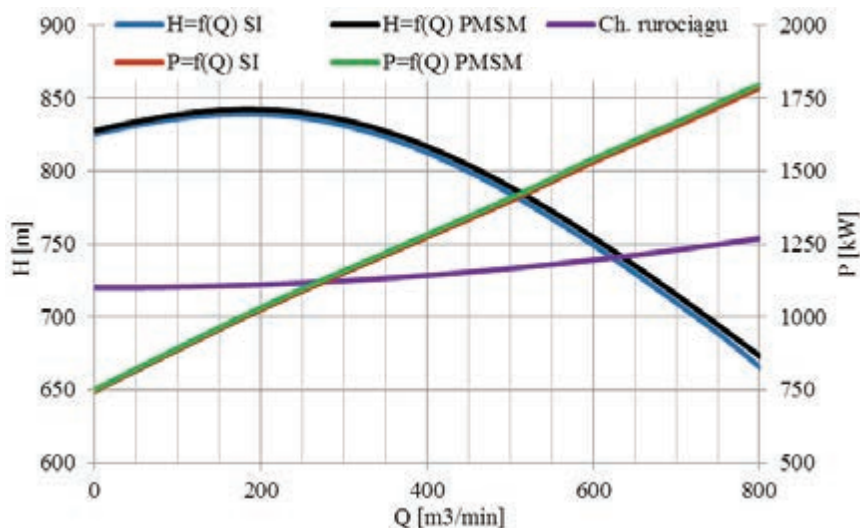
Rys. 6. Schemat analizowanego układu pompowego:

1 – zbiornik dolny, 2 – zbiornik górny, 3 – zestaw pompowy, 4 – rurociąg ssawny, 5 – rurociąg tłoczny

Współczynnik strat liniowych można obliczyć z wzoru Colebrooka–White’a

$$\lambda = \left( -2 \log \left( \frac{2,51}{\text{Re} \sqrt{\lambda}} + \frac{e}{3,72} \right) \right)^{-2}. \quad (4)$$

Efektem iteracyjnych obliczeń jest wyznaczenie charakterystyk rurociągu pokazanych na rysunku 7.



Rys. 7. Charakterystyki układu pompowego napędzanego silnikiem indukcyjnym oraz synchronicznym z magnesami trwałymi

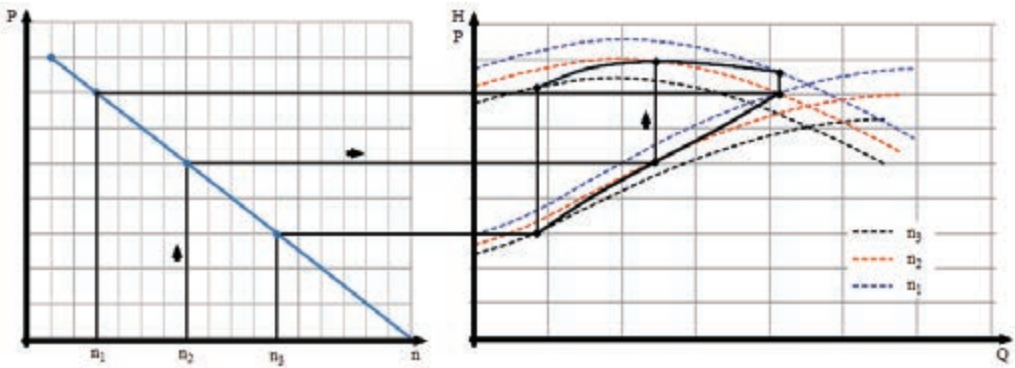
Punkt pracy zespołu dla obu typów silników napędowych wyznaczono z obliczonych charakterystyk przedstawionych na rysunku 7 [1]. W obliczeniach wykorzystano charakterystykę pompy typu HK200-750×8 podaną przez jej producenta. Zgodnie z powszechnie znanymi zależnościami, zmianę prędkości obrotowej układu można uwzględnić wg następujących zależności:

$$\frac{Q_2}{Q_1} = \frac{n_2}{n_1}, \quad (5)$$

$$\frac{H_2}{H_1} = \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2, \quad (6)$$

$$\frac{P_2}{P_1} = \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^3. \quad (7)$$

Podczas pracy układu napędzanego silnikiem synchronicznym przyjęto stałą (synchroniczną) prędkość obrotową. Obliczanie charakterystyki zestawu pompowego napędzanego silnikiem indukcyjnym jest bardziej złożone. Zmiana obciążenia powoduje zmianę prędkości obrotowej a to skutkuje pracą przy innych parametrach układu pompowego. Sposób wykreślania charakterystyk roboczych zespołu pompowego dla różnych prędkości obrotowych pokazano na rysunku 8.



Rys. 8. Sposób wyznaczania charakterystyki zespołu pompowego napędzanego silnikiem indukcyjnym

#### 4. ZUŻYCIE ENERGII I EFEKTYWNOŚĆ EKONOMICZNA ZESTAWU POMPOWEGO

Zużycie energii elektrycznej można obliczyć na podstawie charakterystyki zestawu pompowego (rys. 7). Punkt pracy zestawu pompowego (wysokość pompowania cieczy  $H$  i przepływu  $Q$ ) określa się jako punkt przecięcia się charakterystyki rurociągu z charakterystyką wysokości pompowania zestawu. Dla wyznaczonego natężenia przepływu  $Q$ , moc  $P_s$  pobieraną przez pompę odczytuje się z charakterystyki mocy. Wyznaczoną moc pobieraną przez pompę  $P_s$  należy podzielić przez współczynnik sprawności silnika napędowego i dodać straty elektryczne w układzie zasilającym. Obliczona moc elektryczna pobierana przez zespół napędowy wynosi

$$P_{el} = \frac{P_s}{\eta} + RI^2. \quad (8)$$

Jednostkowe zużycie mocy elektrycznej, tj. moc potrzebna do wypompowania  $1 \text{ m}^3$  wody wyraża się zależnością

$$e_j = \frac{P_{el}}{Q}. \quad (9)$$

W pracy podjęto próbę obliczenia efektywności wynikającej z zastosowania silnika synchronicznego wzbudzanego magnesami trwałymi o większej sprawności.

Na podstawie informacji uzyskanych u producentów maszyn elektrycznych cena silnika synchronicznego z magnesami trwałymi jest większa o ok. 50 000 zł od porównywalnego energooszczędnego silnika indukcyjnego.

Objętość wody, która musi być wypompowana by skompensować dodatkowe koszty zakupu silnika synchronicznego i opłatę za zużytą energię, opisana jest zależnością

$$V = \frac{50000}{(e_{j1} - e_{j2})c} \quad (10)$$

w której  $e_{j1}$ ,  $e_{j2}$  – jednostkowe zużycie energii dla silnika indukcyjnego oraz synchronicznego,  $c$  – koszt energii elektrycznej (przyjęto cenę energii elektrycznej w KGHM Polska Miedź równą 0,26 zł/kWh).

Przepływy w obu zestawach są różne dlatego czasy potrzebne do wypompowania określonej objętości cieczy są inne dla napędu z silnikiem indukcyjnym oraz silnikiem synchronicznym. Czasy te można obliczyć z zależności:

$$t_i = \frac{V}{Q_i} \quad (11)$$

W tabeli 2 pokazano obliczone czasy pracy zestawów pompowych potrzebne na wypompowanie określonej objętości cieczy. Zastosowanie silnika synchronicznego z magnesami trwałymi zmniejsza jednostkowe zużycie energii ok. 1,5% a jednocześnie sprawność zestawu pompowego wzrasta o 0,3 punktu procentowego.

Tabela 2. Obliczenie czasu wypompowania określonej objętości cieczy przez zestawy pompowe z różnymi silnikami napędowymi

Rodzaj silnika	$Q$	$H$	$P_{el}$	$\eta_{pompy}$	$e_j$	$t$	$V$
	m <sup>3</sup> /h	m	kW	%	kWh/m <sup>3</sup>	h	m <sup>3</sup>
Indukcyjny Sh 560 H4A	623,0	740,5	1612	80,8	2,60	7447	4 639 627
Synchroniczny z magnesami trwałymi	635,5	741,3	1618	81,1	2,55	7301	

## 5. WNIOSKI

Na podstawie wyników obliczeń można stwierdzić, że zastosowanie silników synchronicznych z magnesami trwałymi umożliwia uzyskanie znacznych oszczędności energii elektrycznej w procesie pompowania cieczy.

Zastosowany silnik synchroniczny z magnesami trwałymi pobiera mniejszy prąd o ok. 8% ( $\cos\varphi \approx 1$ ,  $\eta = 0,988$ ) od silnika indukcyjnego. Uwzględniając straty

w transformatorze oraz straty przesyłu energii elektrycznej (linia kablowa długości około 1500 m) zastosowanie silnika synchronicznego zmniejsza straty całkowite o ok. 16%.

Należy zwrócić uwagę, że kablami szybowymi, przy takim samym ich wykorzystaniu można przesłać większą moc czynną do podziemi kopalni.

#### LITERATURA

- [1] JEĐRAL W., *Pompy Wirowe*, Wydawnictwo naukowe PWN, Warszawa 2001.
- [2] SKOWROŃSKI M., *Układy pompowe*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2009.
- [3] ZAWILAK J., ZAWILAK T., *Energooszczędne silniki synchroniczne z magnesami trwałymi o rozruchu bezpośrednim*, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, Politechniki Wrocławskiej, 2013.
- [4] ZAWILAK T., *Utilizing the deep bar effect in direct on line start of permanent magnet machines*, Przegląd Elektrotechniczny, 2013, Vol. 89, No. 2b, 177–179.
- [5] ZAWILAK J., ZAWILAK T., *Energooszczędne silniki synchroniczne z magnesami trwałymi*, Napędy i Sterowanie, 2014, vol. 16, nr 2, 102–105.
- [6] ZAWILAK J., ZAWILAK T., *Energooszczędne silniki synchroniczne z magnesami trwałymi o rozruchu bezpośrednim*, Górnictwo Odkrywkowe, 2014, vol. 55, nr 1, 29–33.
- [7] ZAWILAK J., ZAWILAK T., *Silniki synchroniczne z magnesami trwałymi o dużej sprawności*, Przegląd Elektrotechniczny, 2014, vol. 90, nr 1, 224–226.

#### ENERGY-SAVING ELECTRIC MOTORS AS A DRIVE OF CENTRIFUGAL PUMPS

In this paper is presented model of permanent magnet synchronous motor suitable for drive of pump in main mine's pump station. Properties of modelled machine are compared to energy-saving induction motor. There are presented calculations of operating point for both types of drive and characteristic values of process of pumping are compared. On the basis of given results are presented advantages of application PMSM instead of high-efficient induction motor.

*prąd, indukcyjny przetwornik prądu*

Daniel DUSZA\*, Łukasz MISZTALEWSKI

## **PŁASKIE PRZETWORNIKI PRĄDU**

Przedstawiono przetwornik indukcyjny prądu w postaci dwóch płaskich cewek połączonych szeregowo i zgodnie obejmujących strumień wytwarzany przez prąd płynący w szynie. Wykonano i przeprowadzono badania przetwornika składającego się z cewek nawiniętych drutem oraz cewek wykonanych w technologii PCB. Przedstawiono wyniki błęd przetwarzania w odniesieniu do wyników uzyskanych z rezystora wzorcowego oraz wyniki badań wpływu zewnętrznych pól magnetycznych na dokładność przetwarzania.

### 1. WSTĘP

Energia w systemie elektroenergetycznym jest przenoszona przez prąd w przewodach, których potencjały znacznie różnią się od potencjału zerowego. Czujnik prądu sieciowego musi więc przede wszystkim zapewnić izolację galwaniczną obwodu sygnałowego od obwodu prądowego. Naturalną izolację galwaniczną otrzymuje się przez indukcyjne sprzężenie obwodów.

Do przetwarzania prądu sieciowego powszechnie stosuje się przekładniki prądowe. W przekładniku prądowym obwody są sprzężone przez strumień magnetyczny zamykający się w magnetowodzie ferromagnetycznym. Prąd w obwodzie sygnałowym (wtórny) jest w przybliżeniu proporcjonalny do prądu przetwarzanego (pierwotnego). Błąd przetwarzania (proporcjonalności) jest spowodowany przez prąd polaryzacji, który jest konieczny do wytworzenia strumienia magnetycznego w magnetowodzie ferromagnetycznym. Prąd polaryzacji, a więc i błąd przetwarzania zależy głównie od przenikalności magnetowodu i parametrów przekładnika. Przekładnik prądowy ma ograniczony zakres liniowości, wąskie pasmo przenoszonych częstotliwości, w ogóle nie przenosi składowej stałej prądu.

W przetworniku indukcyjnym obwody są sprzężone przez strumień magnetyczny proporcjonalny do przetwarzanego prądu. Sygnał indukowany w obwodzie wyjścio-

---

\* Politechnika Wroclawska, Katedra Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: daniel.dusza@pwr.edu.pl



wym przetwornika jest dokładnie proporcjonalny do pochodnej prądu, a współczynnik proporcjonalności jest stały dla dowolnych wartości prądu w szerokim paśmie częstotliwości.

Przetworniki indukcyjne są stosowane do przetwarzania prądu sieciowego, w postaci cewki Rogowskiego [1], którą można objąć przewody wiodące prąd. Cewka Rogowskiego nie zapewnia jednak dokładnie równomiernego rozłożenia zwojów na zamkniętym obwodzie, co powoduje, że w uzwojeniu mogą się indukować obce sygnały pochodzące od pól zakłócających. Obecnie trwają intensywne badania nad przetwornikami prądu wykonanymi w technologii PCB [2–7], jednakże rozwiązania te nie zawsze nadają się do pomiarów prądu o częstotliwości przemysłowej, bądź są ekonomicznie nieuzasadnione. W niniejszej pracy przedstawiono czujnik indukcyjny w postaci cewki płaskiej reprezentowanej przez odpowiednio ułożone ścieżki na obwodzie drukowanym oraz w postaci cewki płaskiej nawiniętej na laminacie, która jest odpowiednikiem obwodu drukowanego.

## 2. KONSTRUKCJE

W prezentowanych poniżej rozwiązaniach ważne jest zamknięcie obwodu magnetycznego w celu pełnego objęcia strumienia magnetycznego wytwarzanego przez badany przewodnik z prądem. W tym celu połączono szeregowo (zgodnie) dwie cewki i przyłożono każdą z cewek po przeciwnych stronach cienkiej taśmy miedzianej, przez którą płynął prąd. Grubość taśmy i laminatu (1 mm) jest na tyle mała, że rozproszenie strumienia na krawędziach miedzianej taśmy można pominąć.

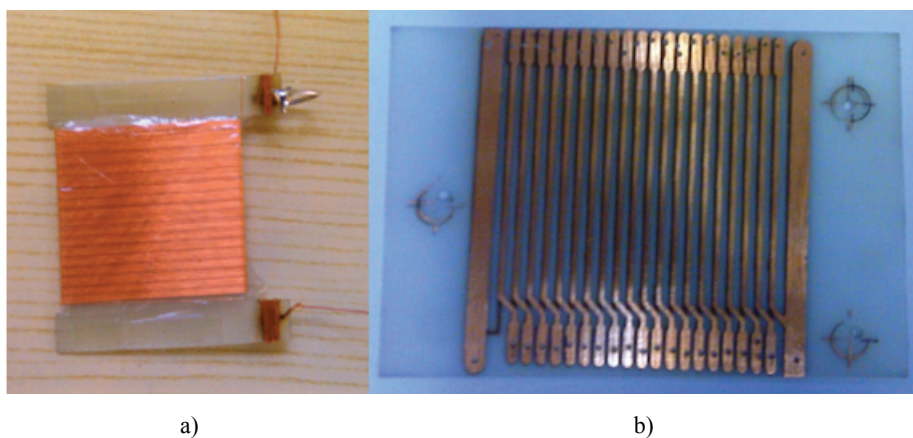
### 2.1. PRZETWORNIK PCB

Ze względu na to, że przy pomiarach prądu metodą zaproponowaną w niniejszej pracy duży wpływ na pomiar mają zakłócenia, które zmieniają rozkład pola magnetycznego i które indukują w cewkach siłę elektromagnetyczną, należało zadbać o minimalizację tego problemu. W tym celu każda ścieżka po jednej stronie laminatu jest odbiciem lustrzanym ścieżki po drugiej stronie laminatu. Ścieżki obwodu pomiarowego mają stały względem siebie odstęp, stałą szerokość ścieżki i stałą grubość warstwy miedzi. Ścieżki obwodu prądowego mają stałą szerokość i grubość warstwy miedzi. Przy pomiarach prądu cewką Rogowskiego istotna jest indukowana SEM w obwodzie pomiarowym, która jest proporcjonalna do pochodnej prądu. Ważne zatem, jest symetryczne umiejscowienie ścieżek oraz wzmocnienie tego sygnału poprzez utworzenie dużej liczby zwojów. W przetworniku prądowym wykonanym w technologii PCB (rys. 1b) zastosowano ścieżki o szerokości 0,8 mm imitując układ złożony z nawiniętych cewek Rogowskiego. Powyższy przetwornik został wykonany w taki sposób, że na każdej stronie płytki znajduje się połowa jednego zwoju, a obie połówki są zwarte

dzięki metalizowanej przelotce. Szerokość ścieżki wynosi 0,3 mm, otwory przelotek (pomiędzy połówkami zwojów) mają średnicę 0,4 mm a na początku i końcu uzwojenia mają szerokość 0,8 mm.

## 2.2. CEWKA PŁASKA

Zastosowano również przetwornik prądowy wykonany z nawiniętego maszynowo drutu na karkas z laminatu. Wykonany przetwornik składa się z 220 zwojów wykonanych z drutu miedzianego o średnicy 0,07 mm (rys. 1a). Szkic przetwornika obrazuje rysunek 2.



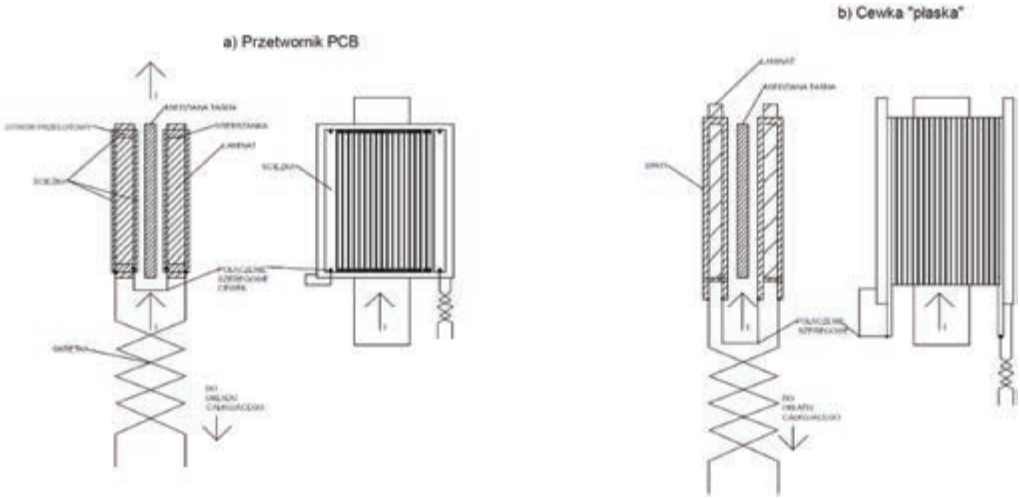
Rys. 1. Przetwornik prądowy: a) cewka płaska, b) wersja PCB

Sygnal wyjściowy  $e(t)$  z czujnika indukcyjnego jest proporcjonalny do pochodnej mierzonego prądu. Po scałkowaniu tego sygnału w granicy połowy okresu otrzymamy wartość średnią indukowanego w cewkach przetwornika sygnału napięciowego proporcjonalnego do wartości maksymalnej prądu [8]:

$$\bar{E} = \frac{2}{T} N \mu S l \int_0^{\frac{T}{2}} -d(i(t)) = 2 f N \mu S \frac{1}{l} \left( - \left[ i \left( \frac{T}{2} \right) - i(\mathbf{0}) \right] \right). \quad (1)$$

Zakłada się, że wektor indukcji pola magnetycznego jest prostopadły do powierzchni  $S$ . Powierzchnia  $S$  jest powierzchnią objętą przez nawiniętą cewkę. W związku z tym, iż cewka jest nawinięta na laminat PCB, to powierzchnia  $S$  równa jest przekrojowi prostokątnemu tego laminatu o bokach  $a$  (grubość) i  $b$  (szerokość), długość  $l$  jest równa wymiarowi  $2 \cdot b$  (połączone szeregowo dwie cewki płaskie),  $N$  jest suma-

ryczną liczbą zwojów,  $\psi$  jest jednostkowym (przypadającym na jeden zwoj) strumieniem pola magnetycznego.



Rys. 2. Szkic przetwornika prądowego a) PCB, b) cewka płaska

W sieciach elektroenergetycznych przebiegi czasowe prądów spełniają warunek nieparzystości funkcji ciągłej. W związku z powyższymi można zapisać równanie (1) w postaci:

$$\bar{E} = 4fN\mu S \frac{1}{l} I_{\max} = 4fN\psi_{\max}. \quad (2)$$

Wartość skuteczna napięcia na wyjściu układu całkującego:

$$E = 1,11\bar{E}. \quad (3)$$

Wartość skuteczną prądu można wyznaczyć z zależności (2) i (3):

$$I = \frac{El}{4fN\mu S}. \quad (4)$$

Aby wykazać zmianę wartości sygnału wyjściowego z badanego przetwornika przeprowadzono symulację wykonując obliczenia zgodnie ze wzorem (2) dla różnych wartości częstotliwości badanego sygnału oraz liczby zwojów przetwornika w funkcji sygnału mierzonego. Wyniki symulacji zaprezentowano na rysunkach 3 i 4.

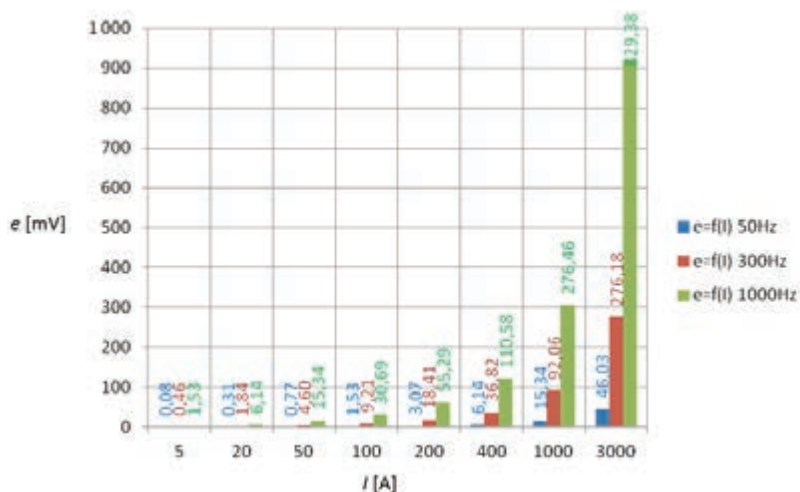
Z przeprowadzonej symulacji wynika, że wraz z zwiększaniem częstotliwości mierzonego sygnału (w tym wypadku prądu) oraz liczby zwojów, zwiększeniu ulega in-

dukowane napięcie na zaciskach wyjściowych przetwornika a tym samym powinna zwiększyć się jego czułość. Symulację przeprowadzono dla parametrów prototypu przetwornika opartego na technologii PCB:

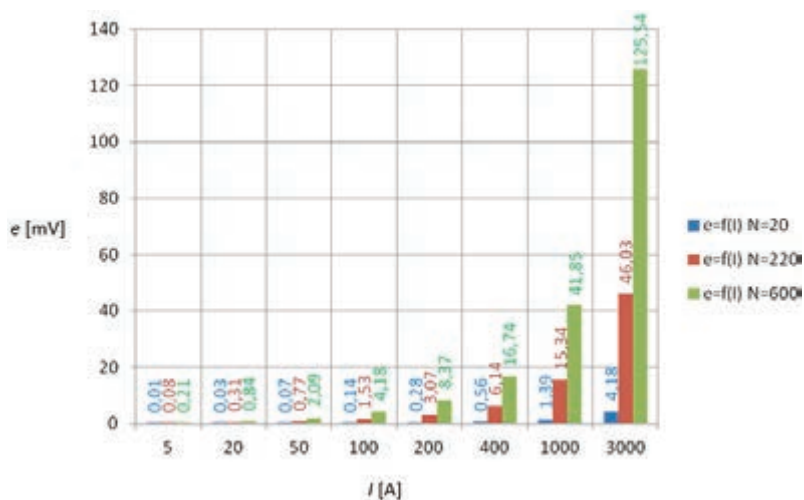
$$a = 0,0005 \text{ m}, b = 0,025 \text{ m},$$

$$N \text{ (jednego przetwornika)} = 220 \text{ zwojów},$$

$$\mu = 1,25564 \cdot 10^{-6} \text{ H/m}.$$



Rys. 3. Zmiany napięcia indukowanego  $e$  w funkcji częstotliwości,  $N = 220$  zwojów



Rys. 4. Zmiany napięcia indukowanego  $e$  w funkcji liczby zwojów przetwornika,  $f = 50$  Hz

### 3. WYNIKI BADAŃ

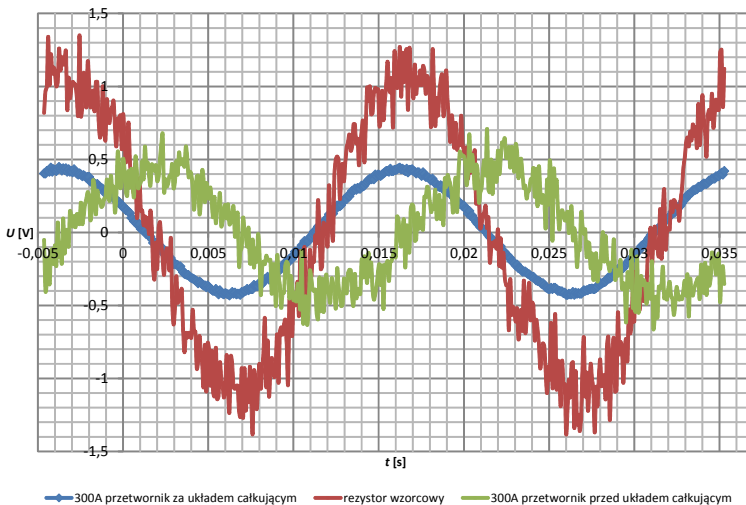
Układ pomiarowy składał się z autotransformatora oraz transformatora separacyjnego połączonych równolegle. Po stronie wtórnej transformatora separacyjnego włączono szeregowo dławik wraz z ruchomą zworą, badany przetwornik umieszczony na miedzianej szynie, giętka cewka Rogowskiego oraz rezystor wzorcowy 600 A 150 mV, który zamykał obwód.

Badania przeprowadzono dla przebiegów sinusoidalnych jak i dla odkształconych. Podczas badania sygnałów wyjściowych z układów całkujących zmieniano wartość prądu pierwotnego w zakresie 50 A÷400 A (dla prądu nieodkształconego) oraz w zakresie 10 A÷150 A dla prądów odkształconych. Ograniczenia zakresu prądowego są spowodowane zastosowaną budową stanowiska laboratoryjnego.

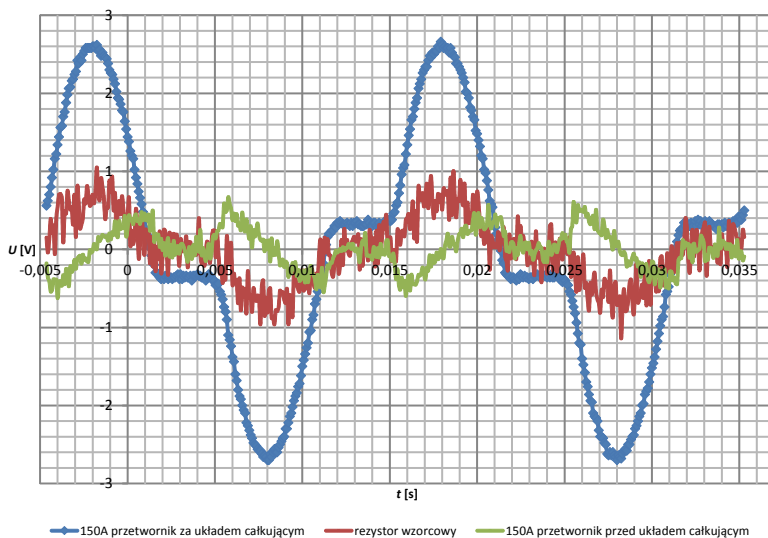
Podczas tego badania zakładano na szynę prądową dwa szeregowo (zgodnie) połączone przetworniki tak, aby szyna znajdowała się między nimi a pole było prostopadłe do powierzchni ograniczonej obwodem cewki, zgodnie z prawem Ampera. Przetworniki przylegały dokładnie do powierzchni szyny.

#### 3.1. BADANIE SYGNAŁU WYJŚCIOWEGO PRZETWORNIKA

Na rysunku 5 przedstawiono wyniki przeprowadzonych badań dla dwóch szeregowo i zgodnie połączonych przetworników prądu w formie cewki płaskiej nawiniętej drutem na karkas z laminatu dla sygnału sinusoidalnego. Na rysunku 6 pokazano natomiast przebiegi sygnałów dla prądu odkształconego.



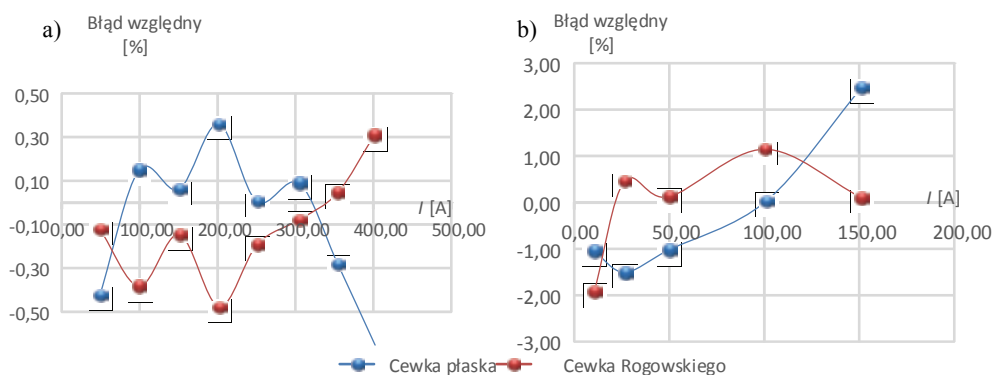
Rys. 5. Przebiegi napięć na wyjściu układu całkującego z przetwornikiem nawiniętym drutem, prąd 300 A



Rys. 6. Przebiegi napięć na wyjściu analogowego układu całkującego z przetwornikiem nawiniętym drutem, prąd 150 A

Poniżej przedstawiono wykresy błędu przetwarzania sygnału prądowego przez badany przetwornik i cewkę Rogowskiego w funkcji prądu bocznika dla sygnału sinusoidalnego i odkształconego. Błąd liczono według poniższej zależności:

$$\delta I_R = \frac{I_{\text{cewki}} - I_{\text{bocznika}}}{I_{\text{bocznika}}} \cdot 100\% . \quad (5)$$



Rys. 7. Błąd względny przetwarzania sygnału prądowego, badany przetwornik o  $N = 220$  zwojów: a) przebieg sinusoidalny, b) przebieg odkształcony

Obydwa przetworniki charakteryzują się liniowością w przetwarzaniu mierzonego sygnału.

### 3.2. WPŁYW ZAKŁÓCEŃ

Normalną pracę przetwornika obrazuje rysunek 2, gdzie dwie cewki płaskie połączone są szeregowo i zgodnie i obejmują przewód (szynę) wiodący prąd. W celu określenia wpływu zewnętrznych pól magnetycznych na sygnał wejściowy wystarczające jest, aby przetwornik umieścić w pobliżu przewodu wiodącego prąd o takiej samej wartości jak w normalnej pracy przetwornika i odczytać wartości napięć indukowanych na wyjściu układu przetwornika. W idealnym przetworniku wartość ta powinna wynosić zero. Podczas pomiarów zauważono, że umieszczenie jednej cewki o liczbie zwojów  $N = 20$  kierunkiem nawijania uzwojeń zgodnie z kierunkiem wirowania pola magnetycznego pochodzącego od przewodu wiodącego prąd powoduje, że sygnał indukowany na wyjściu przetwornika jest przesunięty o 180 stopni względem poprzednich pomiarów przy użyciu dwóch przetworników połączonych szeregowo i zgodnie. W tabeli 1 przedstawiono wpływ zakłóceń na indukowane napięcie na zaciskach wyjściowych przetwornika prądowego mierzącego sygnał prądowy na przewodzącej szynie.

Tabela 1. Wpływ zakłóceń

$N$	$I$	$U$	Umieszczenie przetwornika
zw.	A	mV	–
220	400	4,0	przy szynie
220	200	3,2	przy szynie
220	200	3,3	odległość na grubość laminatu ( $a$ )
220	200	3,8	$2x a$
220	400	5,0	$2x a$
20	200	720	przy szynie

Wpływ zakłóceń na przetwornik o liczbie zwojów  $N = 220$  oraz nawiniętym uzwojeniu jest niewielki i podczas umieszczania przetwornika na szynie i w różnych odległościach od niej był praktycznie stały i średnio wyniósł 3,9 mV wartości sygnału indukowanego na zaciskach wyjściowych układu całkowitego, podczas gdy dla przetwornika PCB o liczbie zwojów  $N = 20$  ten sam sygnał wyniósł 720 mV, co potwierdza, że liczba zwojów ma wpływ na odpowiednie zamknięcie się strumienia magnetycznego pochodzącego od mierzonego prądu. Przetworniki o małej liczbie zwojów i nie obejmujące dokładnie szyny przewodzącej prąd charakteryzują się dużą wrażliwością na zakłócenia od zewnętrznych pól magnetycznych.

#### 4. WNIOSKI

Zastosowany w pomiarach przetwornik charakteryzuje się małym błędem przetwarzania w zakresie badanych prądów sinusoidalnych (0,5%), natomiast w zakresie prądów odkształconych błąd jest mniejszy niż 2%. Za pomocą badanego przetwornika uzyskuje się wyższe wartości sygnału pomiarowego niż za pomocą giętkiej cewki Rogowskiego.

Z przeprowadzonych doświadczeń wynika, że na wartość, kształt i jakość uzyskanego sygnału wpływ mają nie tylko liczba zwojów, ich równomierne i symetryczne ułożenie czy odpowiednie zamknięcie obwodu magnetycznego ale także poprawnie zaprojektowany układ całujący. W pracy wykorzystano analogowy układ całujący wykorzystywany w giętkich cewkach Rogowskiego firmy Fluke. Przetwornik PCB o mniejszej liczbie zwojów charakteryzował się mniejszym błędem przetwarzania w zakresie prądu odkształconego i podobnym błędem w zakresie prądu sinusoidalnego w stosunku do przetwornika płaskiego o liczbie zwojów 220, natomiast okazał się bardzo wrażliwy na zakłócenia pochodzące od zewnętrznego pola magnetycznego.

Obwody drukowane w stosunku do tradycyjnie wykonywanych uzwojeń do przetworników mają istotne wady. Umożliwiają stosunkowo małą gęstość uzwojenia ( $N/l$ ,  $N$  – liczba uzwojeń,  $l$  – długość karkasu) w stosunku do przetworników nawiniętych drutem. Prowadzone są prace nad frezowaniem ścieżek przewodzących w laminacie za pomocą głowic frezarskich (takie ścieżki zalewane są odpowiednim stopem). Takie rozwiązanie jest jednak nadal zbyt drogie i pracochłonne oraz nie umożliwia tworzenia giętkich ścieżek, dlatego też obecnie nie ma możliwości ekonomicznego zwiększenia gęstości liczby uzwojeń poprzez ich bardzo bliskie rozmieszczenie obok siebie. Zastosowanie technologii PCB ma uzasadnienie dla wyższych wartości częstotliwości, natomiast dla częstotliwości przemysłowej rozsądniejsze (ze względów ekonomicznych) wydaje się stosowanie cewek płaskich nawiniętych drutem miedzianym o określonej średnicy.

#### LITERATURA

- [1] NOWAK J., *Przetwarzanie wielkości charakteryzujących pole magnetyczne*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2005, 21–22.
- [2] CHEN QING, LI HONG-BIN, CHEN XIAO, DENG YIN, LIU YAN-BIN, *PCB Rogowski Sensor Designs for Plasma Current Measurement*, CEEE of Huazhong University of Science and Technology, Fusion Engineering, SOFE 2007, 17–21 June 2007, IEEE 22nd Symposium, Albuquerque, NM, 1–4.
- [3] CHU XIANGHU, ZENG XIANGJUN, DENG FENG, LI LING, *Novel PCB Sensor based on Rogowski Coil for Transmission Lines Fault Detection*, Power & Energy Society General Meeting, 26–30 July 2009, PES '09, IEEE, Calgary, AB, 1–4.



- [4] BASCHIROTTO A., DALLAGO E., MALCOVATI P., MARCHESI M., VENCHI G., ROSSINI A., *Multilayer PCB Planar Fluxgate Magnetic Sensor*, Research in Microelectronics and Electronics Ph.D., Otranto, 2006, 413–416.
- [5] RIPKA P., KUBIK J., DUFFY M., HURLEY W. G., O'REILLY S., *Current Sensor in PCB Technology*, Sensor Journal, IEEE, Vol. 5, Iss. 3, June 2005, 433–438.
- [6] DAMNJANOVIC M.S., ZIVANOV L.D., NAGY L.F., DJURIC S.M., BIBERDZIC B.N., *A Novel Approach to Extending the Linearity Range of Displacement Inductive Sensor*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 44, No. 11, November 2008.
- [7] SZKÓŁKA S., *Cewka Rogowskiego w układzie pomiarowym mocy czynnej w obwodach nieliniowych*, Przegląd Elektrotechniczny, vol. 87, nr 9a, 2011, 353–355.

#### PLANAR CURRENT TRANSDUCERS

The paper presents the inductive current sensor in form of two planar coils connected in series and in accordance covering flux produced by the current flowing in a rail. Transducer was done and tested in form of two flat coils made from a wire-wound coils and the coils made in PCB technology. The results of the processing error in relation to the results obtained from the standard resistor and testing results of external magnetic fields effects on processing accuracy.

*karta pomiarowa, mostek tensometryczny*

Krzysztof PODLEJSKI\*, Radosław GAC\*

## KARTA POMIAROWA DO MOSTKA TENSOMETRYCZNEGO

Dostępnych jest wiele kart akwizycji danych pomiarowych. Jednak tylko część z nich posiada układy umożliwiające współpracę z tensometrami lub mostkami tensometrycznymi. Z kart przystosowanych do wykonywania pomiarów z wykorzystaniem tensometrów tylko nieliczne umożliwiają komunikację przez port USB dostępny niemal w każdym komputerze. Przykładami takich kart pomiarowych są: ADT42 firmy WObit [1] lub NI 9237 Measurement Bundle firmy National Instruments [2]. Wyrafinowane cechy metrologiczne tych kart wpływają na ich wysokie ceny. W praktyce dydaktycznej potrzebne są karty pomiarowe o mniejszej dokładności i częstotliwości próbkowania, ale umożliwiające poznanie zagadnień związanych z badaniami tensometrycznymi. W artykule opisano zaprojektowaną i zrealizowaną kartę pomiarową z portem USB, do mostków tensometrycznych ARAP AR201-50 i K200-K-50N-0000 oraz przykładowe wyniki badań. Dodatkowo napisano aplikację w środowisku LabVIEW do wizualizacji wyników pomiarów.

### 1. WPROWADZENIE

Podstawowe parametry mostków: AR201-50 i K200-K-50N (zakres pomiarowy, przeciążenie użytkowe i graniczne, stała charakterystyczna, rezystancja wejścia i wyjścia, napięcie zasilania) oraz wymagana komunikacja z komputerem za pomocą portu USB określają wymagania na układ kondycjonowania sygnału wyjściowego z mostka tensometrycznego i układ komunikacji. Przyjęto także wykorzystanie portu USB do zasilania karty i mostka. Wstępnie założono, że niedokładność karty będzie wynosiła około 1%.

Napięcia wyjściowe mostków pomiarowych dla znamionowej wartości siły wynoszą: 10 mV dla AR201-50 oraz 20 mV dla K200-50N przy zasilaniu znamionowym. Tak małe

---

\* Politechnika Wroclawska, Katedra Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-370 Wrocław, e-mail: krzysztof.podlejski@pwr.wroc.pl

wartości napięć wymagają zastosowania na wejściu karty układu wzmacniacza różnicowego.

Analiza funkcjonalności, łatwości programowania, poboru mocy, możliwości rozbudowy karty i kosztów skłoniła autorów do wybrania mikrokontrolera ATmega 16 firmy Atmel [3], jako jednostki głównej karty pomiarowej. Mikrokontroler ten zawiera 10 bitowy analogowo-cyfrowy przetwornik kompensacyjny oraz programowany wzmacniacz o maksymalnym wzmocnieniu 46 dB, ale jego wykorzystanie powoduje zmniejszenie rozdzielczości przetwarzania. Korzystniejszym rozwiązaniem jest zastosowanie dodatkowego wzmacniacza różnicowego.

Założono, że komunikacja USB zrealizowana będzie przez program mikrokontrolera wykorzystujący odpowiednie biblioteki z dodatkowym układem elektronicznym dostosowującym poziomy napięć oraz ograniczającym wartości prądów w celu ochrony mikrokontrolera i portu.

## 2. REALIZACJA KARTY POMIAROWEJ

Główną rolą układu zasilania jest dostarczenie niezbędnej wartości prądu. Założono wykorzystanie energii dostarczanej z portu USB. Zgodnie ze specyfikacją USB urządzenia zasilane z portu mogą pobierać do 500 mA na gniazdo. Jest to maksymalna wartość natężenia prądu do zasilania karty pomiarowej oraz mostka tensometrycznego z rezystancją wejściową 350  $\Omega$ .

W układzie zasilania zastosowano inwerter napięcia niezbędny do zasilania wzmacniacza operacyjnego kondycjonowania sygnału. Ze względu na niską wydajność prądową układu inwertera zdecydowano o zasilaniu mostka tensometrycznego napięciem o wartości 5 V. Dla mostka pomiarowego o rezystancji wejściowej 350  $\Omega$  zasilanego napięciem o wartości 10 V pobierany prąd ma wartość około 28 mA. Taka wartość prądu wpływa na niestabilność pracy inwertera.

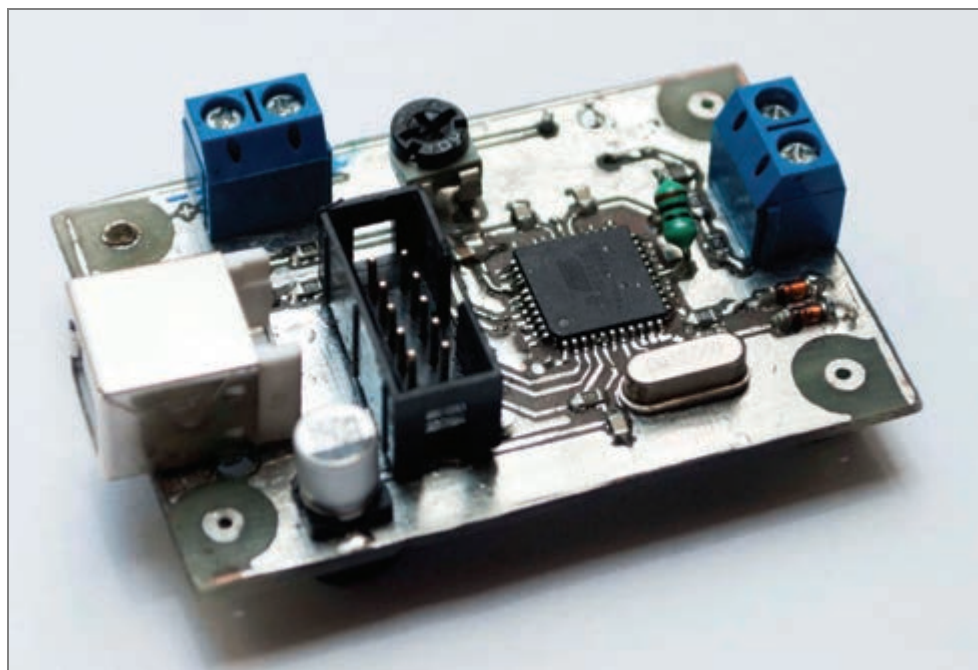
Cały proces komunikacji realizowany jest przez program mikrokontrolera wykorzystujący odpowiednie biblioteki. Układ elektroniczny ma za zadanie dostosowanie poziomów napięć oraz ograniczenie wartości prądów w celu ochrony mikrokontrolera i portu.

Układ kondycjonowania sygnałów z mostka tensometrycznego został wykonany na bazie wzmacniacza pomiarowego AD620C [4]. Wymagana wartość wzmocnienia równa 301 została obliczona przy uwzględnieniu wartości granicznego przeciążenia mostka tensometrycznego. Zastosowano filtr dolnoprzepustowy o częstotliwości granicznej 7,2 kHz ograniczający szумы o dużej częstotliwości oraz eliminujący zjawiska aliasingu. Maksymalna częstotliwość taktowania przetwornika analogowo-cyfrowego w mikrokontrolerze wynosi 200 kHz. Ze względu na użyty rezonator kwarcowy o częstotliwości 12 MHz konieczne było wykorzystanie preskalera.

W celu wykorzystania jak największego zakresu pomiaru napięcia, napięcie odniesienia przetwornika analogowo-cyfrowego mikrokontrolera zostało ustawione na wewnętrzną wartość 2,56 V

Program realizowany przez mikrokontroler został napisany w języku C dla AVR. Do realizacji komunikacji na poziomie oprogramowania wykorzystano bibliotekę V-USB. Rozwiązanie takie umożliwia uzyskanie prędkości transmisji danych o wartości 1,5 Mb/s i jest w całości zgodne ze standardem USB 1.1. Jako Identyfikator sprzętu i producenta są ustawione odpowiednio PID = 0x05dc oraz VID = 0x16C0. Identyfikatory te są przeznaczone do bezpłatnego użytku przy wykorzystaniu sterownika opartego o libusb (libusb-win32) [5], [6].

Dla opracowanego układu została zaprojektowana i wykonana płytką drukowaną. Zaprojektowana płytką drukowaną jest dwuwarstwowa, a użyte elementy w większości wykonane w technologii SMT (rys. 1).



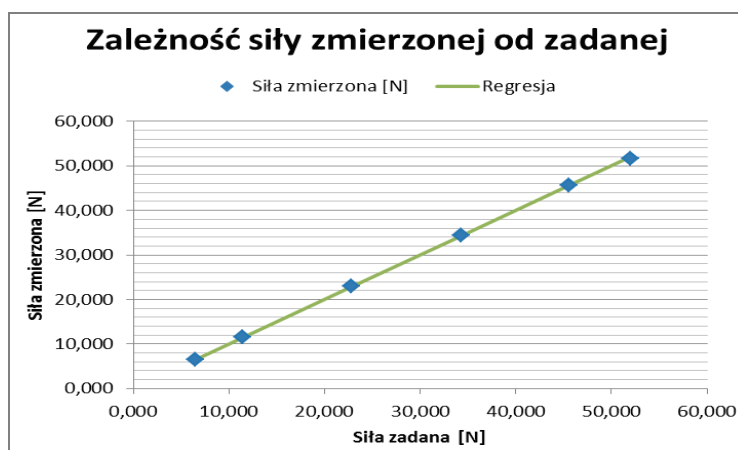
Rys. 1. Widok karty pomiarowej

Do prezentacji wyników pomiarów została wykonana aplikacja w środowisku LabVIEW (rys. 2).

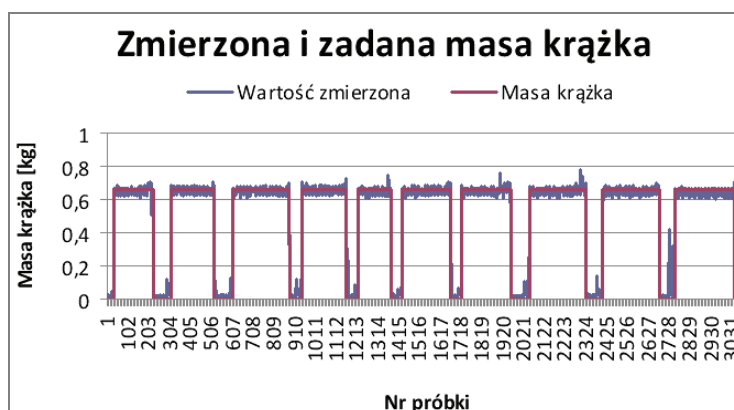
Wykorzystanie sterownika przygotowanego za pomocą kreatora dostarczonego z NI-VISA umożliwia aplikacji komunikowanie się z kartą pomiarową za pomocą standardowych bloków środowiska LabVIEW.



oraz powtarzalność pomiarów. Sygnał wyjściowy z mostka tensometrycznego próbkowany był, co 50 ms, a dla każdego położenia krążka zostało zebrane ponad 100 próbek. Przykładowe wyniki pomiarów otrzymane dla krążka o masie 0,659 kg przedstawiono na rysunku 4. Piki w przebiegu sygnału zmierzonego wynikają z drgań pręta przenoszącego nacisk na mostek podczas wkładania krążków. Na poziomie wartości „zero” na osi Y widoczne są także piki sygnału powodowane opuszczaniem krążka. Dla każdego zestawu próbek została wyliczona wartość średnia, odchylenie standardowe, wariancja oraz niepewność standardowa i rozszerzona typu A. Dla krążka o masie 0,659 kg niepewność rozszerzona względna wynosi 0,27% a dla pozostałych krążków jest mniejsza od 0,20% (dla  $p = 0,95$ ).

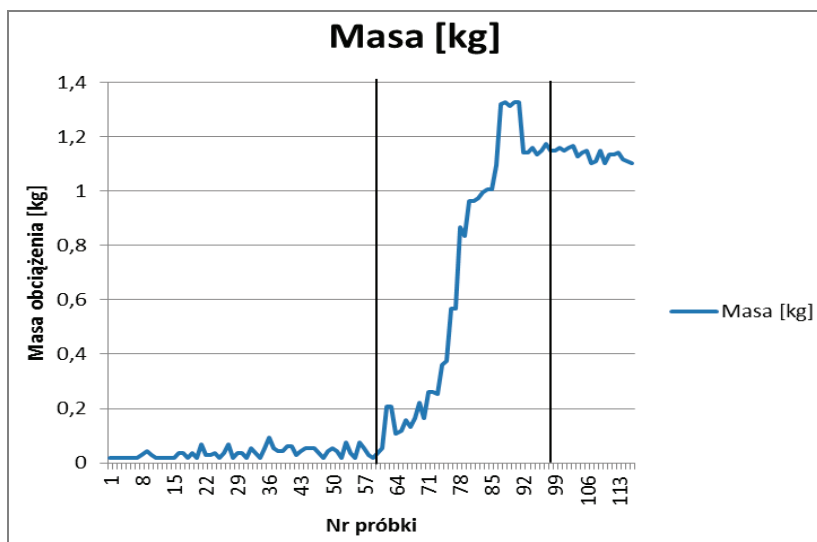


Rys. 3. Zależność siły zmierzonej od zadanej dla pojedynczych pomiarów



Rys. 4. Przykładowa seria pomiarów

Przy opuszczaniu krążka na platformę układu pomiarowego AR201-50 występuje przewartościowanie mierzonej masy. Wynika to z uderzenia sprężystego po opuszczeniu krążka oraz z reakcji tensometru. Przykład takiego przewartościowania został przedstawiony na rysunku 5. Pomiar przeregulowania został zarejestrowany przy próbkowaniu, co 1 ms.



Rys. 5. Zjawiska dynamiczne przy opuszczaniu krążka

Zaznaczone na rysunku 5 „przewartościowanie” masy krążka oraz czas narostu mierzonej wartości trwa około 40 próbek, co odpowiada odcinkowi czasu 40 ms. Samo przewartościowanie trwa około 5 ms.

Maksymalna wartość błędu systematycznego układu złożonego z mostka pomiarowego i karty pomiarowej jest mniejsza od 2,2% a samej karty pomiarowej poniżej 1,2%. Maksymalny błąd przetwornika analogowo-cyfrowego wbudowanego w mikrokontroler ATmega 16 wynosi  $\pm 2$  LSB. Dla wykorzystywanego zakresu pomiarowego maksymalny bezwzględny błąd wynosi  $\pm 5$  mV, przy rozdzielczości 2,5 mV a względny 0,2%, natomiast rozdzielczość dla pomiaru siły wynosi 0,083 N (dla wartości maksymalnej 85 N). W układzie wzmacniacza zastosowano rezystory o tolerancji 1%.

#### 4. PODSUMOWANIE

Zrealizowana karta pomiarowa oparta jest o mikrokontroler Atmel ATmega 16. Mikrokontroler wyposażony jest w 10 bitowy kompensacyjny przetwornik analogo-

wo-cyfrowy, który zapewnia dosyć szybką konwersję oraz dość dużą dokładność, ale nie posiada sprzętowej obsługi portu USB, więc ten standard komunikacji zrealizowany jest programowo. Komunikacja komputera z mikrokontrolerem oraz wykonywanie pomiarów możliwe jest dzięki napisanemu na mikrokontroler programowi. W celu możliwości wykonania niezbędnych pomiarów została przygotowana aplikacja w środowisku LabVIEW przedstawiająca wyniki pomiarów. W aplikacji zawarto konwersję sygnału na wartość siły wywieraną przez krążek na mostek tensometryczny. Do badań wykorzystany został tylko jeden kanał przetwornika analogowo-cyfrowego. Możliwe jest rozszerzenie układu do obsługi 8 kanałów pomiarowych.

Błąd systematyczny wykonanej karty pomiarowej ma wartość mniejszą niż 1,2%. Duży wpływ na dokładność wykonywanych pomiarów mają tętnienia napięcia zasilania układu karty pomiarowej i mostka. Wyeliminowanie tych tętnień wymaga zastosowania bardziej rozbudowanego układu zasilania. W celu maksymalnego ograniczenia wpływu zakłóceń elektromagnetycznych na sygnał układu kondycjonowania, ścieżki łączące wejście wzmacniacza i złącze do mostka zostały maksymalnie skrócone. Wykonana karta pomiarowa może znaleźć zastosowanie w pomiarach gdzie nie jest potrzebna bardzo duża dokładność pomiaru, a działające siły zmieniają się stosunkowo wolno.

Możliwe jest sterowanie wzmocnieniem z poziomu programu po zastosowaniu potencjometru cyfrowego. Napisany program można rozszerzyć o dodatkowe funkcje np. filtr medianowy, przesyłanie kilku wyników pomiarów w odpowiedzi na pojedyncze zapytanie. Zastosowanie zewnętrznego przetwornika umożliwi zwiększenie rozdzielczości oraz częstotliwości próbkowania karty pomiarowej.

#### LITERATURA

- [1] WObit., *WObit >> czujniki, napędy, kontrola, mechanika, robotyka*, HMI, [www.wobit.com.pl](http://www.wobit.com.pl)
- [2] Atmel., *ATmega16/L Datasheet*, <http://www.atmel.com/images/doc2486.pdf>
- [3] Atmel., *AVRLibc Reference Manual. Atmel Tool sDocumentation*, <http://www.atmel.no/webdoc/AVRLibcReferenceManual/index.html>
- [4] Analog Devices., *Analog Devices Semiconductors and Signal Processing ICs*. <http://www.analog.com/en/index.html>
- [5] <http://libusb-win32.sourceforge.net/#downloads>
- [6] <http://libusb.sourceforge.net/doc/intro.html>

#### SPECIALIZED DAQ STRAIN GAUGE MEASUREMENTS

Data acquisition was performed to study strain gauge. Experimental tests were performed. DAQ is uncertainty 1,2%. DAQ execution costs are much lower than the prices of the DAQ-known companies. It is possible to improve the metrological DAQ.



*pasmo przetwornika,  
elektrometryczny przetwornik transimpedancyjny,  
spektrometria ruchliwości jonów*

Piotr MADEJ\*

## **PASMO PRZETWORNIKA PRĄD–NAPIĘCIE W SPEKTROMETRII RUCHLIWOŚCI JONÓW**

W Spektrometrii Ruchliwości Jonów stosowany jest czuły przetwornik zbierający ładunek jonów osiagających końcową elektrodę w komorze. Wyjściowy, napięciowy sygnał przetwornika ma postać impulsów o kształcie zbliżonym do trójkąta, o amplitudzie od dziesiątków pikoamperów do pojedynczych nanoamperów i czasie trwania od 0,2 ms do kilku ms. Zarówno amplituda, jak kształt i moment pojawianie się tych impulsów są podstawą do identyfikacji rodzaju jonów dopływających do elektrody. Przetwornik zatem musi pracować w czasie rzeczywistym; jego pętla sprzężenia musi być rezystancyjna. Istotny jest poziom błędu zera – nieczułości przetwornika, zależny od napięcia niezrównoważenia i prądu polaryzacji zastosowanego wzmacniacza operacyjnego oraz od szumów całego przetwornika i komory, w której jony zdążają do elektrody zbiorczej. Celowe zatem jest ograniczenie pasma pracy przetwornika aby zmniejszyć wpływ wymienionych czynników; od dołu – dolna częstotliwość graniczna różna od zera oraz od góry – górna częstotliwość graniczna jak najmniejsza. Ale jednocześnie nie można zanadto zniekształcić istotnych cech sygnału, np. jego zbroczy. W opracowaniu przedstawiono próbę oszacowania minimalnego pasma pracy przetwornika w oparciu o przyjęte z literatury krytyczne wartości czasów trwania impulsów.

### **1. SPEKTROMETRIA RUCHLIWOŚCI JONÓW**

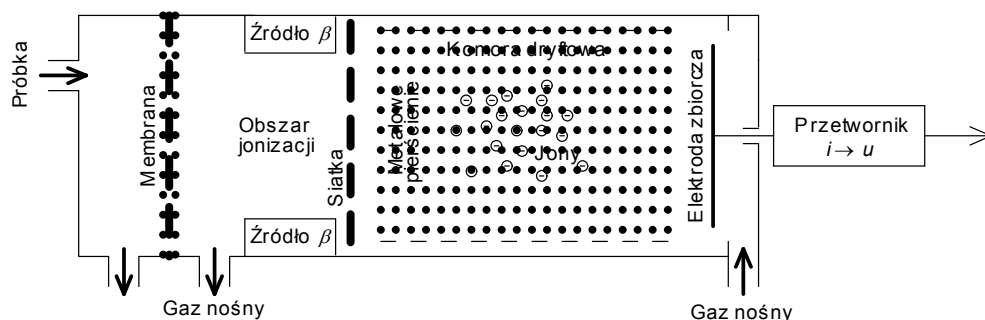
Spektrometria ruchliwości jonów (ang. *Ion Mobility Spectrometry*, [2], [3], [5]) jest jedną z metod stosowanych w wykrywaniu śladowych zawartości substancji, szczególnie niepożądanych, w tym szkodliwych lub wręcz niebezpiecznych, jak m.in. narkotyki, gazy bojowe czy materiały wybuchowe. Zasada pracy spektrometru ruchliwości jonów opiera się na (rys. 1):

- wprowadzeniu gazowej próbki badanej substancji do spektrometru,

---

\* Politechnika Wroclawska, Katedra Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: piotr.madej@pwr.edu.pl

- zjonizowaniu cząsteczek próbki, które przeszły przez półprzepuszczalną membranę, zazwyczaj za pomocą źródła promieniowania  $\beta$ ,
- otwarciu dostępu do komory dryftowej dla jonów określonej polaryzacji za pomocą impulsu „okna” na siatce,
- poddaniu jonów dwóm siłom w komorze dryftowej; jednej przyspieszającej od pola elektrycznego, drugiej hamującej od gazu obojętnego, płynącego przeciwnie do ruchu jonów,
- wychwytywaniu jonów za pomocą zbiorczej elektrody,
- wzmacnianiu sygnału z elektrody i przetwarzaniu go na sygnał napięciowy – impuls o kształcie zbliżonym do trójkąta,
- analizie kształtu impulsów, przede wszystkim: momentów pojawiania się, amplitud, czasów trwania impulsów i ich zbczy, porównaniu z danymi z bibliotek spektrogramów.



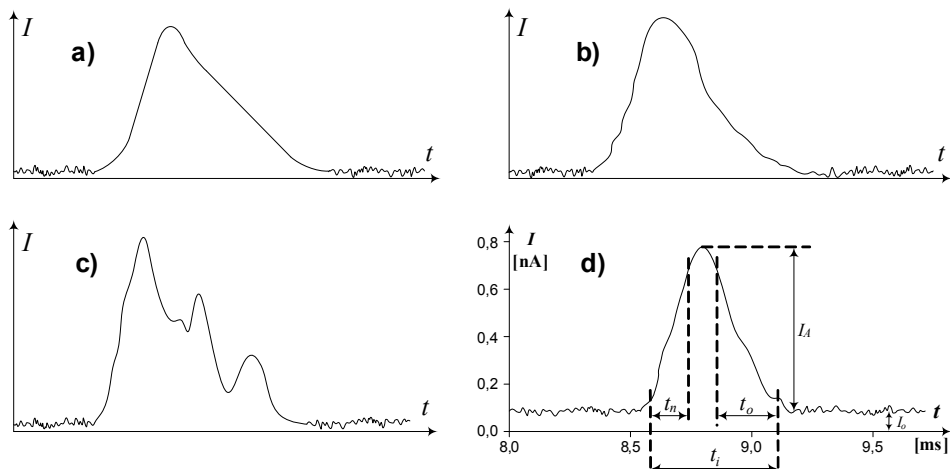
Rys. 1. Ilustracja idei pracy spektrometru ruchliwości jonów

Wymienione, analizowane parametry impulsów zależą od masy, ładunku i rozmiarów jonów, a więc od ich ruchliwości w komorze dryftowej; tym samym są charakterystyczne dla konkretnego pierwiastka lub cząsteczki związku chemicznego. Porównanie parametrów impulsu z danymi zebranymi dotąd, dostępnymi w różnych bazach pozwala z dużym prawdopodobieństwem wykryć i zidentyfikować obce składniki np. w powietrzu.

Tego typu spektrometry mają na tyle niewielkie rozmiary i zapotrzebowanie na energię, że mogą być urządzeniami przenośnymi, o dużych możliwościach wykrywania niepożądanych i niebezpiecznych substancji. Czułość ich może być nawet rzędu  $\mu\text{g}/\text{m}^3$  czyli na poziomie stężenia cząsteczkowego  $10^{-9}$  [3].

Amplituda impulsów prądowych ( $I_A$  – rys. 2, [2], [3]) jest rzędu dziesiątek do setek pA, rzadko pojedynczych nA, czas trwania  $t_i$  zależy od czasu otwarcia komory i jest rzędu od setek  $\mu\text{s}$  w spektrometrach o wysokiej czułości do pojedynczych ms a czasy narostu  $t_n$  i opadania  $t_o$  średnio do około 45% czasu  $t_i$ . W przypadku impulsów niesy-

metrycznych może być to stosunek rzędu  $0,25/0,65t_i$ . Zakłócenia ograniczające czułość (przesunięcie i fluktuacje poziomu zerowego  $I_0$ ) osiągają poziom kilkunastu do kilkudziesięciu pA.

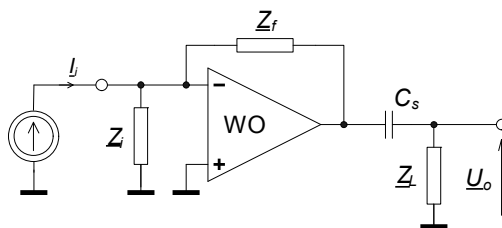


Rys. 2. Przykłady a)–c) kształtu impulsu prądowego na elektrodzie zbiorczej oraz d) zdefiniowanie istotnych wielkości wraz z przykładowymi wartościami

## 2. PRZETWORNIK TRANSIMPEDANCYJNY W SPEKTROMETRZE

Jednym z istotnych podzespołów, umożliwiających osiągnięcie wymaganej wykrywalności jest przetwornik  $i \rightarrow u$  połączony ze zbiorczą elektrodą, zamieniający sygnał prądowy (zmiany ładunku w czasie) na sygnał napięciowy i równocześnie wzmacniający jego energię. Tak zdefiniowany sposób przetwarzania oznacza, że musi to być przetwornik transimpedancyjny (rys. 3, [4]).

Wymagany współczynnik przetwarzania osiąga się dużą wartością rezystancji  $R_f$  w pętli sprzężenia (wraz z równoległą  $C_f$  tworzą  $Z_f$ ) wokół wzmacniacza operacyjnego WO o cechach elektrometrycznych, tj. o bardzo małym wejściowym prądzie polaryzacji i bardzo dużej impedancji wejściowej. Wierne odtworzenie na wyjściu impulsów ze zbiorczej elektrody wymagałoby przetwornika o częstotliwościach granicznych; bardzo małej a najlepiej zerowej dolnej oraz dużej górnej. Jednak oznaczałoby to duże pasmo częstotliwościowe dla szumu niskoczęstotliwościowego – różowego szczególnie uciążliwego w czułych układach elektrometrycznych oraz szumu białego. Efektem byłby wzrost poziomu błędu zera  $I_0$ . Dlatego należy ograniczyć pasmo do rozsądnego minimum, pozwalającego jeszcze na wiarygodną identyfikację wykrytej substancji przy dobrej czułości.



Rys. 3. Podstawowa struktura przetwornika transimpedancyjnego, o celowo ograniczonych częstotliwościach granicznych

O dolnej częstotliwości granicznej  $f_d$  układu z rys. 3 decyduje czwórnik na wyjściu z kondensatorem szeregowym  $C_s$  i impedancją obciążenia  $Z_L$  o składowych  $R_L || C_L$ . Natomiast o górnej  $f_g$ , przy spełnieniu warunku

$$f_T \gg \frac{C_i}{2\pi R_f C_f^2} \quad (1)$$

decyduje stała czasowa  $R_f C_f$  i ostatecznie (rys. 4)

$$\omega_d = 2\pi f_d = \frac{1}{R_L(C_s + C_L)}, \quad \omega_g = 2\pi f_g = \frac{1}{R_f C_f}, \quad (2)$$

gdzie:  $\omega_d, \omega_g, f_d, f_g$  – pulsacje i częstotliwości, dolna i górna, wg kryterium – 3 dB,  
 $f_T = BW1$  – pasmo jednostkowe wzmacniacza operacyjnego o wewnętrznej kompensacji częstotliwościowej, czyli pasmo wtórnika,  
 $R_f, C_f$  – równoległe składniki impedancji w pętli  $Z_f$ ,  
 $C_i$  – równoległy składnik w zastępczej impedancji  $Z_i$ , obejmującej wszystkie równoległe impedancje na wejściu układu,  
 $C_s$  – szeregową pojemność na wyjściu, do separacji składowej stałej,  
 $R_L, C_L$  – równoległe składniki w impedancji  $Z_L$  obciążającej wyjście układu.  
 Moduł transmitancji rośnie w zakresie małych częstotliwości (odcinek 1 na rys. 4)

$$\underline{k}_Z = -jR_f(\omega R_L C_s) \quad \text{do } \omega_d, \quad (3)$$

następnie ma stałą wartość między  $\omega_d$  i  $\omega_g$ ; jest to właściwy, roboczy odcinek 2

$$\underline{k}_Z = -R_f \frac{C_s}{C_s + C_L}, \quad \text{przy } \omega_d < \omega < \omega_g, \quad (4)$$

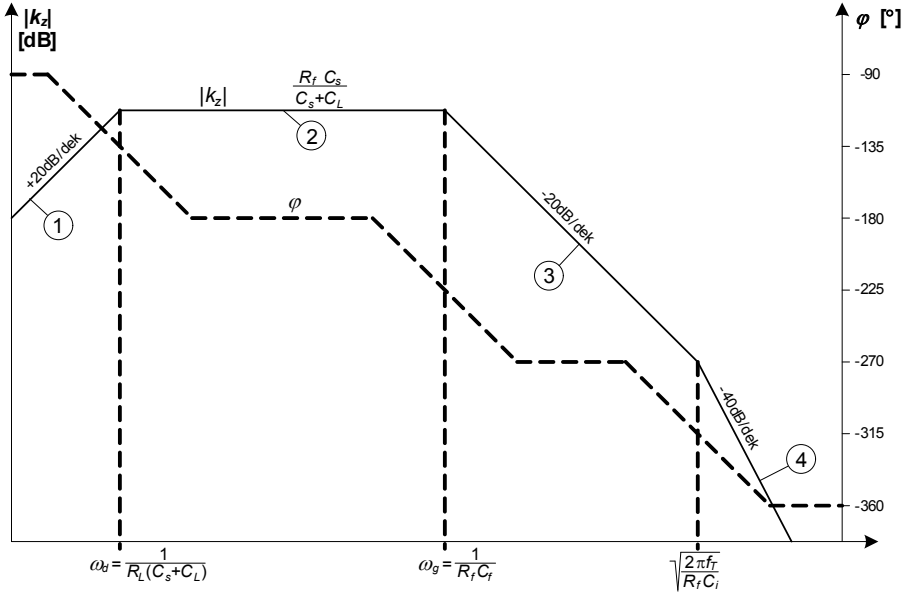
dalej maleje w tempie – 20 dB/dek powyżej  $\omega_g$  – odcinek 3

$$\underline{k}_Z = j \frac{1}{\omega C_f} \cdot \frac{C_s}{C_s + C_L} \quad \text{przy } \omega > \omega_g, \quad (5)$$

aż w końcu przyspiesza malenie do  $-40$  dB/dek na odcinku 4

$$\underline{k}_z = \frac{2\pi f_T}{\omega^2 C_i} \cdot \frac{C_s}{C_s + C_L} \quad \text{przy} \quad \omega > \sqrt{\frac{2\pi f_T}{R_f C_i}}, \quad (6)$$

Następnie należy powiązać parametry impulsów z właściwościami pasmowymi przetwornika – sformułować warunki na częstotliwości graniczne  $f_d$  i  $f_g$ .



Rys. 4. Aproksymacyjne charakterystyki częstotliwościowe przetwornika z rys. 3

### 3. WARUNKI NA PASMO PRZETWORNIKA

Dolna częstotliwość graniczna przetwornika ma wpływ na wierzchołki impulsów, powodując efekt tzw. zwisu. Do analizy przyjęto, że wierzchołek modelowego impulsu z rys. 2d stanowi czasowo około 20% całego impulsu  $t_i$ . Aby zniekształcenia spowodowane zwisem nie przekroczyły 5% amplitudy  $I_A$ , powinien być spełniony warunek, wynikający ze znanych z literatury zależności, np. [1]:

$$2\pi f_d = \omega_d < \frac{-1}{0,2t_i} \ln\left(1 - \frac{\Delta I_A}{I_A}\right) \approx \frac{1}{0,2t_i} \cdot \frac{\Delta I_A}{I_A} = \frac{0,25}{t_i}. \quad (7)$$

Decydujące w tym przypadku będą czasy długich impulsów. Na przykład gdy  $t_i = 5$  ms, maksymalna częstotliwość  $f_d$  obliczona z (7) powinna być mniejsza od 8 Hz.

Mała wartość górnej częstotliwości granicznej powoduje zniekształcenia zbocza impulsów i zwiększa czas ich trwania. W punkcie 1 podano, że minimalny czas trwania zbocza  $t_n$  będzie stanowił około 25% całego impulsu  $t_i$ . Tzw. własny czas narostu przetwornika  $t_{np}$ , zdefiniowany dla idealnego skoku jednostkowego na wejściu, nie powinien być dłuższy niż około 1/3 czasu zbocza przetwarzanego impulsu. Zapewni to zmianę czasu zbocza nie większą od 5%. Odpowiedni warunek na częstotliwość graniczną, wyprowadzony na podstawie zależności podanych w [1] ma postać

$$2\pi f_g = \omega_g > \frac{2,2}{t_{np}} = \frac{6,6}{t_n} \approx \frac{26}{t_i} \quad (8)$$

i dla krótkich impulsów o  $t_i$  np. rzędu 0,5 ms wymagana jest górna częstotliwość graniczna  $f_g$  większa od 8,3 kHz.

#### LITERATURA

- [1] GOLDENBERG L.M., *Teoria i obliczanie półprzewodnikowych układów impulsowych*, WNT, Warszawa 1972, 11–40.
- [2] KOPCZYNSKI D., BAUMBACH J.J., RAHMANN S., *Peak modeling for Ion Mobility Spectrometry measurements*, 20th European Signal Processing Conference, Bucharest, Romania, August 27–31, 2012, 1801–1805.
- [3] MAZIEJUK M., MIERCZYK J., *Spektrometry ruchliwości jonów w zastosowaniu do wykrywania bojowych substancji toksycznych*, Biuletyn WAT, vol. LVI, nr 1, Warszawa 2007, 159–177.
- [4] NAWROCKI Z., *Wzmacniacze operacyjne i przetworniki pomiarowe*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2008.
- [5] SKOWRON M. i in., *Zarys metod analitycznych w badaniach oddechu dla celów diagnostyki medycznej*, Raport nr 2055/Ch, Instytut Fizyki Jądrowej PAN, Kraków 2012.

#### BANDWIDTH OF THE CURRENT–VOLTAGE CONVERTER IN THE ION MOBILITY SPECTROMETRY

Described a method for the selection of the converter frequency band, which is used to amplify signals from chamber in the ion mobility spectrometer. Bandwidth should not be broad because of the noise and bias current, offset voltage in the OpAmp. Awarded permissible errors of signal amplitude and slope of 5%. Presented formulas to calculate the frequency limits of the converter.

*stabilność przetwornika, pasmo przetwornika,  
elektrometryczny przetwornik transimpedancyjny,  
spektrometria ruchliwości jonów*

Piotr MADEJ\*

## STABILNOŚĆ PRZETWORNIKA PRĄD–NAPIĘCIE W SPEKTROMETRII RUCHLIWOŚCI JONÓW

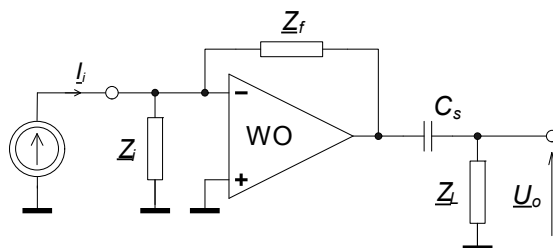
Przetwornik stosowany w Spektrometrze Ruchliwości Jonów musi mieć dużą czułość i odpowiednio szerokie pasmo częstotliwościowe dla pożądanego przetwarzania impulsowego sygnału prądowego na napięciowy. Nieumiejętne próby spełnienia obu tych wymagań mogą powodować niestabilną pracę przetwornika; impulsy będą zniekształcane lub wręcz układ będzie generował własny sygnał. W opracowaniu przedstawiono analizę tego problemu i podano warunki, w jakich układ będzie stabilny.

### 1. WYMAGANE WŁAŚCIWOŚCI PRZETWORNIKA

Wejściowe impulsy prądowe w przetworniku, pobierane z końca komory dryftowej Spektrometru Ruchliwości Jonów mają kształt impulsów trójkątnych, niekoniecznie symetrycznych, o stosunkowo krótkim czasie trwania  $t_i$ , od setek  $\mu\text{s}$  do kilku ms [1]–[3]. Amplituda ich jest niewielka, od dziesiątek do setek pA, rzadko osiąga pojedyncze nA. Wyjściowe impulsy napięciowe z przetwornika, o praktycznie niezmiennym kształcie, powinny mieć amplitudę nie przekraczającą liniowego zakresu pracy wzmacniacza operacyjnego użytego w przetworniku oraz wyraźnie odróżniającą się od tła – poziomu zakłóceń powodowanych przez zmiany prądu polaryzacji i napięcia niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego oraz szumy przetwornika i komory spektrometru. Wynika z tego, że przetwornik powinien działać w czasie rzeczywistym i mieć rezystancyjną pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego. Optymalną rezystancją w pętli jest w tym przypadku  $R_f = 1 \text{ G}\Omega$ , co da znamionową transimpedancję przetwornika  $k_{if} = -10^9 \Omega$ ; wejściowy prąd 1 nA zostanie przetworzony na wyjściowe napięcie – 1 V.

---

\* Politechnika Wroclawska, Katedra Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: piotr.madej@pwr.edu.pl



Rys. 1. Uproszczonego schematu przetwornika transimpedancyjnego, o ograniczonych częstotliwościach granicznych, górnej i dolnej

Na wyjściu powinien być włączony kondensator  $C_s$  (rys. 1, [2]), ustalający wraz z impedancją  $Z_L$  dolną częstotliwość graniczną  $f_d$  i tym samym eliminujący wpływ wolnozmiennych zakłóceń, jak np. prądu polaryzacji WO czy szumów niskoczęstotliwościowych, na czułość układu. Częstotliwość tą należy tak dobrać [2], aby wierzchołki impulsów o czasie trwania  $t_i$  nie uległy zauważalnemu zniekształceniu (powyżej 5%):

$$f_d = \frac{1}{2\pi R_L(C_s + C_L)} < \frac{0,25}{2\pi t_i} = \frac{40}{t_i} \cdot 10^{-3}. \quad (1)$$

Górną częstotliwość graniczną  $f_g$  określa przede wszystkim stała czasowa  $\tau_f$  impedancji  $Z_f$  w pętli sprzężenia zwrotnego, składającej się z rezystora  $R_f$  ustalającego transimpedancję przetwornika oraz pasożytniczej pojemności równoległej  $C_f$ . Częstotliwość ta ma wpływ na prawidłowe odtworzenie zboczy impulsu. W opracowaniu [2] zaproponowano zależność do oszacowania koniecznej jej wartości przy założeniu zmiany czasu trwania zboczy nie większej od 5%, gdy czas trwania impulsu to  $t_i$ :

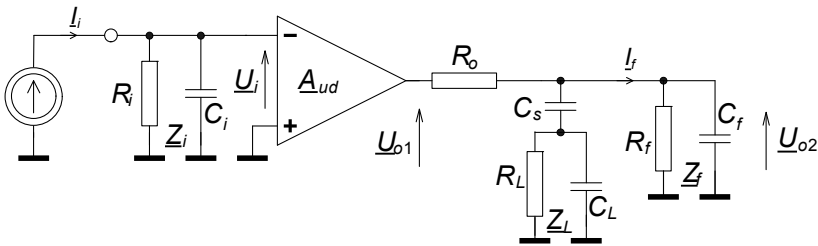
$$f_g = \frac{1}{2\pi R_f C_f} > \frac{26}{2\pi t_i} = \frac{4,1}{t_i}. \quad (2)$$

Z przytoczonych zależności wynika, że minimalne pasmo przetwornika powinno mieć stosunek  $f_g/f_d$  nie mniejszy od 100. Osiągnięcie w układzie odpowiedniej dolnej częstotliwości granicznej nie jest problemem. Znacznie trudniej jest otrzymać wymaganą wartość górnej częstotliwości granicznej; z reguły nawet niewielka resztkowa pojemność samego rezystora  $R_f$  z jego dużą rezystancją daje stałą czasową  $\tau_f$  za dużą, aby spełnić warunek zal. (2). Sytuację pogarsza jeszcze fakt, że do pojemności samego rezystora dodają się pojemności montażu. Jak rozwiązać ten problem, autor opisze w następnym swoim opracowaniu. Tutaj zakłada się, że wymagana odpowiednio mała stała czasowa  $\tau_f$  jest osiągnięta.



## 2. ANALIZA STABILNOŚCI PRZETWORNIKA

Analiza stabilności pracy przetwornika transimpedancyjnego zostanie przeprowadzona w oparciu o logarytmiczne kryterium Nyquista [4]. W tym celu należy otworzyć pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego układu w węzle przy wejściu odwracającym wzmacniacza operacyjnego (rys. 1) i zapewnić jej działanie jak w normalnych warunkach pracy, tj. w tym przypadku połączyć odłączoną od węzła impedancję  $\underline{Z}_f$  z masą, jak na rys. 2. Wynika to z faktu, że sygnałem wyjściowym czwórnika sprzężenia (w tym wypadku tworzy go  $\underline{Z}_f$ ) jest prąd  $\underline{I}_f$  a wejście odwracające wzmacniacza jest na tzw. pozornej masie. Elementy impedancji  $\underline{Z}_i$  są wypadkową wszystkich składników pochodzących od źródła sygnału, toru transmisji sygnału i wejścia wzmacniacza operacyjnego. Rezystor  $R_o$  jest wyjściową rezystancją wzmacniacza operacyjnego o wewnętrznej kompensacji częstotliwościowej; jego wzmocnienie różnicowe  $\underline{A}_{ud}$  ma jeden istotny biegun o stałej czasowej  $\tau_{WO} = A_{V0}/2\pi \cdot BW1$ .



Rys. 2. Układ do analizy stabilności, po rozwarciu pętli sprzężenia zwrotnego

Łączna transmitancja pętli dla układu, według rys. 2:

$$\underline{k} \cdot \underline{\beta} = \frac{\underline{I}_f}{\underline{I}_i} = \underline{k}_z \underline{\beta}_y = \left( \frac{\underline{U}_i}{\underline{I}_i} \cdot \frac{\underline{U}_{o1}}{\underline{U}_i} \cdot \frac{\underline{U}_{o2}}{\underline{U}_{o1}} \right) \cdot \left( \frac{\underline{I}_f}{\underline{U}_{o2}} \right) \quad (3)$$

i po podstawieniu poszczególnych ilorazów

$$\frac{\underline{U}_i}{\underline{I}_i} = \underline{Z}_i = \frac{R_i}{1 + j\omega R_i C_i}, \quad \frac{\underline{U}_{o1}}{\underline{U}_i} = -\underline{A}_{ud} = \frac{-A_{V0}}{1 + j\omega \tau_{WO}}, \quad \frac{\underline{I}_f}{\underline{U}_{o2}} = \frac{1}{\underline{Z}_f}, \quad (4)$$

$$\frac{\underline{U}_{o2}}{\underline{U}_{o1}} = \frac{\underline{Z}_f \left\| \left( \underline{Z}_L + \frac{1}{j\omega C_s} \right) \right.}{R_o + \underline{Z}_f \left\| \left( \underline{Z}_L + \frac{1}{j\omega C_s} \right) \right.}, \quad (5)$$

gdzie

$$\underline{Z}_L = \frac{R_L}{1 + j\omega R_L C_L} \quad \text{oraz} \quad \underline{Z}_f = \frac{R_f}{1 + j\omega R_f C_f}, \quad (6)$$

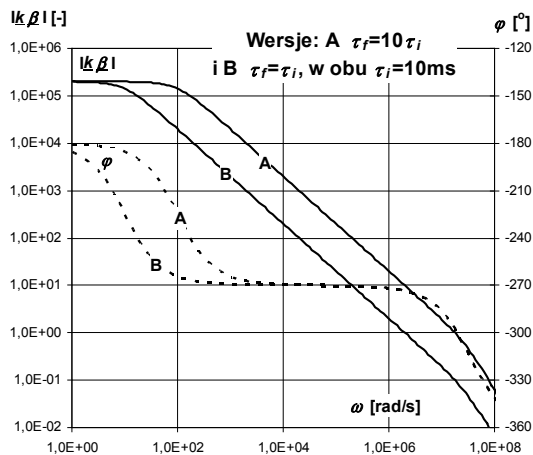
otrzyma się dość skomplikowaną zależność na wzmacnienie pętlowe. Jednak przy następujących założeniach, uzasadnionych w takim układzie przetwornika trasimpedancyjnego

$$R_o \ll R_L \ll R_f \quad \text{oraz} \quad C_f \ll C_L \ll C_s \quad (7)$$

wzmacnienie pętlowe z zal. (3) będzie miało trzy bieguny i jedno zero:

$$\underline{k} \cdot \underline{\beta} \approx -\frac{R_i}{R_f} A_{V0} \frac{1 + j\omega R_f C_f}{(1 + j\omega \tau_{w0})(1 + j\omega R_i C_i)(1 + j\omega R_o C_L)}. \quad (8)$$

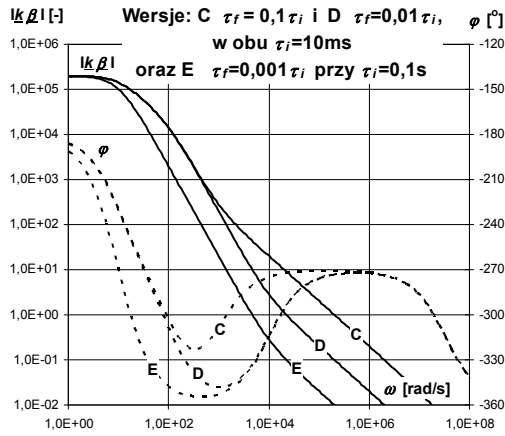
Najmniejsza pulsacja charakterystyczna jest określona przez stałą czasową  $\tau_{w0}$  i jest rzędu 5–100 rad/s we wzmacniaczach elektrometrycznych. Największa natomiast jest efektem stałej czasowej  $R_o C_L$  i jest rzędu  $10^7$ – $10^9$  rad/s. Między nimi są te, które są określone przez stałe czasowe impedancji  $\underline{Z}_f$  i  $\underline{Z}_i$ . Wzajemne ich usytuowanie będzie wpływało na stabilność układu. Dla ilustracji tego przyjęto wartości:  $A_{V0} = 200$  V/mV,  $\tau_{w0} = 0,1$  s,  $R_o = 100$   $\Omega$ ,  $C_L = 0,3$  nF,  $R_i = R_f = 1$  G $\Omega$ ,  $\tau_i = R_i C_i = 10$  ms. Dwie wersje pokazano na rys. 3, krzywe A i B, gdy stała czasowa  $\tau_f$  jest znacznie większa od  $\tau_i$  oraz gdy są równe.



Rys. 3. Logarymiczne charakterystyki częstotliwościowe układu otwartego przy  $\tau_f/\tau_i = 10$  i  $\tau_f = \tau_i$

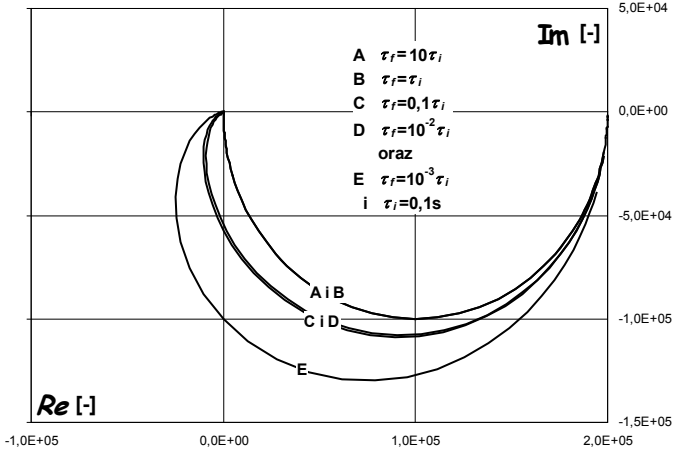
Moduł wzmocnienia pętlowego w wersji A spada poniżej 1, gdy argument ma  $-300^\circ$ , co oznacza tylko  $60^\circ$  zapasu stabilności. Lepiej jest w wersji B, z zapasem

około  $85^\circ$ . Zmniejszanie  $\tau_f$  poszerza pasmo przetwornika transimpedancyjnego, a więc ten kierunek zmiany jest pożądany. Kolejne wersje C i D (krzywe C i D na rys. 4), gdy  $\tau_f$  jest już tylko równe  $0,1$  i  $0,01 \tau_i$  są jeszcze stabilnymi wersjami, bowiem dla D krytyczna odległość argumentu od  $-360^\circ$  wynosi około  $60^\circ$  przy module równym 1.



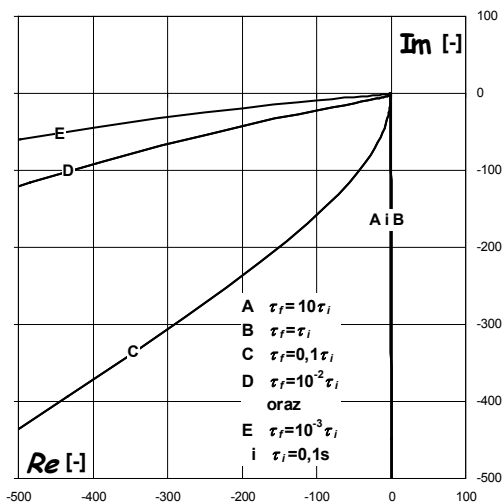
Rys. 4. Logarytmiczne charakterystyki częstotliwościowe układu otwartego przy  $\tau_f/\tau_i = 0,1$ ,  $\tau_f/\tau_i = 0,01$  i  $\tau_f/\tau_i = 0,001$ . W tym trzecim przypadku  $\tau_i$  zwiększone do  $0,1$  s

Dla zilustrowania, do czego może prowadzić np. zbyt optymistyczne oszacowanie stałej czasowej  $\tau_i$  pokazano wersję E (krzywe E na rys. 4), w której  $\tau_f$  jest taka, jak w wersji D, ale  $\tau_i$  jest dziesięciokrotnie większa od przyjętej w poprzednich wersjach. W rezultacie stosunek  $\tau_f/\tau_i = 0,001$ . Teraz krytyczna różnica jest około  $40^\circ$  – grozi wzbudzenie.

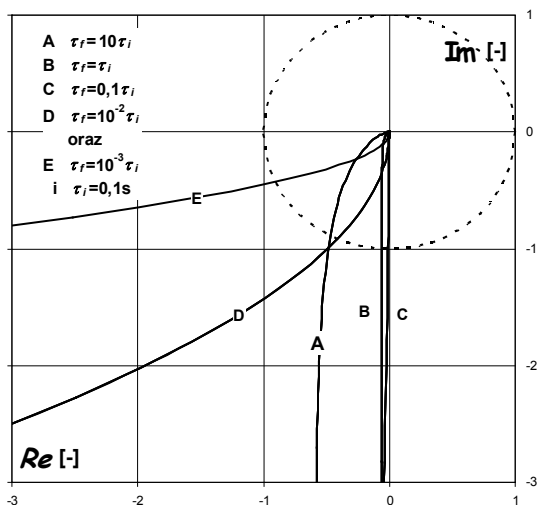


Rys. 5. Amplitudowo-fazowe charakterystyki wersji A–E z rys. 3 i 4. Pełny obraz charakterystyk

Na rysunkach 5–7 pokazano amplitudowo-fazowe charakterystyki omówionych pięciu wersji zależności i wartości stałych czasowych  $\tau_f$  i  $\tau_i$ . Rysunek 5 pozwala porównać charakterystyki w całym zakresie ich przebiegu. Różnice z pozoru są niewielkie, krzywe parami A i B oraz C i D są praktycznie nieodróżnialne. Na rysunku 6 można prześledzić zbliżanie się krzywych do obszaru krytycznego dla stabilności i tutaj już widać wyraźniej różnice między nimi.



Rys. 6. Amplitudowo-fazowe charakterystyki z rys. 5 w zakresie zbliżania się do punktu  $\omega = \infty$



Rys. 7. Amplitudowo-fazowe charakterystyki z rys. 5 – przecinanie okręgu jednostkowego

Jednak dopiero rys. 7 pozwala dokładnie ocenić stabilność poszczególnych wersji – ich przebieg w stosunku do jednostkowego okręgu o środku położonym w punkcie  $(0, j0)$ . Widać, że punkty przecięcia tego okręgu przez krzywe dają kąty już wcześniej podane i także na podstawie tego rysunku można ocenić wersję E za praktycznie nie zalecaną, ze zbyt małym zapasem stabilności, a wersje A i D na granicy użyteczności.

### 3. PODSUMOWANIE I WNIOSKI PRAKTYCZNE

Można na podstawie analizy przedstawionych pięciu przypadków sformułować praktyczne wnioski, istotne przy ocenie możliwej do osiągnięcia górnej częstotliwości granicznej stabilnego przetwornika transimpedancyjnego.

- A. Stała czasowa  $\tau_f$  impedancji  $Z_f$  tworzącej czwórnik sprzężenia  $\beta$  powinna być większa od  $1/1000$  stałej czasowej  $\tau_i$  łącznej impedancji  $Z_i$  na wejściu wzmacniacza operacyjnego, aby nie było niebezpieczeństwa wzbudzenia się układu. Jednak nie powinna ona być zbyt duża, powyżej  $10\tau_i$ .
- B. Zbyt duża, źle oceniona – niekontrolowana stała czasowa  $\tau_i$ , bliska lub mniejsza od  $\tau_{w0}$  wzmacniacza operacyjnego spowoduje wczesne dążenie argumentu  $k\beta$  do  $-360^\circ$ , a tym samym konieczność drastycznego zwiększenia  $\tau_f$  – zmaleje  $f_g$ .
- C. W razie konieczności poprawy stabilności zaleca się ograniczenie rezystancji w  $Z_i$  przez dodanie na wejściu równoległego rezystora o wartości rzędu  $R_f$ .

#### LITERATURA

- [1] KOPCZYNSKI D., BAUMBACH J.J., RAHMANN S., *Peak modeling for Ion Mobility Spectrometry measurements*, 20th European Signal Processing Conference, Bucharest, Romania, August 27–31, 2012, 1801–1805.
- [2] MADEJ P., *Pasmo przetwornika prąd–napiecie w Spektrometrii Ruchliwości Jonów*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 70, Seria: Studia i Materiały, Nr 34, Wrocław 2014, 352–357.
- [3] MAZIEJUK M., MIERCZYK J., *Spektrometry ruchliwości jonów w zastosowaniu do wykrywania bojowych substancji toksycznych*, Biuletyn WAT, vol. LVI, nr 1, Warszawa 2007, 159–177.
- [4] ROSOŁOWSKI E., *Podstawy regulacji automatycznej*, www.rose.pwr.wroc.pl, Wrocław 2014.

#### STABILITY OF THE CURRENT–VOLTAGE CONVERTER IN THE ION MOBILITY SPECTROMETRY

Analyzed the stability of the high sensitivity current–voltage converter. The relationship between the time constants of the loop impedance and of impedance at the input of the operational amplifier is essential to this problem. Examined several cases led to practical conclusions, affording a wide frequency range and stable operation of the converter.

Grzegorz KOSOBUDZKI\*

## **PRZYŁĄCZANIE ELEKTROWNI WIATROWEJ DO SIECI ENERGETYCZNEJ ŚREDNIEGO NAPIĘCIA**

W artykule przedstawiono wyniki badań jakości energii elektrycznej sieci energetycznej średniego napięcia do której przyłączono elektrownię wiatrową. Pokazano wpływ pracy elektrowni na poziom harmonicznych, wahań napięcia i współczynnika migotania światła w napięciu zasilającym w punkcie przyłączenia. Porównano wymagania operatora sieci dystrybucyjnej i przepisów normalizacyjnych dotyczących wskaźników jakości energii elektrycznej w punkcie przyłączenia elektrowni wiatrowej.

### 1. WSTĘP

Zgodnie z zobowiązaniami pakietu klimatycznego Polska do roku 2020 ma uzyskać 15% udział odnawialnych źródeł energii w zużyciu energii. W roku 2013 ilość energii wytworzonej w elektrowniach wiatrowych wyniosła 4 182 904 MWh, co stanowi 55% całkowitego wolumenu energii uzyskanej z odnawialnych źródeł energii [1]. Kolejne znaczące technologie to elektrownie wodne oraz biogaz, biomasa i współspalanie.

Lokalizacje elektrownie wiatrowe są ściśle powiązane z występowaniem dobrych warunków wiatrowych. Zmiany prędkości wiatru, podmuchy powodują zmianami mocy generowanej co ma negatywny wpływ na jakość napięcia zasilającego w punkcie przyłączenia do systemu energetycznego. Zakłócenia powodowane przez pracę farmy wiatrowej, szczególnie większej mocy, mogą rozprzestrzeniać się w systemie energetycznym. Dominujące zaburzenia powodowane przez turbiny lub farmy wiatrowe to wahania napięcia i powiązany z nim współczynnik migotania światła (ang. *Flicker*) oraz harmoniczne i interharmoniczne.

---

\* Politechnika Wroclawska, Katedra Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, e-mail: grzegorz.kosobudzki@pwr.edu.pl

Operator systemu dystrybucyjnego określa warunki przyłączenia elektrowni wiatrowej do sieci na podstawie aktualnego poziomu zakłóceń w punkcie przyłączenia oraz parametrów sieci i obiektu. Przyłączenie elektrowni wiatrowej do sieci energetycznej średniego napięcia (SN) regulują dokumenty normatywne:

- Ustawa Prawo Energetyczne [2],
- Rozporządzenie Ministra Gospodarki w sprawie szczegółowych warunków funkcjonowania systemu elektroenergetycznego[3],
- Instrukcja Ruchu i Eksploatacji Sieci Dystrybucyjnego (IRiESD) zatwierdzona przez Prezesa Urzędu Regulacji Energetyki.

Wartości dopuszczalne wskaźników jakościowych napięcia znajdujące się w IRiESD zostały określone na podstawie ustawy [2], rozporządzenia [3] i standardów dotyczących jakości napięcia zasilającego sieci elektroenergetycznej PN-EN 614000-21, PN-EN 50160, PN-EN 61000-2-12[4-6].

Na podstawie analizy warunków wydanych inwestorowi dotyczących przyłączanej elektrowni wiatrowej i zawartych parametrów jakościowych w IRiESD [7] można odnieść wrażenie zbyt wysokiego zastrzeżenia limitów stawianych przyłączanemu obiektowi co może wynikać z braku doświadczenia przy ocenie wpływu farm (elektrowni) wiatrowych na funkcjonowanie systemu. Istnieje niebezpieczeństwo odmowy przyłączenia elektrowni wiatrowej niewpływającej na pogorszenie jakości napięcia.

Na przykładzie elektrowni wiatrowej o mocy 2 MW przyłączonej do sieci średniego napięcia skonfrontowano parametry jakościowe wymagane przez IRiESD [7] z faktycznym wpływem obiektu na jakość energii elektrycznej w punkcie przyłączenia.

## 2. OPIS PRZYŁĄCZANEGO OBIEKTU

Przeprowadzono badania jakości energii elektrycznej i zmian mocy czynnej elektrowni wiatrowej z generatorem asynchronicznym Vestas V80 o mocy 2 MW. Napięcie znamionowe  $U_n = 690$  V, prąd znamionowy  $I_n = 415$  A. Elektrownia podłączona jest przez transformator do sieci energetycznej średniego napięcia 15 kV\*. Przyłączenie od rozdzielnic SN 15 kV do rozłącznika słupowego (punkt przyłączenia) wykonano kablem ziemnym o długości 300 metrów.

Analizator jakości energii podłączono w polu pomiarowym w rozdzielni kontenerowej. Mierzone było napięcie i prąd SN. Sondy napięciowe podłączono do przekładników napięciowych w konfiguracji gwiazdy o przekładni  $k_u = 150$  V/V, Cęgi prądowe założono na obwody wtórne przekładników prądowych o przekładni  $k_i = 16$  A/A.

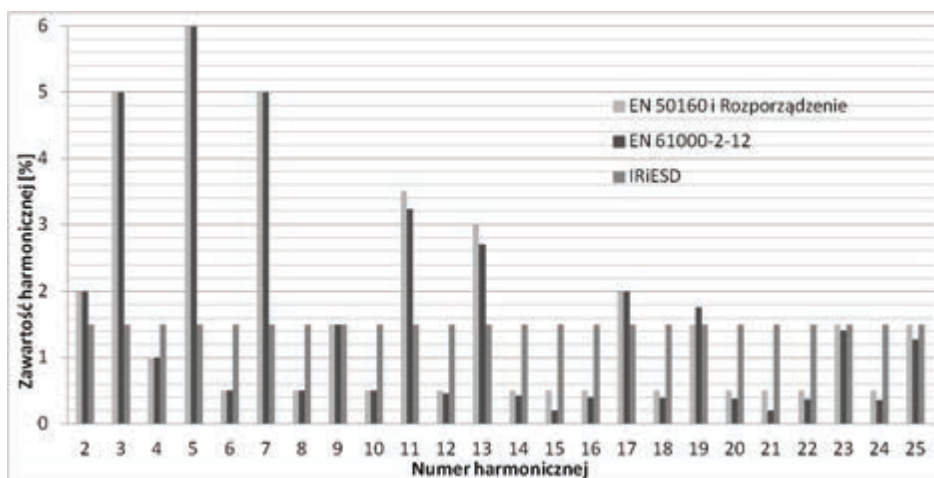
---

\* Szczegółowe dane na stronie internetowej producenta [www.vestas.com](http://www.vestas.com)

### 3. WYNIKI BADAŃ JAKOŚCI ENERGII ELEKTRYCZNEJ

#### 3.1. HARMONICZNE W NAPIĘCIU ZASILAJĄCYM – PORÓWNAIE IRiESD Z NORMAMI [3], [5], [6]

Warunki określone w IRiESD [7] dla farm wiatrowych przyłączanych do sieci średniego napięcia wymagają aby wszystkie harmoniczne napięcia rzędów od 2 do 50 były mniejsze od 1,5%, natomiast całkowity współczynnik zniekształceń harmonicznym THD mniejszy od 4%. Należy zauważyć, że limity dla harmonicznych 3, 5, 7, 11, 13 są kilkukrotnie niższe (trudniejsze do spełnienia) niż w normie opisującej środowisko – poziomy kompatybilności [6], rozporządzeniu [3] i normie PN-50160 [5]. Natomiast dla pozostałych harmonicznych wymagania zostały złagodzone. Przykładowo elektrownia wiatrowa może spowodować poziom 15 harmonicznej w sieci o wartości 1,5%. Zgodne z Rozporządzeniem Ministra Gospodarki każdy odbiorca (także ten przyłączony „blisko” punktu przyłączenia elektrowni wiatrowej) ma mieć zapewniony w poprawnie funkcjonującym systemie zawartość 15 harmonicznej poniżej 0,5%. Na rysunku 1 pokazano rozbieżności pomiędzy wymaganiami IRiESD a przepisami normalizacyjnymi. Dla współczynnika zawartości harmonicznym THD są to odpowiednio wartości 4% i 8%(PN EN 50160).



Rys. 1. Wartości dopuszczalne harmonicznym w napięciu zasilającym według norm oraz IRiESD

Według IRiESD, minimum 99% wszystkich wartości skutecznych 10-minutowych dla poszczególnych harmonicznym powinno zawierać się w zakresie tolerancji. Praktycznie w ciągu tygodnia może zaistnieć 10 przekroczeń limitu przez poszczególną harmoniczną lub współczynnik migotania światła W normach udział ustalono na 95%.

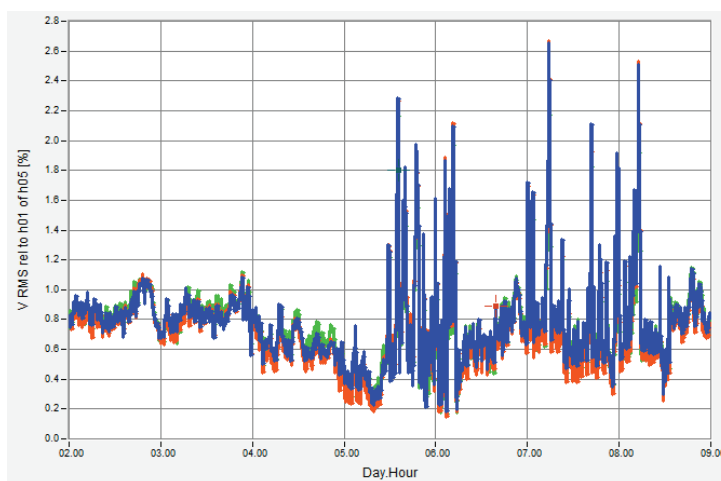


## 3.2. HARMONICZNE W PUNKCIE PRZYŁĄCZENIA ELEKTROWNI WIATROWEJ

Średnia wartość harmonicznego napięcia w punkcie przyłączenia jest poniżej wartości dopuszczalnej 1,5%. Nie spełniony jest warunek, że minimum 99% wszystkich wartości skutecznych 10 minutowych dla poszczególnych harmonicznym poniżej limitu (tabela 1). Analizę przeprowadzono do 50 harmonicznym włącznie.

Tabela 1. Dane statystyczne wystąpienia harmonicznym poza zakresem tolerancji

	Zakres tolerancji	L1	L2	L3
	[%]	[%]	[%]	[%]
THD	0,00–4,00	100,00	100,00	100,00
Harmonicznym				
harmonicznym	Zakres	L1	L2	L3
Nr	[%]	[%]	[%]	[%]
2	0,00–1,50	100,00	100,00	100,00
3	0,00–1,50	100,00	100,00	100,00
4	0,00–1,50	100,00	100,00	100,00
5	0,00–1,50	97,05	96,95	97,93
6	0,00–1,50	100,00	100,00	100,00
7	0,00–1,50	95,52	94,91	96,35
8	0,00–1,50	100,00	100,00	100,00

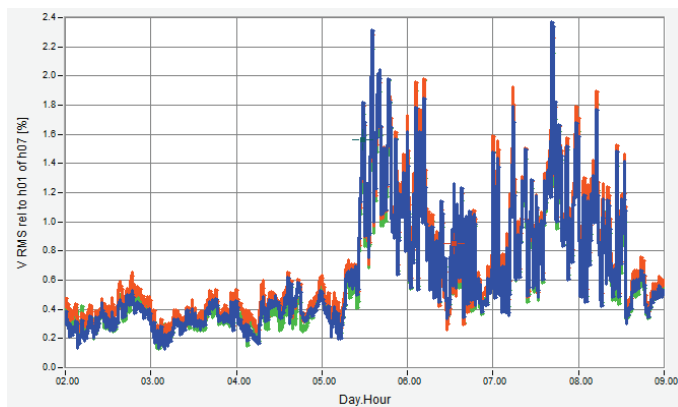


Rys. 2. Wartość 5 harmonicznej w czasie rejestracji od 2 do 9 października

Mniej niż wymagane 99% wszystkich wartości skutecznych harmonicznym 5 i 7 jest poniżej limitu 1,5%. Harmoniczne napięcia 5 i 7 nie są powodowane przez

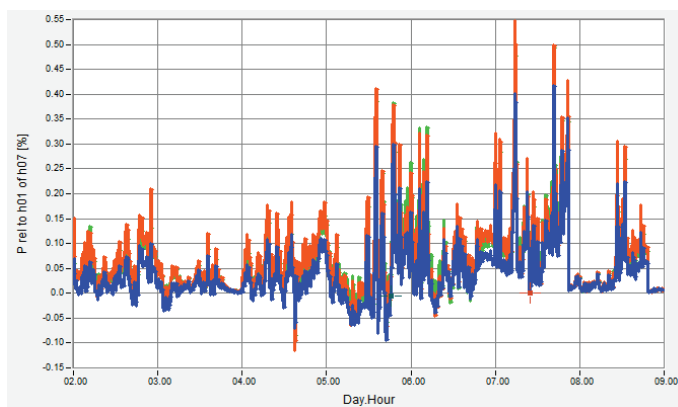
elektrownię wiatrową. W czasie od 4 października godz. 0:00 do 7 października godz. 20:30 elektrownia była odłączona od sieci. Przy odstawionej elektrowni pobierana jest moc nie przekraczająca 15 kW. Wartość harmonicznych jest na podobnym poziomie.

Rejestracje jakości energii na obiekcie kontynuowano przez kolejne dni. W czasie normalnej pracy przy pojawiających się dobrych warunkach wiatrowych od 9 do 14 października nie wystąpiło przekroczenie limitu przez żadną harmoniczną.



Rys. 3. Wartość 7 harmonicznej w czasie rejestracji od 2 do 9 października

Źródło harmonicznych można zlokalizować na podstawie mocy czynnej harmoniczej. Ujemna wartość mocy czynnej harmoniczej oznacza generowanie harmoniczej. Porównując rysunek 3 i 4 nie można stwierdzić zwiększenia zawartości harmoniczej z poborem mocy czynnej 7 harmonicznej.



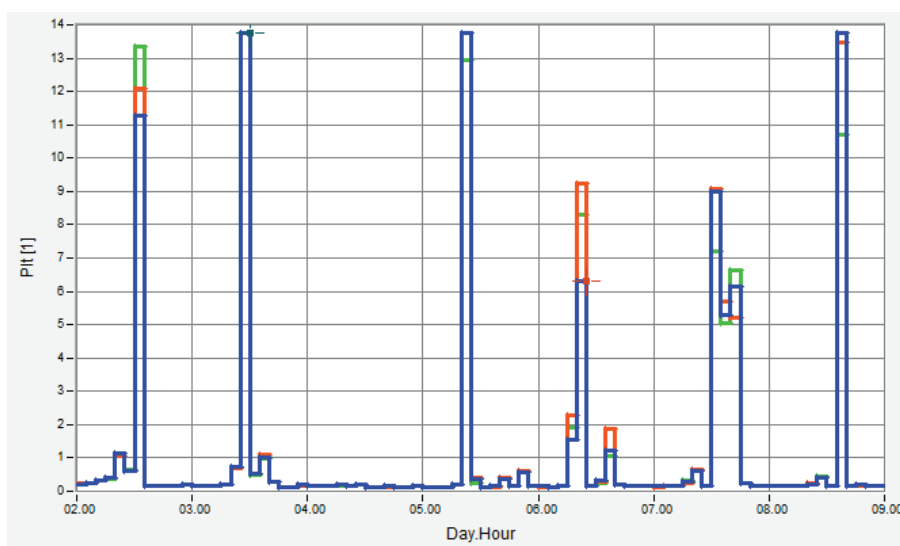
Rys. 4. Wartość mocy czynnej 7 harmonicznej w czasie rejestracji od 2 do 9 października

## 3.3. WSPÓŁCZYNNIK UCIAŻLIWOŚCI MIGOTANIA ŚWIATŁA – PLT (FLICKER)

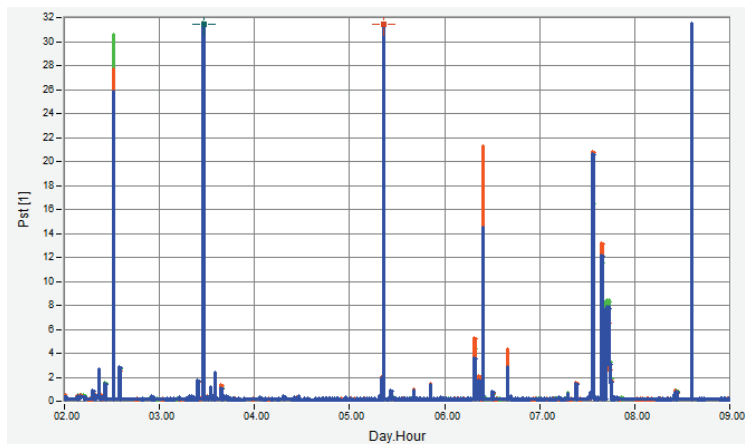
Zaobserwowano przekroczenia współczynnika migotania światła długookresowego (Plt) i krótkookresowego (Pst) powyżej wartości dopuszczalnej przez normę PN-EN 50160 dotyczącą sieci publicznej oraz Instrukcję Ruchu i Eksploatacji Sieci Dystrybucyjnej. Wahania napięcia są powodowane przez elektrownię wiatrową. Jednakże nie są głównym źródłem zakłóceń w badanej sieci. Przy odstawionej oraz pracującej elektrowni współczynnik migotania światła był na podobnym poziomie. Wyniki przedstawiono w tabeli 2.

Tabela 2. Statystyczna zawartość w zakresie tolerancji współczynnika Plt i Pst – wyniki w % czasu wartości w zakresie dopuszczalnym. Okres uwzględniający tydzień od 2 do 9 października 2014

Współczynnik	Zakres tolerancji	L1	L2	L3	Uwagi
Plt	0,00–0,35	74,50%	73,81%	75,00%	Cały okres
Pst	0,00–0,45	95,93%	96,03%	96,03%	Cały okres
Plt	0,00–0,35	75,72%	75,72%	77,70%	Elektrownia odłączona
Pst	0,00–0,45	94,96%	95,32%	95,50%	Elektrownia odłączona
Plt	0,00–0,35	73,01%	71,46%	71,68%	Elektrownia pracuje
Pst	0,00–0,45	97,12%	96,90%	96,68%	Elektrownia pracuje

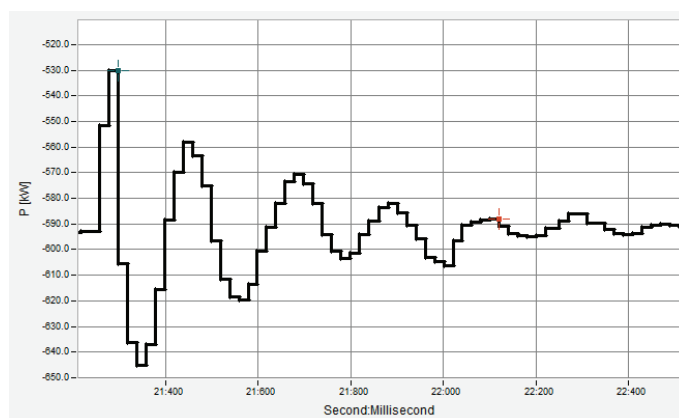


Rys. 5. Współczynnik długookresowy migotanie światła (Plt) w czasie rejestracji od 2 do 9 października

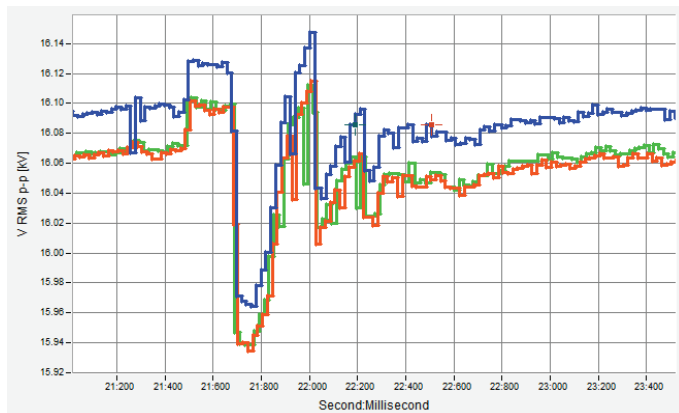


Rys. 6. Współczynnik krótkookresowego migotanie światła (Pst) w czasie rejestracji od 2 do 9 października

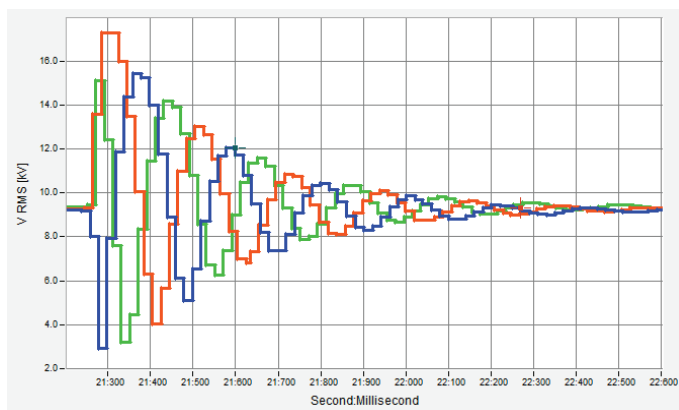
W czasie włączania elektrowni i zmiany parametrów i warunków pracy następują chwilowe oscylacyjne wahania mocy. Na rysunkach 6-10 pokazano efekt zmian w postaci oscylacji wartości napięć fazowych, mocy oddawanej do sieci i kształt przebiegu napięcia fazowego. Wartość krótkookresowego współczynniki migotania światła w czasie powstałego zaburzenia wzrosła do ponad 20. Wyraźna tłumiona oscylacja mocy o częstotliwości około 5 Hz widoczna jest także w napięciach fazowych. Przedstawione zaburzenie jest symetryczne. Nie powoduje dużych zmian w napięciach międzyfazowych (rys. 8). Analizator jakości energii elektrycznej zarejestrował w tym czasie maksymalna zmiana napięć międzyfazowych 0,88%, natomiast dla napięć fazowych pojawiła się sekwencja kolejnych zapadów i przepięć.



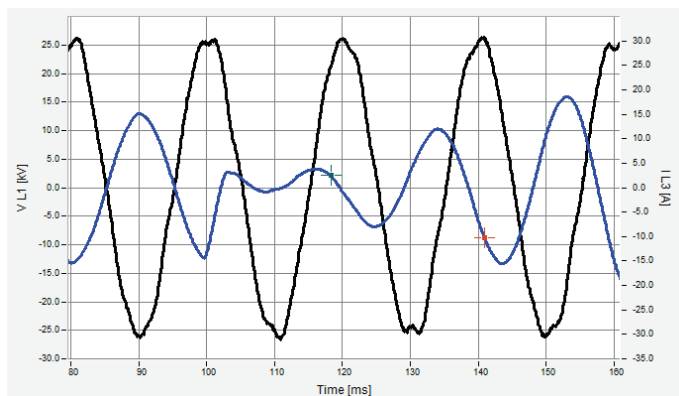
Rys. 7. Chwilowa zmiana wartości mocy czynnej



Rys. 8. Chwilowa zmiana wartości skutecznej napięć międzyfazowych

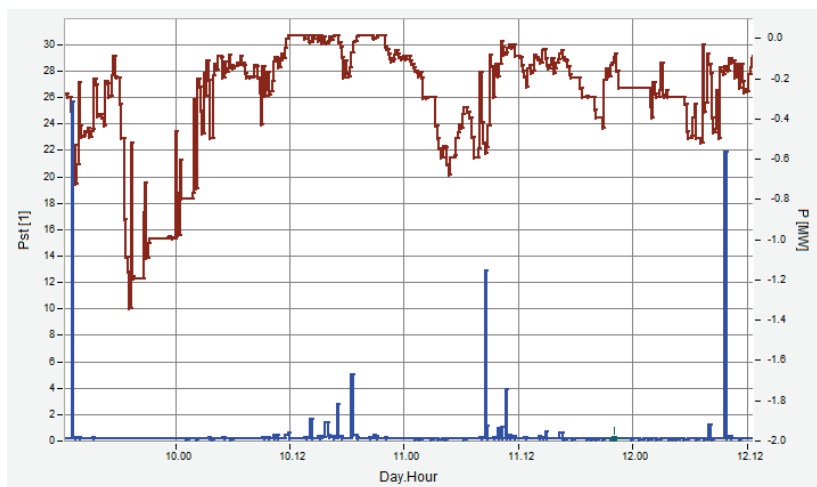


Rys. 9. Chwilowa zmiana wartości skutecznej napięć fazowych



Rys. 10. Zniekształcenie przebiegu napięcia i prądu fazowego

Powyższy przypadek zaburzenia powoduje wyraźnie wpływa na wartość współczynnika migotania światła obliczanego z napięć fazowych. W badanym punkcie na wahania napięcia wpływają również inne źródła. Brak wpływu przyłączonej elektrowni część zarejestrowanych wahań potwierdza brak korelacji pomiędzy zaburzeniem a skokową zmianą wartości prądu lub mocy.



Rys. 11. Porównanie zmian mocy i współczynnika migotania światła Pst

#### 4. WNIOSKI

Przedstawione wyniki pomiarów jakości energii elektrycznej elektrowni wiatrowej w punkcie przyłączenia do sieci średniego napięcia wskazują na zbyt wygórowane żądania operatora (przedstawione w IRiESD) systemu dystrybucyjnego dotyczące przyłączonej elektrowni wiatrowej w punktach związanych z harmonicznymi rzędów 3, 5, 7, 11, 13. Z drugiej strony dla harmonicznych parzystych i pozostałych nieparzystych limity są łagodne. Przyłączany obiekt może spowodować zwiększenie zawartości poszczególnej harmonicznej ponad wymagania normalizacyjne [3], [5] i narazić dystrybutora na konsekwencje związane z niedotrzymywaniem standardów jakościowych.

W przypadku braku jednego dominującego źródła zakłóceń w systemie, jego identyfikacja jest trudna. Badana elektrownia wiatrowa powoduje wahania napięcia w sieci, lecz nie jest głównym źródłem. Nie wszystkie przypadki zmiany mocy lub prądu powodują zwiększenie krótkookresowego współczynnika migotania światła (rys. 11).

## LITERATURA

- [1] URZĄD REGULACJI ENERGETYKI, Sprawozdanie z działalności Prezesa Urzędu Regulacji Energetyki w 2013 r, Warszawa, kwiecień 2014.
- [2] *Prawo energetyczne*, ustawa z 10 kwietnia 1997 r. z późniejszymi zmianami, Dziennik Ustaw z 2012 r., poz. 1059.
- [3] Rozporządzenie Ministra Gospodarki z dnia 4 maja 2007 r. w sprawie szczegółowych warunków funkcjonowania systemu elektroenergetycznego, Dziennik Ustaw nr 93, poz. 623.
- [4] PN EN 61400-21:2009, *Turbozespoły wiatrowe – Część 21: Pomiar i ocena parametrów jakości energii dostarczanej przez turbozespoły wiatrowe przyłączone do sieci elektroenergetycznej*.
- [5] PN-EN 50160:2010, *Parametry napięcia zasilającego w publicznych sieciach elektroenergetycznych*.
- [6] PN-EN 61000-2-12:2004, *Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC) – Część 2–12: Środowisko – Poziomy kompatybilności dla zaburzeń przewodzonych niskiej częstotliwości i sygnałów sygnalizacyjnych w publicznych sieciach zasilających średniego napięcia*.
- [7] ENERGA-OPERATOR SA, *Instrukcja Ruchu i Eksploatacji Sieci Dystrybucyjnej*, Biuletyn Branżowy URE, Energia Elektryczna, nr 238, 19.12.2013.

## WIND TURBINE CONNECTION TO MEDIUM VOLTAGE POWER DISTRIBUTION SYSTEM

The paper presents results of power quality assessment of medium voltage distribution system with connecting a wind turbine. Impact of the working wind power generator on harmonics level, voltage variation, long and short term flicker is presented. This paper presents comparison between requirements of the distribution network manager and standards concerning power quality indicators at the point of connection of the wind power plant.

*ocena jakości energii elektrycznej,  
systemy monitorowania jakości energii,  
interoperacyjność, integracja systemów,  
nowe wskaźniki jakości energii*

Beata KREDENC\*, Tomasz SIKORSKI\*

## **WYBRANE ZAGADNIENIA WSPÓŁCZESNEJ OCENY JAKOŚCI ENERGII ELEKTRYCZNEJ**

W artykule opisano zagadnienia dotyczące rozwoju jakości energii elektrycznej oraz współczesnych zagadnień dotyczących tej tematyki. Przedstawiono rozwój zainteresowania problematyką w odniesieniu do współczesnych aspektów pracy systemu elektroenergetycznego z uwzględnieniem elementów technicznych, handlowych, a także bezpieczeństwa energetycznego. W tym świetle wskazano konieczność rozwoju systemowego monitorowania parametrów jakościowych oraz postulowano o kontynuację raportów benchmarkingowych. Jednocześnie wskazano na nowe wyzwania związane między innymi z rozszerzeniem zakresu częstotliwości zaburzeń jakości energii elektrycznej, stosowaniem narzędzi analizy sygnałów do celów analizy danych długoterminowych i wielopunktowych, lokalizacji źródeł zaburzeń. Jako dodatkowy aspekt wskazano na konieczność włączenia systemów monitorowania jakości energii elektrycznej w proces interoperacyjności elementów sieci elektroenergetycznych i integracji systemów sterowania i nadzoru. Dodatkowo omówiono problematykę rozszerzenia zakresu częstotliwości zaburzeń oraz propozycje wybranych nowych wskaźników jakości energii elektrycznej.

### **1. DEFINICJE I ROZWÓJ**

Termin jakość energii elektrycznej został zapoczątkowany w latach 70. ubiegłego wieku. Samo słowo jakość oznacza poziom doskonalenia, jest zespołem cech wyróżniających daną rzecz. Znając powyższą definicję, można zająć się słowem energia elektryczna (będącą wynikiem pewnego procesu technologicznego) i połączyć wszystko w jedną całość. Jeśli o energii mówimy jak o produkcie, należy poddać ją pewnej ocenie i standaryzacji [2], [3], [13], [14], [30].

---

\* Politechnika Wroclawska, Katedra Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii, Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, e mail: tomasz.sikorski@pwr.edu.pl

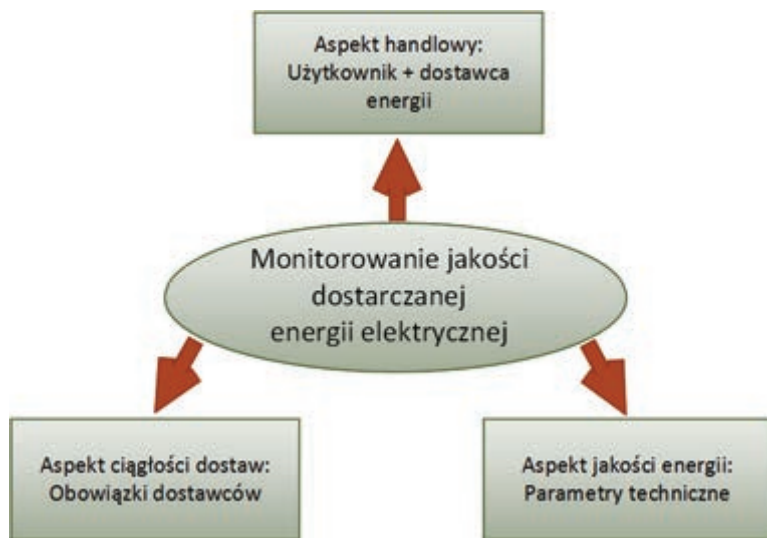


Jakość energii elektrycznej jest pojęciem szeroko rozumianym. Współcześnie zagadnienie to rozumiane jest najczęściej jako:

- jakość zasilania – pojęcie powszechnie używane, najbardziej znane,
- niezawodność dostaw energii elektrycznej – pojęcie nawiązujące do ciągłości zasilania,
- jakość energii elektrycznej – nawiązujące do aspektów technicznych opisywanych przez różne parametry.

Istnieją różne powody tak dużego zainteresowania jakością energii elektrycznej, między innymi [3], [13]:

- urządzenia stały się bardziej wrażliwe na zakłócenia w napięciu zasilającym,
- przemysł stawia coraz to wyższe wymagania odnośnie ciągłości dostaw energii,
- prywatyzacja przemysłu energii elektrycznej,
- stosowanie energooszczędnych rozwiązań,
- wzrost liczby urządzeń wyposażonych w przekształtniki energoelektroniczne, które generują zakłócenia typowe dla swojej klasy,
- wzrost dostępu do informacji o parametrach energii elektrycznej oraz wzrost świadomości odbiorców i dostawców,
- wprowadzenie odnawialnych źródeł energii do systemu elektroenergetycznego.



Rys. 1. Jakość energii jako element monitoringu jakości dostaw energii elektrycznej [31]

Duże zainteresowanie tą dziedziną spowodowało dalszy rozwój w zakresie definicji, legislacji, technicznych środków analizy i oceny czy wreszcie systemów monitorowania. Obecnie rozważając zagadnienie monitoringu jakości dostaw energii elek-

trycznej, można wyróżnić trzy aspekty: handlowy, ciągłości dostaw, jakości energii [14], [31]. Ilustruje to rys. 1 zaczerpnięty z pracy [31].

- Aspekt handlowy mówi o relacji między użytkownikami a dostawcami energii (towaru).
- Aspekt ciągłości dostaw jest skierowany głównie do dostawców i opisuje ilość oraz czas przerw w dostawie energii.
- Aspekt jakości energii jest głównym wyznacznikiem parametrów technicznych np. poziomu napięć, częstotliwość.

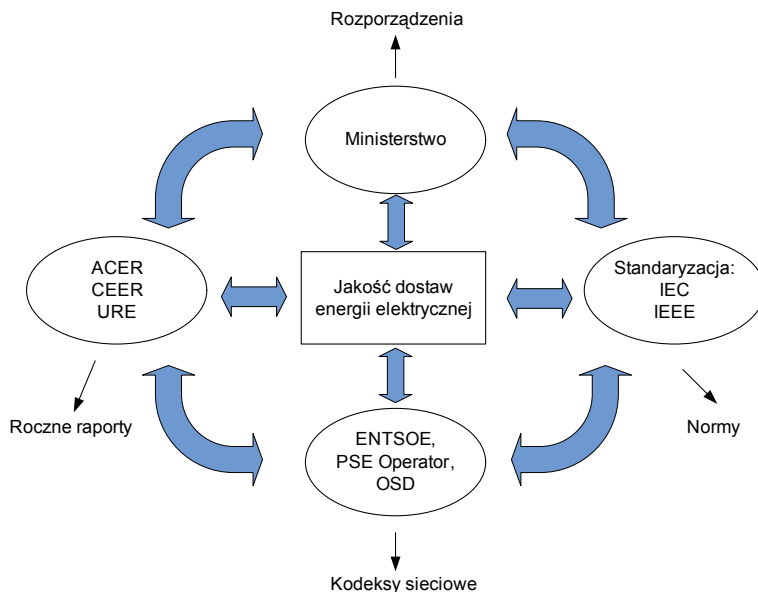
W najnowszym ujęciu jakość energii elektrycznej znajduje swoje odzwierciedlenie w szerszej problematyce związanej z bezpieczeństwem energetycznym kraju. Stawiane problemy dotyczą jakości zasilania strategicznych odbiorców, strat związanych z niewystarczającymi parametrami jakościowymi energii, wpływem źródeł rozproszonych na stabilność pracy systemu. Dodatkowym aspektem są zagadnienia związane z funkcjonowaniem rynku energii a parametrami jakościowymi energii elektrycznej. Dyskutowany jest element uwzględnienia poziomów parametrów jakościowych w systemie taryf, bonifikat bądź umów indywidualnych [14], [34].

Parametry pracy systemu elektroenergetycznego podlegają ciągłej zmianie, niektóre zjawiska, które zachodzą w systemach są krótkotrwałe i pojawiają się w sposób losowy. Aby je zaobserwować i przeanalizować potrzebne jest stosowanie odpowiednich przyrządów pomiarowo – rejestrujących (analizatorów, rejestratorów), których zadaniem jest kontrola i ocena zespołu parametrów jakościowych energii elektrycznej. Do grupy ocenianych parametrów zaliczamy obecnie [2], [3], [13], [14], [26], [30]:

- 1) częstotliwość zasilania, zmiany częstotliwości,
- 2) zmiany amplitudy napięcia, powolne zmiany napięcia, poziom napięcia
- 3) wahania napięcia, wskaźnik migotania światła
- 4) nagłe zmiany napięcia
- 5) niesymetria (asymetria)
- 6) harmoniczne, interharmoniczne, subharmoniczne, składowa stała
- 7) zdarzenia napięciowe:
  - 7a) zapady,
  - 7b) krótkie przerwy,
  - 7c) długie przerwy,
  - 7d) wzrost,
  - 7e) szybkie stany przejściowe, oscylacyjne, impulsowe,
  - 7f) załamanie komutacyjne,
- 8) sygnały sterująco-kontrolne.

Przy omawianiu zagadnień związanych z oceną jakości energii elektrycznej należy nawiązać do dokumentów prawnych regulujących powyższe zagadnienie. Rysunek 2 ilustruje powiązania pomiędzy instytucjami związanymi z procesem legislacji dokumentów mających bezpośredni wpływ na rozwój aktywności dotyczących ocen jakości elektrycznej. Warto zauważyć, że w proces ten zaangażowane są wszystkie

podmioty, zarówno tworzące odpowiednie legislacje (prawo energetyczne, rozporządzenia), rekomendujące standardy (towarzystwa standaryzacyjne), operatorzy przesyłowi i dystrybucyjni, jak również urzędy regulacji.



Rys. 2. Wpływ instytucji (gremiów) na jakość energii elektrycznej

Jako przykład podstawowych dokumentów regulującymi zagadnienie związane z jakością energii elektrycznej w kraju podano:

- ustawa – prawo energetyczne [35],
- rozporządzenia ministra[28],
- normy w zakresie kompatybilności elektroenergetycznej [26],
- kodeksy sieciowe, instrukcje ruchu i eksploatacji sieci przesyłowej i dystrybucyjnej.

Jako element dyscyplinujący można uznać raporty benchmarkingowe wydawane przez urzędy regulacji międzynarodowe CEER/ACER [8] jak i krajowe URE [36].

## 2. WSPÓŁCZESNE KIERUNKI W OCENIE JAKOŚCI ENERGII ELEKTRYCZNEJ

Do celów oceny jakości energii elektrycznej stosuje się obecnie wieloparametrowe rejestratory jakości energii elektrycznej, których zadaniem jest pomiar i analiza parametrów jakościowych energii elektrycznej. Obecnie na rynku dostępne jest wiele

przyrządów pomiarowych, urządzeń cyfrowych wyposażonych w coraz to nowsze procesory i większą pojemność pamięci. W pracy [25] zebrano przegląd oferty dostępnych na rynku rejestratorów jakości energii elektrycznej.

Zauważa się rosnące oczekiwania pod względem funkcjonalności rejestratorów. O wyborze odpowiedniego rejestratora nie decyduje już wyłącznie klasa dokładności mierzonych parametrów jakościowych, ale również dodatkowe możliwości odpowiedniej selekcji danych zawierających ważne informacje o zaburzeniach. Przykładem mogą być aplikacje metod dających możliwość określenia kierunku danego zaburzenia, co wykracza poza klasyczną ocenę parametrów jakościowych.

Coraz powszechniej wprowadza się stacjonarne systemy monitoringu jakości energii elektrycznej, uzupełniając tym samym doraźne pomiary z użyciem rejestratorów mobilnych. Podstawową zaletą systemów monitoringu jest archiwizacja danych uzyskanych z wielu punktów pomiarowych w zunifikowanej bazie danych. Tak zagregowane dane dają dalsze możliwości rozszerzenia analizy. Podstawowe założenia dotyczące struktury oraz funkcjonalności systemów monitoringu jakości energii elektrycznej zamieszczono między innymi w pracach [10]–[12], [31].

Przy wyborze rejestratora dedykowanego do pracy w systemie monitoringu należy zwrócić uwagę na możliwość danego urządzenia:

- wstępna obróbka pomiarów według parametrów zadanych przez użytkownika,
- komunikacji z bazą danych,
- standaryzację przesyłanych danych.

W rejestratorach do komunikacji z bazą danych stosuje się różne media do transmisji danych, w związku z tym w urządzeniu należy zainstalować np.:

- serwery portów równoległych,
- modem GSM,
- sieć bezprzewodowa Wi-Fi,
- modemy analogowe itp.

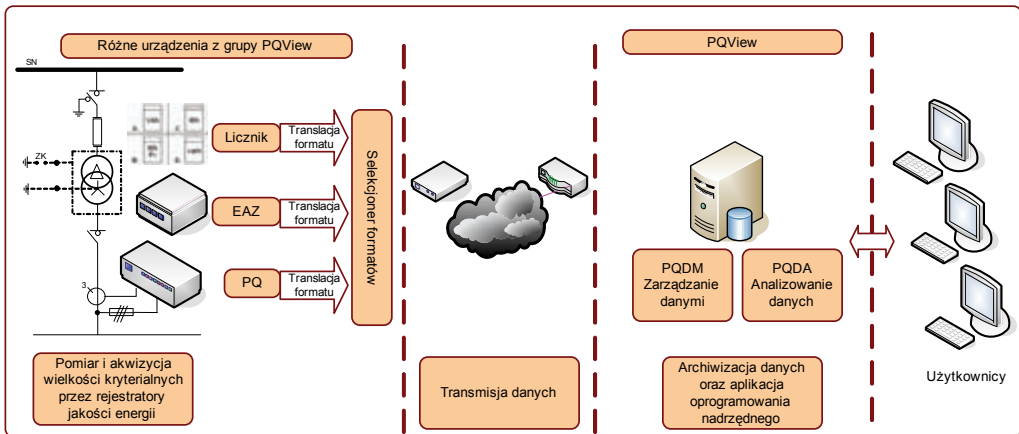
Biorąc pod uwagę transmisję danych na odległość najlepszym rozwiązaniem jest wykorzystanie protokołów TCP/IP, w których komunikacja odbywa się poprzez modemy GSM lub wewnętrzną sieć internetową stacji elektroenergetycznych.

Na podstawie informacji znajdujących się w bazie danych program nadrzędny powinien stwarzać możliwości:

- tworzenie wykresów, np. diagramów dobowych, tygodniowych, miesięcznych a nawet rocznych,
- statystyczną analizę wyników z różnych punktów pomiarowych,
- przygotowanie raportów,
- tworzenie wskaźników do analizy zapadów i wzrostów napięcia itp.

Pomimo zdefiniowanych zadań dla systemu monitoringu jakości energii elektrycznej problemem wciąż pozostaje integracja rejestratorów różnych producentów w jednolity system. W tym celu został zaproponowany ujednoczony format danych jako-

ści energii elektrycznej PQDIF (ang. *Power Quality Data Interchange Format*) [20]. Do pobierania, analizy i archiwizacji danych w tym formacie opracowany dedykowany system PQView. Powyższe oprogramowanie może również integrować urządzenia rejestrujące różne parametry techniczne, jeśli urządzenia te zostaną doposażone w moduł translacji formatu danych. Ideę integracji urządzeń w ujednoliconym formacie danych przedstawia (rys. 3), zaczerpnięty z pracy [31]. Stosowanie ujednoliconego formatu danych zapewniłoby szersze możliwości oceny jakości energii elektrycznej w różnych obszarach systemu elektroenergetycznego.

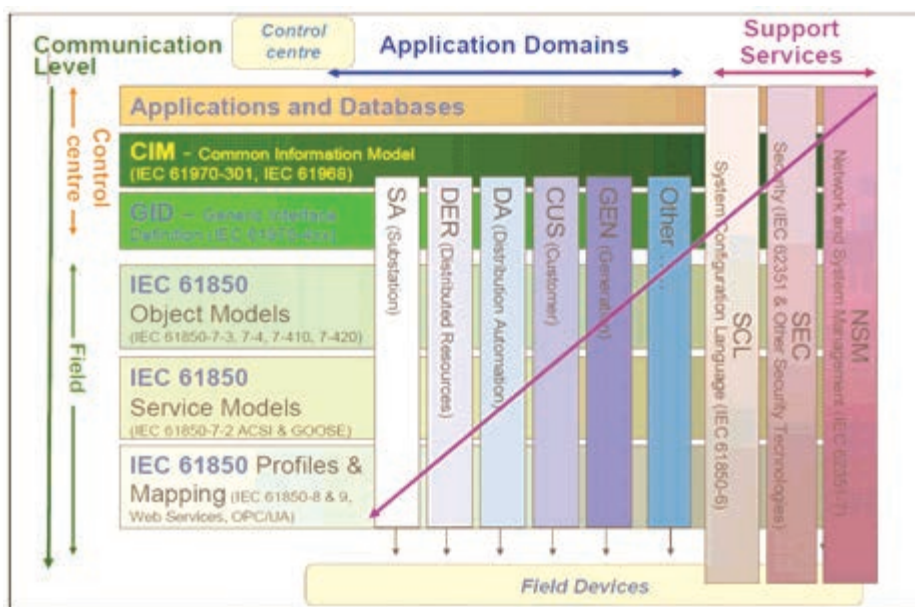


Rys. 3. Integracja różnych urządzeń w jeden system zarządzany środowiskiem PQView [31]

W obecnym czasie bardzo wyraźnym kierunkiem rozwoju sieci elektroenergetycznych jest koncepcja inteligentnych sieci elektroenergetycznych tzw. „smart grids”. Podstawowym założeniem jest możliwość integracji i interoperacyjności elementów systemu elektroenergetycznego. Jako przykład rozszerzenia możliwości monitoringu parametrów jakości energii w idei „smart grid” jest wykorzystanie funkcji elektronicznych liczników energii elektrycznej pozwalających na zdalną transmisję danych jak również implementację różnych algorytmów oceny parametrów jakości energii elektrycznej. Innym przykładem jest wykorzystanie infrastruktury sterowania i nadzoru. Jako przykład dyskusji można podać prace [1], [6], [14], [32], [37].

Jednak główny nurt aktywności związany ze standaryzacją pracy sieci elektroenergetycznych w kierunku ich informatyzacji skupia się wokół komitetów standaryzacyjnych takich jak IEC czy IEEE. Przykładem mogą tu być opracowane zagadnienia integracji zawarte w projekcie standardu IEEE 2030 [21] dedykowanego inteligentnym sieciom elektroenergetycznym. Głównym celem prac nad tymi standardami jest wprowadzenie ujednoliconych protokołów komunikacyjnych dla pod-

miotów będących elementami inteligentnej sieci elektroenergetycznej, zwiększających możliwości ich wzajemnej interoperacyjności. Inne prace tego Komitetu zawoocowały serią standardów oraz referencji związanych bezpośrednio z problematyką współpracy generacji rozproszonej z siecią. Standardy z serii IEEE 1547 dotyczą między innymi testów jednostek wytwórczych, wpływu źródeł na lokalną oraz obszarową pracę sieci, monitoringu oraz standaryzacji formatu wymiany danych czy organizacji pracy wyspowej. Równoległe prace prowadzi komitet IEC wprowadzając unormowany protokół komunikacyjny dla elementów teleinformatyki stacyjnej IEC 61850. Na szczególną uwagę zasługują starania opracowywane w standardzie IEC 61970 służące wprowadzeniu wspólnego systemu CIM (ang. *Common Information Model*) i jego aplikacji na poziomach dystrybucyjnych, w tym układach generacji rozproszonej. Zestawienie wybranych norm podejmujących omawianą tematykę zebrano w tabeli 1. Jako przykład ilustrujący proces integracji standardów komunikacyjnych na rys. 4 przedstawiono koncepcję standardów z grupy IEC [18].





Rys. 4. Koncepcja integracji standardów wg IEC [18]

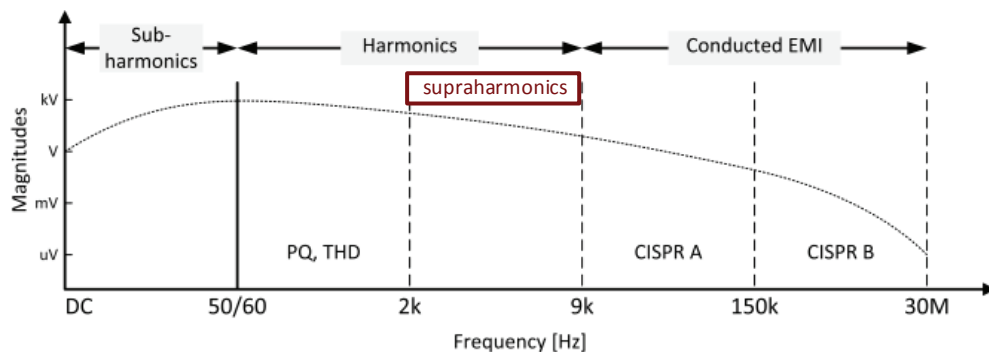
Innym problemem jest rozszerzenie zakresu częstotliwości zaburzeń traktowanych jako zaburzenia jakości energii elektrycznej. Obecnie szeroko dyskutowanym dokumentem jest projekt standardu IEC 61000-4-16 [19] postulujący włączenie do zakresu oceny jakości energii tzw. zaburzeń przewodzonych, (ang. *conducted disturbances*)

w zakresie częstotliwości od 0 do 150 kHz stosowanych przy zasilaniu, sterowania sygnałów i linii komunikacyjnych. W dyskusji wyróżnia się następujące pasma częstotliwości, przedstawione na rys. 5:

- 50 Hz÷2.0/2,5 kHz (np. harmoniczne sieciowe, zakres oceny jakości energii),
- 2,5÷9,0 kHz (ang. *supraharmonics*, zakres niesprecyzowany przepisami [4], [5]),
- 9 kHz÷150 kHz (np. harmoniczne częstotliwości przełączania układów komutacyjnych [23]).

Tabela 1. Zestawienie wybranych norm dedykowanych obszarom monitoringu jakości energii oraz komunikacji elementów systemu elektroenergetycznego wg towarzystw normalizacyjnych IEC oraz IEEE, [32]

	<p align="center"><b><i>TC 77 Electromagnetic compatibility</i></b> TC 57 Power systems management and associated information exchange</p>
<p>IEC 61000: Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC) w tym przede wszystkim:            PN-EN 61000-4-30: Metody pomiaru jakości energii            PN-EN 61000-4-13: Harmoniczne i interharmoniczne wraz z sygnałami sieciowymi w przyłączy zasilającym prądu przemiennego            PN-EN 61000-4-15:2011: Miernik migotania światła – Specyfikacja funkcjonalna i projektowa            IEC 61000-3-6 (7) (13): Limits – Assessment of emission limits for the connection of distorting installations to MV, HV and EHV power systems            IEC CEI 61000-4-16: Testing and measurement techniques – Test for immunity to conducted, common mode disturbances in the frequency range 0 Hz to 150 kHz.            PN-EN 50160: Parametry napięcia zasilającego w publicznych sieciach elektroenergetycznych</p>	
<p>PN-EN 61850: Systemy i sieci komunikacyjne w stacjach elektroenergetycznych (410 – Elektrownie wodne, 420 – Systemy komunikacyjne dla rozproszonych źródeł energii)            PN-EN 60870: Urządzenia i systemy telesterowania (Elektroenergetyczne Systemach Sterowania i Nadzoru)</p>	
	<p align="center"><b><i>IEEE SCC22 Standards Coordinating Committee on Power Quality</i></b> IEEE SCC21 Standards Coordinating Committee on Fuel Cells, Photovoltaics, Dispersed Generation, and Energy Storage</p>
<p>IEEE Std 519-1992: IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems            IEEE Std 1159-2009: IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality            IEEE Std 1159.3-2003: IEEE Recommended Practice for the Transfer of Power Quality Data (PQDIF)            IEEE Std 1250-2011: IEEE Guide for Service to Equipment Sensitive to Momentary Voltage Disturbances            IEEE Std 1453-2011: IEEE Recommended Practice for Evaluating Electric Power System Compatibility with Electronic Process Equipment</p>	
<p>Standard P1547 Distributed Resources Interconnected with Electric Power Systems            Standard P2030 Smart Grid Interoperability Series of Standards</p>	



Rys. 5. Koncepcja rozszerzenie zakresu częstotliwości obejmującego zaburzenia jakości energii elektrycznej wg IEC [19]

### 3. WYBRANE PROPOZYCJE NOWYCH WSKAŹNIKÓW JAKOŚCI ENERGII

Techniki pomiarowe i obliczeniowe stosowane obecnie w klasycznej ocenie jakości energii elektrycznej opisane są w przywołanych normach umieszczonych w tabeli 1. Jednakże we współczesnej literaturze poświęconej zagadnieniom detekcji, kwalifikacji i ocenie zaburzeń jakości energii elektrycznej nie brakuje propozycje zastosowania nowych metod analizy sygnałów w celu lepszej identyfikacji zaburzeń. Wraz z propozycjami metod obliczeniowych wprowadzane są propozycje nowych wskaźników jakościowych. Wśród przykładowych nowych technik obliczeniowych wskazać można [2], [3], [7], [9], [16], [17], [29], [33]:

- RLS (ang. *recursive least squares*),
- LMS (ang. *least mean squares*),
- szybka transformata Fouriera (FFT – ang. *fast Fourier transform*),
- filtr Kalmana,
- zmodyfikowana rekursywna metoda Newtona Gausa (MRGN – ang. *modified recursive Gauss Newton*),
- transformacje czasowo-częstotliwościowe, w tym krótkoczasowa transformata Fouriera (STFT – ang. *short-time Fourier transform*), transformacja falkowa (CWT – ang. *continous wavelet transform*), transformata S (ang. *S-transform*),
- metody dekompozycji sygnału,
- transformacja Hilberta,
- parametryczne metody estymacji widma,
- narzędzia statystycznej analizy danych długoterminowych,
- narzędzia korelacyjne.



Owoce badań nad możliwościami zastosowania nowych technik obliczeniowych są propozycje nowych wskaźników jakościowych. Analiza literaturowa pozwala na identyfikację następujących grup nowo proponowanych parametrów jakości energii [2], [3], [7], [15]:

- związanych z identyfikacją, klasyfikacją i oceną zaburzeń dynamicznych tzw. zdarzeń,
- oceniających kierunek źródła zaburzenia, a więc związanych z odpowiedzialnością pomiędzy odbiorcą/wytwórcą a operatorem systemu,
- wprowadzających ekonomiczne aspekty parametryzacji jakości energii,
- wprowadzających wskaźniki globalne, obszarowe, w tym wskaźniki niezawodności dostaw energii.

Przykłady wybranych nowych wskaźników jakości energii elektrycznej zebrano poniżej.

1. Chwilowy współczynnik zawartości harmonicznych (ITHD – ang. *Instantaneous total harmonic distortion*, STHD – ang. *short term harmonic distortion*), który może być traktowany jako detektor zdarzenia na podstawie przekroczeń udziału harmonicznych wyznaczanych w przesuwym oknie pomiarowym [22].

$$\text{ITHD} = \sqrt{\frac{I_{L1}^2 - I_{L11}^2}{I_{L11}^2}} \quad (1)$$

gdzie  $I_{L1}$  – skuteczna wartość prądu w fazie  $L1$ ,  $I_{L11}$  skuteczna wartość prądu dla składowej podstawowej.

$$\text{STHD} = \frac{\sqrt{\sum_{i \neq 1, (f_0 / \Delta f) + 1} \text{WDFT}_i^2}}{\text{WDFT}_{\frac{f_0}{\Delta f} + 1}} \quad (2)$$

gdzie WDFT – dyskretna transformata Fouriera w oknie czasowych.

2. Chwilowy wskaźnik zawartości energii harmonicznych w sygnale (DIN – ang. *normalized instantaneous distortion energy ratio*) [27].

$$\text{DIN}_v = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{k=\infty} |V_k|^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^{k=\infty} |V_k|^2}} \quad (3)$$

gdzie  $k$  – numer harmonicznych,  $V$  – sygnał napięcia.

3. Chwilowa amplituda (IA – ang. *instantaneous amplitude*) oraz chwilowa faza sygnału (IF – ang. *instantaneous phase*).

$$\text{IF}(t) = \frac{\int \omega \cdot \text{TFD}_S(t, \omega; \phi) d\omega}{\int \text{TFD}_S(t, \omega; \phi) d\omega}, \quad (4)$$

gdzie TFD – rozkład czasowo-częstotliwościowy,  $S$  – całkowity sygnał, na który składa się składowa podstawowa wraz ze wszystkimi zakłóceniami.

4. Współczynnik odchyłki częstotliwości (FDR – ang. *Power Frequency Deviation Ratio*), współczynnik odchyłki od symetrii (SDR – ang. *Symterical Components Deviation Ratio*) [24].

$$\text{FDR} = \frac{|f_m - f_1|}{f_1} \times 100\%, \quad (5)$$

gdzie  $f_1$  – częstotliwość znamionowa,  $f_m$  – zmierzona częstotliwość dla składowej podstawowej.

$$\text{SDR} = \frac{\sqrt{|V_{mp} - V_1|^2 + V_{mn}^2 + V_{mz}^2}}{V_1} \times 100\%, \quad (6)$$

gdzie  $V_1$  – amplituda składowej podstawowej,  $V_{mp}$ ,  $V_{mn}$  i  $V_{mz}$  – zmierzona amplituda dla składowej podstawowej: zgodnej, przeciwnej i zerowej

5. Chwilowy współczynnik kształtu (IFF – ang. *Instantaneous Form Factor*) wyznaczany w dziedzinie czasu określany jako stosunek amplitudy wszystkich zakłóceń zawartych w sygnale do wartości średniej składowej podstawowej zawartej w sygnale (50 Hz). Za pomocą transformaty  $S$  wyznaczone są amplitudy dla wszystkich częstotliwości oraz  $S$  – amplituda dla składowej podstawowej [9].

$$\text{IFF}(\tau) = \frac{\sqrt{\sum_{f_{\min}}^{f_{\max}} (S_D(\tau, f))^2}}{\frac{1}{N} \sum_{f_{\min}}^{f_{\max}} S_P(\tau, f)} \dots \dots \forall \tau : 0 \text{ do } N \quad (7)$$

6. Wskaźnik chwilowego wahania częstotliwości (IFI – ang. *Instantaneous Frequency variation Index*) określany jest jako stosunek częstotliwości wyznaczanych za pomocą transformaty  $S$  sygnału zakłóconego do częstotliwości składowej podstawowej wyznaczonej również za pomocą transformaty  $S$  [9].

$$\text{IFI}(\tau) = \frac{f_1 * AM_s(\tau)}{AM_p(\tau)} \quad (8)$$

7. Współczynnik obciążenia (LCI – ang. *Load characterization index*) wskazujący udział prądu liniowego i nieliniowy w charakterze odbiornika. Współczynnik ten bazuje na rozkładzie prądu obciążenia na dwie składowe. Pierwsza wprowadza harmoniczne zniekształcenia do systemu natomiast druga składowa prądu posiada takie same harmoniczne zniekształcenia, które występują w napięciu [16], [17].

$$\text{LCI} = \begin{cases} 0 & \text{dla liniowego obciążenia} \\ \frac{\|I_{nl}\|}{\|I\|} \cdot 100 & \text{dla źródła zakłócenia} \end{cases}, \quad (9)$$

gdzie  $I_{nl}$  – nieliniowy prąd wprowadzający zniekształcenia od harmonicznym w systemie elektroenergetycznym,  $I$  – całkowity prąd systemu.

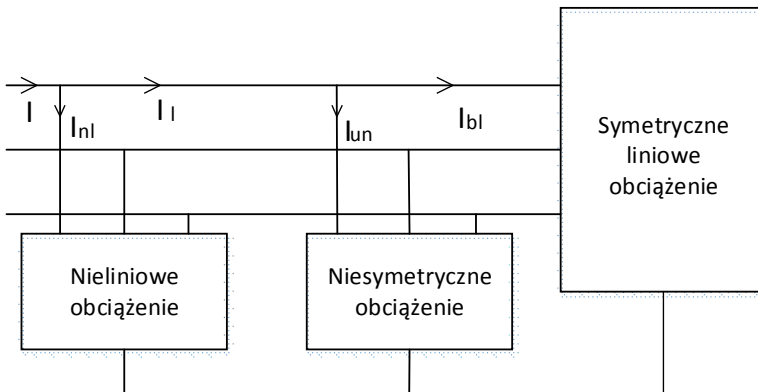
$$\|I\| = \sqrt{\sum_{j=1}^3 \sum_{k=1}^N I_{jk}^2}, \quad (10)$$

gdzie  $I_{jk}$  – harmoniczna  $k$  fazy  $j$  całkowitego prądu,  $N$  – najwyższa harmoniczna.

8. Współczynnik asymetrii prądu (UCR – ang. *Unbalancee current ratio*). Bazuje na rozłożeniu prądu obciążenia na trzy składowe. Pierwsza składowa związana jest z niesymetrią liniowego obciążenia druga z nieliniowym obciążeniem a trzecia składowa związana jest z symetrycznym liniowym obciążeniem [16], [17].

$$\text{UCR} = \frac{\|I_{un}\|}{\|I\|} \cdot 100, \quad (11)$$

gdzie  $I_{un}$  – prąd, który związany jest z wprowadzaniem asymetrii do systemu



Rys. 6. Rozkład prądów obciążeń [16], [17]

W przypadku charakterystyk obciążenia wyróżniamy:

- obciążenie nieliniowe,
- obciążenie niesymetryczne,
- obciążenie symetryczne i liniowe.

Rysunek 6 zaczerpnięty z pracy [17] ilustruje rozkład prądu wejściowego na trzy składniki wymagane przez poszczególne obciążenia, są to  $I_{nl}$  – prąd, który wprowadza zniekształcenia i jest wymagany przez nieliniowe obciążenie,  $I_{un}$  – prąd, który wprowadza asymetrię do sytemu, wymagany przez niesymetryczne obciążenie oraz na prąd  $I_{bl}$ , który jest symetryczny i liniowy.

#### 4. PODSUMOWANIE

W pracy przedstawiono zagadnienia dotyczące wybranych współczesnych kierunków rozwoju oceny jakości energii elektrycznej. Omówiono podstawowe pojęcia standardy, narzędzia oraz zagadnienia monitorowania jakości energii elektrycznej. Z przeprowadzonego przeglądu oraz przywołanych aktywności w środowiskach powiązanych z rozwojem jakości energii elektrycznej obserwuje się przeniesienie realizacji oceny jakości energii z pomiarów mobilnych, wykonywanych nierzadko doraźnie na zgłoszenie odbiorcy, w kierunku stosowania obszarowego monitoringu jakości energii elektrycznej. W działalności operatorów zauważa się planowe rozszerzanie instalowanych systemów monitoringu. Objęcie monitorowaniem i ciągłą analizą wydzielonych fragmentów sieci elektroenergetycznych stwarza nowe możliwości dla diagnostyki pracy sieci, lokalizacji źródeł zaburzeń, a także predykcji stanu pracy sieci. Tak postawiony horyzont stawia przed funkcjonalnością systemów monitoringu jakości energii elektrycznej nowe wyzwania, które będą wymagać wsparcia poprzez zastosowanie matematycznych narzędzi oceny statystycznej, algorytmów przetwarzania sygnałów. Jako element aktualizacji stanu rzeczy należy postulować cykliczne wykonywanie krajowych raportów benchmarkingowych jako kontynuację I-go krajowego raportu benchmarkingowego nt. jakości dostaw energii elektrycznej do odbiorców przyłączonych do sieci przesyłowej i dystrybucyjnej z roku 2009.

Praca podnosi również znaczenie rozszerzenia zakresu częstotliwości oceny parametrów jakościowych energii elektrycznej ze stosowanego obecnie 0–2 kHz do 0–150 kHz. Pierwszym podzakresem, który ma szczególne znaczenie w układach energoelektronicznych jest zakres 2–9 kHz (tzw. suprahamonics).

Przywołane propozycje wybranych wskaźników jakościowych powstałych poprzez wykorzystanie zaawansowanych technik analizy sygnału mogą wnieść nową jakość w ocenę zaburzeń jakości energii, zwłaszcza z punktu widzenia ich zastosowania w detekcji, klasyfikacji zaburzeń, jak również w określeniu kierunkowości zaburzenia.

## LITERATURA

- [1] BANSIDHAR E.K., ASHOK A.G., SUMIT K. *Development of web based power quality monitoring system for handling user custom power quality query and auto power quality monitoring report notification via email*, ICTES, 2007
- [2] BOLLEN M.H.J., *Understanding Power Quality Problems. Voltage sags and interruptions*, IEE Press Series on Power Engineering, 2000.
- [3] BOLLEN M.H.J., GU Y.H.I., *Signal processing of power quality disturbances*, John Wiley & Sons, 2006.
- [4] BOLLEN M.H.J., Ribeiro P.F., Larsson E.O.A., Lundmark C.M., *Limits for Voltage Distortion in the Frequency Range 2 to 9 kHz*, IEEE Trans. on Power Delivery, 2008, Vol. 23, No. 3, 1481–1487.
- [5] BOLLEN M.H.J., OLOFSSON M., LARSSON A., RÖNNBERG S., LUNDMARK M., *Standards for Supraharmonics (2 to 150 kHz)*, IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine, 2014, Vol. 3, No. 1, 114–119.
- [6] BOLLEN M.H.J., BAHRAMIRAD S., KHODAEI A., *Is there a Place for Power Quality in the Smart Grid?*, IEEE, 2014
- [7] CARAMIA P., CARPINELLI G., VERDE P., *Power Quality Indices in Liberalized Markets*, John Wiley & Sons, 2009.
- [8] CEER – *Council of European Energy Regulator, 5th Benchmarking report on quality of electricity supply*, 2011.
- [9] CHIRAG A.N., PRASANTA K., *New Power Quality Indices Based on S-transform for Non-stationary Signals*, International Conference on Power and Energy, 2012
- [10] FILRIT A., *Ciągły monitoring i analiza jakości energii elektrycznej*, Elektroenergetyka, 2011, nr 4, 10.
- [11] GŁOWACKI F., KOSEDA H., *Systemy monitoringu jakości energii elektrycznej*, Biuletyn Polskiego Towarzystwa Przesyłu i Rozdziału Energii Elektrycznej, Energia Elektryczna, <http://www.e-elektryczna.pl/?d=2&s=art0909#>, dostęp: 30.10.2014.
- [12] GUBAŃSKI A., JANIK P., KOSTYŁA P., REZMER J., SIKORSKI T., SZYMAŃDA J., WACŁAWEK Z., *Analiza porównawcza funkcjonalności rozproszonych systemów monitoringu jakości energii*, Energetyka, 2012.
- [13] HANZELKA Z., *Jakość energii elektrycznej: wczoraj, dziś i jutro*, Materiały, Twelve Electric.
- [14] HANZELKA Z., *Jakość energii w warunkach rynku energii*, Biuletyn URE, 5/2003.
- [15] HANZELKA Z., *Jakość dostaw energii elektrycznej. Zaburzenia wartości skutecznej napięcia*, Wydawnictwo AGH, Kraków 2013.
- [16] HERRERA R.S, SALMERÓN P., *Harmonic disturbance identification in electrical systems with capacitor banks*, Electric Power Systems Research, 2011.
- [17] HERRERA R.S., VÁZQUEZ J. R., *Identification of unbalanced loads in electric power systems*, International Transactions on Electrical Energy Systems, 2013.
- [18] IEC Smart Grid Standardization Road Map SMB Smart Grid Strategic Group (SG3), Edition 1.0, June 2010.
- [19] IEC CEI 61000-4-16, *Testing and measurement techniques – Test for immunity to conducted, common mode disturbances in the frequency range 0 Hz to 150 kHz*.
- [20] IEEE Std. 1159 – *Monitoring Electric Power Quality*, IEEE Working Group on Monitoring Electric Power Quality reports to the Power Quality Subcommittee of the IEEE Power Engineering Society, 2003–2009.
- [21] IEEE Std. 2030 – *Smart Grid Interoperability Series of Standards*, IEEE SCC21 Standards Coordinating Committee on Fuel Cells, Photovoltaics, Dispersed Generation, and Energy Storage, 2011.
- [22] JARAMILO S.H., HEYDT G.T., *Power Quality Indices for Aperiodic Voltages and Currents*, IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, Vol. 15, No. 4.

- [23] LARSSON E.O.A, BOLLEN M.H.J, WAHLBERG M.G., LUNDMARK C.M., RÖNNBERG S.K., *Measurements of High-Frequency (2–150 kHz) Distortion in Low-Voltage Networks*, IEEE Trans. on Power Delivery, 2010, Vol. 25, No. 3, 1749–1757.
- [24] LIN T., DOMIJAN A., *On Poower Quality and Real Time Measurement*, IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, Vol. 20, No. 4, 2552–2562.
- [25] MAGDZIAK R., *Analizatory jakości energii elektrycznej – polscy producenci i dystrybutorzy*, Portal internetowy: <http://elektronikab2b.pl/raporty/1979-analizatory-jakosci-energii-elektrycznej-polscy-producenci-i-dystrybutorzy?limitstart=0#.VFu0uvmG8io>, dostęp: 31.10.2014.
- [26] PN-EN 50160 *Parametry napięcia zasilającego w publicznych sieciach rozdzielczych*, 2010.
- [27] POWERS E.J., SHIN Y.J., GRADLY M., ARAPOSTATHIS A., *Power Quality Indices for Transient Disturbances*, IEEE Transactions on Power Delivery, 2006, Vol. 21, No. 1.
- [28] Rozporządzenie Ministra Gospodarki z dnia 4 maja 2007 r. w sprawie *szczegółowych warunków funkcjonowania systemu elektroenergetycznego*, ze zmianami 21 sierpnia 2008 r. (Dz.U. 2008 Nr 162, poz. 1005).
- [29] SALMERÓN P., HERRERA R.S., VALLÉS A. P., PRIETO J., *New Distortion and Unbalance Indices Based on Power Quality Analyzer Measurements*, IEEE Transactions on Power Delivery, 2009.
- [30] SANKARAN C., *Power Quality*, CRC Press, 2002.
- [31] SIKORSKI T., *Monitoring i ocena jakości energii w sieciach elektroenergetycznych z udziałem generacji rozproszonej*, Politechnika Wroclawska, Wrocław 2013.
- [32] SIKORSKI T., SZYMAŃDA J., ZENGER M., *Monitoring i analiza stanów zakłóceń w sieciach elektroenergetycznych*, Przegląd Elektrotechniczny, 2012, Vol. 88, nr 11b, 178–181.
- [33] SONTAKKE S., THORAT A., *Novel Method for Estimation of PQ Indices in Microgrids*, International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability (ICEETS), 2013.
- [34] *Strategia Bezpieczeństwo Energetyczne i Środowisko – perspektywa do 2020 r.*, Ministerstwo Gospodarki, Ministerstwo Środowiska, Warszawa, kwiecień 2014.
- [35] Ustawa z dnia 10 kwietnia 1997 r. – *Prawo energetyczne* (Dz.U. z 1997, nr 54, poz. 348) z późniejszymi zmianami, jednolity tekst ustawy w Dz.U. 2006, nr 89, poz. 625, oraz ostatnie zmiany w Dz.U. z 2007 r., Nr 21, poz. 124; Dz.U. z 2007 r., Nr 52, poz. 343; Dz.U. z 2007 r., Nr 115, poz. 790; Dz.U. z 2007 r., Nr 130, poz. 905.
- [36] URE – Urząd Regulacji Energetyki, *I Krajowy raport benchmarkingowy nt. jakości dostaw energii elektrycznej do odbiorców przyłączonych do sieci przesyłowej i dystrybucyjnej*, 2009.
- [37] ZAVODA F., *Advanced Distribution Automation (ADA) Applications and Power Quality in Smart Grids*, ICED 2010.

#### SELECTED ISSUES OF PRESENT POWER QUALITY ASSESSMENT

This paper describes the development of power quality. Discussed issues stay in relation to aspects of present power systems, taking into consideration technical aspects, energy market and energy security. It was suggested the need to develop of power quality monitoring systems and continue benchmarking reports. Additionally a new challenges was highlighted including extension of the frequency range of power quality disturbances, use of new signal analysis tools for the analysis of long-term and multi-point data, locating sources of disturbance. Next aspect pointed out the need to integrate power quality monitoring in the process of the interoperability of power systems. Additionally, selected issue of new power quality indices is presented.



## SPIS RZECZY

Khanh NGUYEN THAC, Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA, Control of the DTC-FSVM based induction motor drive in a wide speed range .....	3
Mateusz DYBKOWSKI, Krzysztof SZABAT, Bezcujnikowy układ napędowy z kompensatorem neuronowo-rozmytym .....	16
Marcin KAMIŃSKI, Regulator stanu ze zmiennymi parametrami zastosowany w strukturze sterowania układu dwumasowego .....	26
Mateusz DYBKOWSKI, Wykorzystanie sztucznych sieci neuronowych do diagnostyki wirnika silnika indukcyjnego w układzie sterowania połowo-zorientowanego .....	37
Mateusz DYBKOWSKI, Układ napędowy o zwiększonym stopniu bezpieczeństwa z adaptacyjnym regulatorem neuronowo-rozmytym .....	48
Piotr SOBAŃSKI, Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA, Predykcyjny algorytm sterowania napędem z silnikiem indukcyjnym zasilanym z 4-tranzystorowego falownika napięcia .....	59
Piotr SOBAŃSKI, Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA, Prosty algorytm lokalizacji uszkodzeń tranzystorów falownika napięcia w napędzie z silnikiem indukcyjnym .....	76
Paweł DRÓŻDŻ, Marcin PAWLAK, Koncepcja systemu sterowania inteligentnym budynkiem przystosowanym dla osoby niepełnosprawnej .....	86
Paweł EWERT, Jacek SMOLEŃ, Monitorowanie pracy napędu z silnikiem PM BLDC przy wykorzystaniu środowiska LabVIEW .....	95
Piotr GAJEWSKI, Krzysztof PIEŃKOWSKI, Analiza przekształtnikowego sterowania generatorem synchronicznym o magnesach trwałych w autonomicznym systemie elektrowni wiatrowej .....	109
Ramuald HATOUKA, Marcin KAMIŃSKI, Zastosowanie modułu Arduino w układzie zdalnego sterowania robotem mobilnym .....	121
Kamil KLIMKOWSKI, Układy napędowe odporne na wybrane uszkodzenia – stan zagadnienia .....	133
Kamil KLIMKOWSKI, Kompensacja uszkodzeń wybranych czujników pomiarowych w układach napędowych z silnikiem indukcyjnym poprzez redundancję sprzętową .....	144
Kamil KLIMKOWSKI, Mateusz DYBKOWSKI, Analiza wybranych detektorów uszkodzeń czujnika prędkości kątowej w napędach z silnikami indukcyjnymi .....	155
Jacek LISTWAN, Krzysztof PIEŃKOWSKI, Sterowanie połowo-zorientowane wielofazowym silnikiem indukcyjnym z zastosowaniem metod modulacji wektorowej .....	167
Marcin SKÓRA, Stanowisko do badania układów napędowych z silnikiem PM BLDC .....	183
Dariusz WAWRZYŃIAK, Marcin KAMIŃSKI, Sprzętowa implementacja neuronowego detektora kolorów .....	193
Karol WRÓBEL, Piotr SERKIES, Redukcja złożoności regulatora predykcyjnego w układzie dwumasowym z silnikiem indukcyjnym .....	206
Karol WRÓBEL, Sterowanie momentem elektromagnetycznym silnika indukcyjnego z wykorzystaniem regulatora predykcyjnego ze skończonym zbiorem rozwiązań .....	216
Michał ZACHARIASZ, Mateusz DYBKOWSKI, Analiza układu napędowego pojazdu hybrydowego z silnikiem indukcyjnym .....	225



Piotr DERUGO, Analiza wykorzystania regulatora neuronowo-rozmytego z warstwą tranzycji w sterowaniu silnikiem prądu stałego w zakresie prędkości ultra niskich .....	233
Krzysztof DRÓŻDŹ, Porównanie jakości estymacji zmiennych stanu i parametru układu dwumasingowego przez rozmyte filtry Kalmana o statycznej i dynamicznej adaptacji wybranego współczynnika .....	246
Karol WRÓBEL, Krzysztof SZABAT, Zastosowanie rozmytego sterowania adaptacyjnego w układzie napędowym z tarcie mechanicznym .....	260
Bronislav FIRAGO, Dmitry VASILYEV, Concerning the vector control of a squirrel-cage induction motor .....	271
Agata PIESIEWICZ, Maciej GWOŹDZIEWICZ, Paweł ZALAS, Wysokosprawny jednofazowy silnik LSPMSM o liczbie biegunów $2p = 4$ – badania eksperymentalne .....	286
Adam GOZDOWIAK, Piotr KISIELEWSKI, Analiza przebiegu pracy turbogeneratorsa po wystąpieniu samoczynnego ponownego załączenia linii .....	295
Adam GOZDOWIAK, Piotr KISIELEWSKI, Wyznaczenie i weryfikacja parametrów turbogeneratorsa z symulacji polowej i polowo-obwodowej .....	303
Maciej GWOŹDZIEWICZ, Paweł ZALAS, Mateusz MAKUCH, Dwukierunkowy, dwubiegunowy, jednofazowy silnik synchroniczny z magnesami trwałymi – badania eksperymentalne .....	315
Szymon LIPIŃSKI, Jan ZAWILAK, Energooszczędne silniki elektryczne w napędach pomp wirowych .....	325
Daniel DUSZA, Łukasz MISZTALEWSKI, Płaskie przetworniki prądu .....	335
Krzysztof PODLEJSKI, Radosław GAC, Karta pomiarowa do mostka tensometrycznego .....	345
Piotr MADEJ, Pasma przetwornika prąd–napięcie w spektrometrii ruchliwości jonów .....	352
Piotr MADEJ, Stabilność przetwornika prąd–napięcie w spektrometrii ruchliwości jonów .....	358
Grzegorz KOSOBUDZKI, Przyłączanie elektrowni wiatrowej do sieci energetycznej średniego napięcia .....	365
Beata KREDENC, Tomasz SIKORSKI, Wybrane zagadnienia współczesnej oceny jakości energii elektrycznej .....	375

## CONTENTS

Khanh NGUYEN THAC, Teresa ORLOWSKA-KOWALSKA, Control of the DTC-FSVM based induction motor drive in a wide speed range .....	3
Mateusz DYBKOWSKI , Krzysztof SZABAT, Sensorless direct torque control of induction motor with adaptive neuro-fuzzy compensator .....	16
Marcin KAMIŃSKI, State space controller with changeable parameters applied in control structure of two-mass system .....	26
Mateusz DYBKOWSKI, Induction motor rotor faults detection based on neural networks in direct field oriented control structure .....	37
Mateusz DYBKOWSKI, Fault tolerant direct torque control of induction motor with adaptive neuro-fuzzy controller .....	48
Piotr SOBAŃSKI, Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA, Predictive control algorithm for induction motor drive fed by 4-switch voltage inverter .....	59
Piotr SOBAŃSKI, Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA, Simple transistors fault localization algorithm for voltage inverter-fed induction motor drive .....	76
Paweł DRÓZDŹ, Marcin PAWLAK, Intelligent building control system adapted for disabled person with use of mobile devices with android system .....	86
Paweł EWERT, Jacek SMOLEŃ, Monitoring of the PM BLDC drive operation using the LabVIEW environment .....	95
Piotr GAJEWSKI, Krzysztof PIENKOWSKI, Analysis of the converter control system with permanent magnet synchronous generator in the autonomous wind turbine system .....	109
Ramuald HATOUKA, Marcin KAMIŃSKI, Application of Arduino in remote control system of mobile robot .....	121
Kamil KLIMKOWSKI, Fault tolerant motor drives – review of methods .....	133
Kamil KLIMKOWSKI, Compensation algorithm based on hardware redundancy of chosen measurement sensors faults in drive systems with induction motor .....	144
Kamil KLIMKOWSKI, Mateusz DYBKOWSKI, An analysis of chosen speed sensor fault detectors for induction motor drives .....	155
Jacek LISTWAN, Krzysztof PIENKOWSKI, Field-oriented control of multiphase induction motor with space vector modulation methods .....	167
Marcin SKÓRA, Laboratory stand to investigation of PM BLDC motor drive .....	183
Dariusz WAWRZYŃIAK, Marcin KAMIŃSKI, Hardware implementation of neural detector for color selection .....	193
Karol WRÓBEL, Piotr SERKIES, Reducing computational complexity of predictive controller in two-mass system with induction motor .....	206
Karol WRÓBEL, Torque control of induction motor using predictive controller with finite control set .....	216
Michał ZACHARIASZ, Mateusz DYBKOWSKI, Analyzis of hybrid electrical vehicle with induction motor .....	225

Piotr DERUGO, Analysis of neuro-fuzzy PID controller with Petri transition layer for DC motor working with ultra-low speed .....	233
Krzysztof DRÓŻDŹ, Comparison of an estimation quality of state variables and a parameter of the two-mass system by fuzzy Kalman filters with a static and dynamic adaptation of a selected coefficient .....	246
Karol WRÓBEL, Krzysztof SZABAT, Application of the adaptive fuzzy control structure for the drive system with mechanical friction .....	260
Bronislav FIRAGO, Dmitry VASILYEV, Concerning the vector control of a squirrel-cage induction motor .....	271
Agata PIESIEWICZ, Maciej GWOŹDZIEWICZ, Paweł ZALAS, High efficiency single-phase line start PMSM with number of poles $2p = 4$ – experimental results .....	286
Adam GOZDOWIAK, Piotr KISIELEWSKI, Analysis of the turbogenerator work after appearance of automatic switching line .....	295
Adam GOZDOWIAK, Piotr KISIELEWSKI, Identification and verification of the turbogenerator parameters determined from the field and field-circuit simulation .....	303
Maciej GWOŹDZIEWICZ, Paweł ZALAS, Mateusz MAKUCH, Two-directional two-pole single phase line start permanent magnet synchronous motor – experimental results .....	315
Szymon LIPIŃSKI, Jan ZAWILAK, Energy-saving electric motors as a drive of centrifugal pumps .....	325
Daniel DUSZA, Łukasz MISZTALEWSKI, Planar current transducers .....	335
Krzysztof PODLEJSKI, Radosław GAC, Specialized DAQ strain gauge measurements .....	345
Piotr MADEJ, Bandwidth of the current–voltage converter in the ion mobility spectrometry .....	352
Piotr MADEJ, Stability of the current–voltage converter in the ion mobility spectrometry .....	358
Grzegorz KOSOBUDZKI, Wind turbine connection to medium voltage power distribution system .....	365
Beata KREDENC, Tomasz SIKORSKI, Selected issues of present power quality assessment .....	375