

OPTIMALIZACJA STATYCZNA UKŁADU NAPĘDOWEGO Z MASZYNĄ INDUKCYJNĄ DLA GRANICZNYCH WARTOŚCI STEROWANIA MOMENTEM**

STRESZCZENIE

Przeprowadzono optymalizację statyczną wektorowego układu sterowania częstotliwościowego silnikiem indukcyjnym klatkowym. Celem optymalizacji jest określenie wartości modułu strumienia skojarzonego z wirnikiem, zapewniającego maksymalną graniczną wartość momentu elektromagnetycznego silnika. Wyznaczono wartość modułu strumienia skojarzonego z wirnikiem w przypadku ograniczenia realnej wartości strumienia głównego silnika. Określono właściwości dynamiczne sterowania momentem elektromagnetycznym w przypadku stabilizacji na „optymalnym” poziomie wartości strumienia skojarzonego z wirnikiem. Do przeprowadzenia optymalizacji wykorzystano obwodowy model silnika o nieliniowych parametrach.

Słowa kluczowe: silniki indukcyjne, sterowanie częstotliwościowe, sterowanie momentem

STATIC OPTIMIZATION ELECTRICAL DRIVE WITH INDUCTION MOTOR FOR LIMITED TORQUE CONTROL

In the paper optimal value of rotor flux, which ensures the maximum value of electromagnetic torque of the motor, was calculated. The permissible rate of electromagnetic moment change for the case when follow-up stator current regulation systems operating in the sliding motion are employed was determined on the basis of the above analysis. An analysis of the drive system with a 5.5 kW motor working with the maximum value of the torque was carried out. The variability of motor parameters with respect to the function of electromagnetic states was accounted for the motor model.

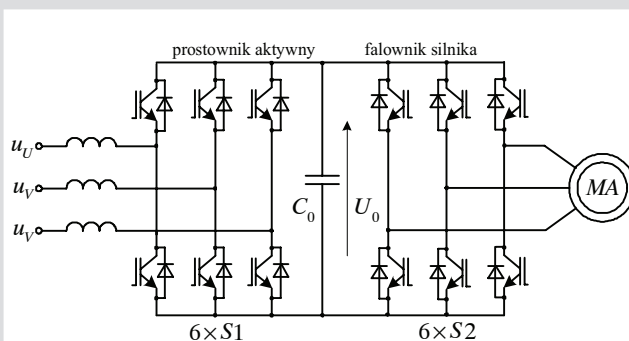
Keywords: induction motors, frequency control, torque control

1. WSTĘP

Współczesne układy sterowania napędami elektrycznymi prądu przemiennego z maszyną indukcyjną klatkową budowane są ze skalarnymi lub wektorowymi układami sterowania częstotliwościowego [1, 3], a także z układami bezpośredniego sterowania momentem [3]. Rozwiązania takie pozwalają na otrzymanie doskonałych parametrów dynamicznych sterowania momentem elektromagnetycznym silnika. W układach napędowych proponowanych przez licznych producentów, moment silnika indukcyjnego ograniczany jest do wartości (1,1–1,5) momentu znamionowego. Rozwiązanie takie predysponuje zastosowanie układu napędowego do pracy w stanach „statycznych” z niedużymi przeciążeniami dynamicznymi i powoduje, że maszyna indukcyjna sterowana częstotliwościowo powinna pracować w stanie statycznym z momentem obciążenia bliskim znamionowemu, a duża dynamika sterowania momentem elektromagnetycznym nie jest w pełni wykorzystana. Jednocześnie istnieje cały szereg regulowanych układów napędowych pracujących z dużą liczbą krótkotrwałych przeciążeń i zmianami wartości i kierunku prędkości. Typowymi układami są napędy układów mechatronicznych, napędy metalurgicznych i górniczych.

Celem pracy jest określenie optymalnego sterowania częstotliwościowego silnikiem asynchronicznym, pod względem uzyskania maksymalnej (granicznej) wartości momen-

tu elektromagnetycznego silnika, spełniającego założone parametry dynamiczne i statyczne formowania momentu. W celu zapewnienia odpowiedniej wartości napięcia zasilającego falownik, obwód prądu stałego zasilany jest z sieci za pomocą aktywnego prostownika sieciowego posiadającego możliwość podwyższania napięcia w obwodzie pośredniczącym powyżej maksymalnej wartości międzyfazowego napięcia sieci zasilającej $\sqrt{3}U_{1,m} < U_0$ (rys. 1). W celu zapewnienia dobrych właściwości dynamicznych napędu i małej wrażliwości na zakłócenia sygnałowe i parametryczne stosowane jest sterowanie prądowe z regulatorami prądów fazowych pracujących w trybie ślizgowym [4].



Rys. 1. Obwód mocy układu napędowego

Fig. 1. Power circuit of drive

* Politechnika Wrocławska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych

** Artykuł uzyskał pozytywne recenzje i był prezentowany podczas Międzynarodowego Sympozjum Maszyn Elektrycznych SME 2006 w Krakowie

2. STEROWANIE ZAPEWNIĄCE GRANICZNY MOMENT ELEKTROMAGNETYCZNY

Do analizy pracy układu napędowego zastosowano obwodowy, nieliniowy model silnika indukcyjnego. Wektorowe równania napięciowe obwodu stojana i wirnika oraz równanie momentu elektromagnetycznego silnika przedstawiono w powszechnie stosowanych jednostkach względnych [1].

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_S &= \bar{i}_S R_S + (p + j\alpha) \cdot \bar{\psi}_S \\ 0 &= \bar{i}_R R_R + (p + j\beta) \cdot \bar{\psi}_R \\ \bar{\psi}_S &= \bar{i}_S X_S + \bar{i}_R X_M; \quad \bar{\psi}_R = \bar{i}_S X_M + \bar{i}_R X_R \\ \bar{\psi}_M &= \bar{i}_M X_M; \quad \bar{i}_M = \bar{i}_S + \bar{i}_R \\ \bar{i}_S &= (\bar{\psi}_S - \bar{\psi}_R) \frac{1}{x_S}; \quad \bar{i}_R = (\bar{\psi}_S - \bar{\psi}_R) \frac{1}{x_R} \\ x_S &= f(i_S^2); \quad x_R = f(i_R^2); \quad i_M = f(\psi_M) \\ \mu &= \text{Im}(\bar{i}_S \bar{\psi}_S^*); \quad \mu - \mu_0 = pJv \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

gdzie:

- u_S – względna wartość napięcia stojana,
- i_S – względna wartość prądu stojana,
- i_R – względna wartość prądu wirnika,
- i_M – względna wartość prądu magnesującego,
- ψ_S, ψ_R, ψ_M – względne wartości strumieni skojarzonych ze stojanem, wirnikiem i strumienia głównego,
- R_S, R_R – rezystancje względne stojana i wirnika,
- X_M, X_S, X_R – względne wartości reakcji magnesującej, reakcji stojana i wirnika,
- $x_S = (X_S - X_m), x_R = (X_R - X_m)$ – względne wartości reakcji rozproszenia stojana i wirnika,
- α – względna wartość częstotliwości prądu stojana,
- $\beta = (\alpha - v)$ – względna wartość poślizgu bezwzględnego,
- v – względna wartość prędkości wirnika,
- μ – względna wartość momentu elektromagnetycznego,
- J – względna wartość momentu bezwładności sprowadzonego do wału silnika,
- $p = d/dt$ – operator różniczkowania.

Po przekształceniu zależności (1) można otrzymać równanie wektorowe napięcia i prądu stojana oraz jego składowe w osiach prostopadłych $d - q$, dla osi d zorientowanej wzdłuż wektora strumienia wirnika $\bar{\psi}_R$.

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_S &= \bar{i}_S R_S + (p + j\alpha) X_Z \bar{i}_S + (p + j\alpha) \frac{X_M}{X_R} \bar{\psi}_R \\ u_{Sd} &= i_{Sd} R_S + p X_Z i_{Sd} - \alpha X_Z i_{Sq} + p \frac{X_M}{X_R} \psi_R \\ u_{Sq} &= i_{Sd} R_S + p X_Z i_{Sq} + \alpha X_Z i_{Sd} + \alpha \frac{X_M}{X_R} \psi_R \\ -\bar{i}_S R_R \frac{X_M}{X_R} + \bar{\psi}_R \left(p + j\beta + \frac{R_R}{X_R} \right) &= 0 \\ -i_{Sd} R_R \frac{X_M}{X_R} + \psi_R \left(p + \frac{R_R}{X_R} \right) &= 0 \\ -i_{Sq} R_R \frac{X_M}{X_R} + \psi_R \beta &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

gdzie $X_Z = X_S - X_M^2 / X_R$ – przejściowa reaktancja silnika.

Praktycznie wszystkie parametry silnika ulegają zmianom w zależności od stanu pracy. Reaktancje rozproszeń stojana i wirnika ulegają zmianom głównie na skutek nasycenia obszarów zębów w pobliżu szczeliny i sklepienia żłobków i zależą od wartości prądów stojana i wirnika [3]. Reaktancja magnesująca zmienia swoją wartość w zależności od stopnia nasycenia obwodu głównego maszyny i może być określona z przebiegu krzywej magnesowania. W rozpatrywanym układzie krzywa magnesowania $i_M(\psi_M)$ opisana jest wielomianem potęgowym 7. stopnia o czterech współczynnikach z nieparzystymi wykładnikami potęg. Dla rozpatrywanego zakresu zmian strumienia głównego $\psi_M \in (0; 1,3)$ obejmującego zakres „silnego” nasycenia wielomian aproksymuje krzywą magnesowania z dokładnością ok. 1%. Rezystancja wirnika zmienia się na skutek zjawiska wypierania prądu w klatce [2].

Zmienne parametry silnika opisują zależności:

$$\left. \begin{aligned} x_S &= \left(c_S + \frac{a_S}{i_S^2 + b_S} \right) x_{S0}; \quad x_R = \left(c_R + \frac{a_R}{i_R^2 + b_R} \right) x_{R0} \\ i_M(\psi_M) &= g_1 \psi_M + g_2 \psi_M^3 + g_3 \psi_M^5 + g_4 \psi_M^7 \\ R_R &= R_{R0} \left(1 + a_R \sqrt{\frac{R_{R0}}{X_R} \left(\beta + \frac{d}{dt} \arctg \frac{i_{Sq}}{i_{Sd}} \right)} \right) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

gdzie:

- x_S, x_R – reaktancje rozproszenia wirnika i stojana zależne od prądu;
- x_{S0}, x_{R0} – reaktancje rozproszenia w stanie nienasyconym;

$i_m(\psi_m)$ – krzywa magnesowania silnika;

R_{R0} – rezystancja wirnika przy poślizgu równym zero;

$a_S, a_R, b_S, b_R, c_S, c_R, g_1 \dots g_5$ – stałe wartości określone parametrami silnika.

Po przekształceniu zależności (1), (2) i (3), moduł momentu elektromagnetycznego silnika dla pracy silnikowej może być wyznaczony z zależności:

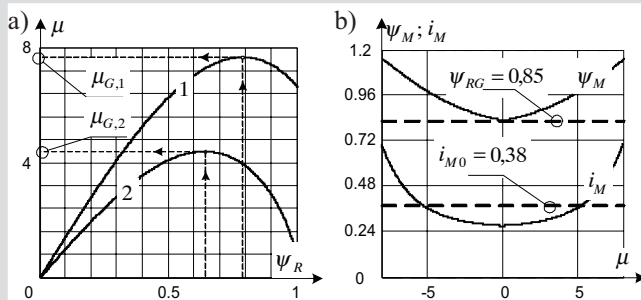
$$\mu^2 \cdot \left(c_R + \frac{a_R}{\left(\frac{\mu}{\psi_R} \right)^2 + b_R} \right) x_{R0}^2 = (\psi_M^2 - \psi_R^2) \cdot \psi_R^2 \quad (4)$$

Równanie (4) $\mu = f(\psi_R; \psi_M)$ ma w zakresie dopuszczalnych zmian ψ_R wartość ekstremalną. Dla określonej wartości strumienia skojarzonego z wirnikiem moment elektromagnetyczny silnika osiąga graniczną (maksymalną) wartość równą μ_G przy założeniu, że strumień główny maszyny nie przekracza wartości maksymalnej wyznaczonej nasyceniem się obwodu magnetycznego $\psi_M \leq \psi_{M,G}$.

Przebieg zależności momentu od wartości strumienia wirnika $\mu(\psi_R)$ dla silnika 4A112M4 o danych $P_n = 5,5$ kW; $2p = 4$; $U_n = 220$ V dla stałych, maksymalnych wartości strumienia $\psi_{M,G1} = 1,25$ i $\psi_{M,G2} = 1,0$ (krzywe „1” i „2”) przedstawiono na rysunku 2a.

Jak wynika z rysunku 2a i zależności (4), wartość modułu strumienia wirnika $\psi_{R,G}$, przy której występuje moment graniczny, zależy zarówno od parametrów silnika, jak i maksymalnego, dopuszczalnego ze względu na nasycenie obwodu głównego, strumienia $\psi_{M,max} = \psi_{M,G}$. Graniczny moment elektromagnetyczny badanego silnika może osiągnąć dużą wartość ($\mu_G \approx 8$), co w stosunku do momentu znamionowego wynosi $k_G = \mu_G / \mu_n = 5,13$, a w stosunku do momentu krytycznego dla naturalnej charakterystyki silnika $k_{GK} = \mu_G / \mu_K = 2,34$.

W wypadku stabilizacji strumienia wirnika na stałym poziomie $\psi_{R,G} = 0,85$, zapewniającym moment graniczny na poziomie $\mu_G \approx 8$, strumień główny silnika wzrasta w miarę wzrostu momentu obciążenia, osiągając dla momentu granicznego wartość maksymalną $\psi_{M,G} = 1,2$. Prowadzi to



Rys. 2. Zależność momentu i strumienia dla sterowania granicznego

Fig. 2. Dependence torque and flux for limited control

do dwukrotnego wzrostu prądu magnesującego w stosunku do prądu idealnego biegu jałowego silnika w warunkach zasilania znamionowego $i_{M0} = 0,38$.

Natomiast w zakresie momentów obciążenia $-5 \leq \mu \leq 5$, prąd magnesujący maszyny jest mniejszy od prądu idealnego biegu jałowego $i_{M,0}$. Przebiegi prądu magnesującego i strumienia głównego silnika dla przypadku stabilizacji strumienia wirnika na stałym poziomie $\psi_{R,G} = 0,85$ przedstawiono na rysunku 2b.

3. WYMAGANE NAPIĘCIE ZASILAJĄCE

W układzie napędowym sterowanym prądowo, w trakcie stabilizacji strumienia wirnika, wymagana jest odpowiednia wartość napięcia stojana zależna od stanu pracy i parametrów silnika. Na podstawie zależności (2) otrzymujemy wymagany moduł wektora przestrzennego napięcia stojana.

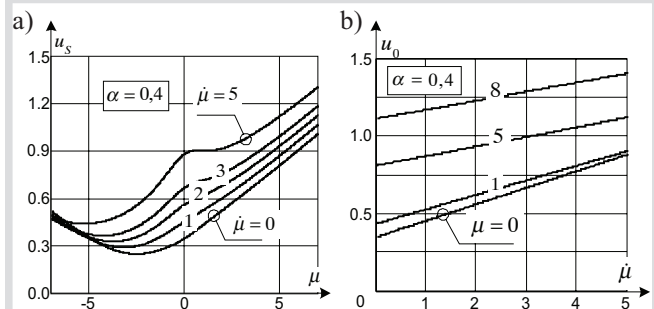
$$u_s = \sqrt{u_{sd}^2 + u_{sq}^2} = \alpha \frac{\psi_R}{X_M} \left[\left(\frac{R_S}{\alpha} - X_Z \frac{X_R}{\psi_R^2} \mu \right)^2 + \left(\frac{R_S}{\alpha} \frac{X_R}{\psi_R^2} \mu + p X_Z \frac{X_R}{\psi_R^2} \mu + X_S \right)^2 \right]^{0,5} \quad (5)$$

Moduł wymaganego modułu wektora napięcia stojana w funkcji momentu obciążenia silnika i zakładanej szybkości jego zmian $p\mu = d\mu/dt = \dot{\mu}$ dla wartości częstotliwości $\alpha = 0,4$ przedstawiono na rysunku 3a.

Z rysunku 3a wynika, że wartość wymaganego napięcia stojana szybko rośnie wraz ze wzrostem wymaganej szybkości jego zmian $\dot{\mu}$ i jest większa dla silnikowej pracy napędu.

Jeżeli w układzie sterowania prądami fazowymi stosowany jest sposób modulacji zapewniający maksymalne wykorzystanie napięcia obwodu pośredniczącego prądu stałego (np. modulacja kołowa lub wektorowa), wówczas wymagana wartość napięcia obwodu pośredniczącego wynosi

$$U_0 = u_0 \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_1 \geq \sqrt{6} U_n u_s \quad (6)$$



Rys. 3. Wymagane napięcia stojana i obwodu prądu stałego

Fig. 3. Required voltage stator and DC circuit

gdzie:

$u_0 = U_0 / U_{d0}$ – względna wartość napięcia obwodu prądu stałego,

$U_{do} = 3\sqrt{6}U_1/\pi$ – średnia wartość napięcia niesterowanego prostownika sześciopul-sowego,

U_n – znamionowe fazowe napięcie silnika,

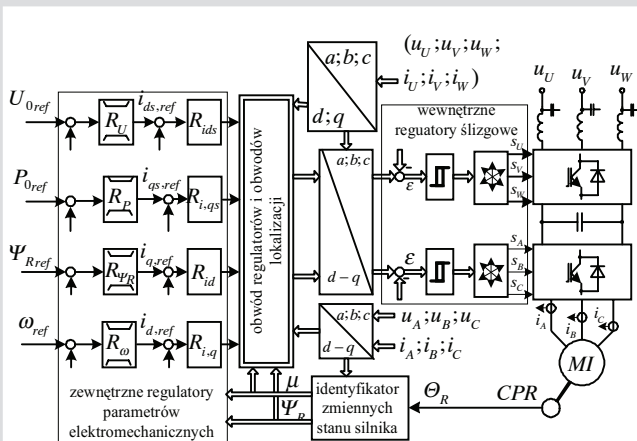
$U_n = U_1$ – znamionowa wartość fazowego napięcia sieci.

Jeżeli znamionowe, fazowe napięcia sieci i silnika są równe $U_n = U_1$, wówczas względna wartość napięcia obwodu prądu stałego (7) wynosi $u_0 \geq 1,05u_s$.

Zależności wymaganego względnego napięcia obwodu prądu stałego u_0 dla rozpatrywanego zakresu zmian momentu elektromagnetycznego i jego pochodnej przedstawiono na rysunku 3b.

4. BADANIA PODSTAWOWYCH WŁASNOŚCI DYNAMICZNYCH

Badania podstawowych własności dynamicznych układu napędowego pracującego w zakresie granicznych przeciążeń momentem przeprowadzono za pomocą modelowania w programie MATLAB-SIMULINK. Do modelowania zastosowano silnik indukcyjny klatkowy 4A112M4. Do zasilania silnika zastosowano przekształtnikowy układ z falownikiem napięcia z modulacją szerokości impulsów zasilający fazy silnika. Falownik zasilany jest z aktywnego prostownika sieciowego mającego topologię identyczną jak falownik silnika. Wprowadzenie aktywnego prostownika sieciowego pozwala na zasilanie falownika (i silnika) odpowiednio dużą wartością napięcia wymaganą w stanach dynamicznych (6). Uproszczony schemat funkcjonalny sterowania napędem przedstawiono na rysunku 4. Do sterowania falownikami silnika i aktywnego prostownika sieciowego służą wewnętrzne regulatory prądów silnika i sieci zasilającej sterowane poprzez wektorowe modulatory. Regulatory wewnętrzne wykonano jako nieliniowe, pracujące w trybie

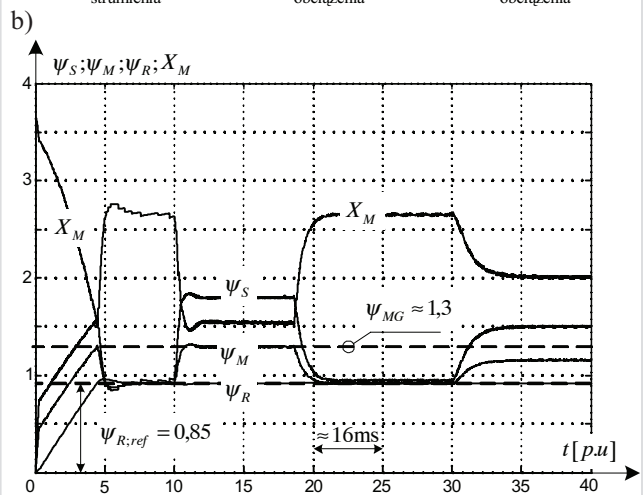
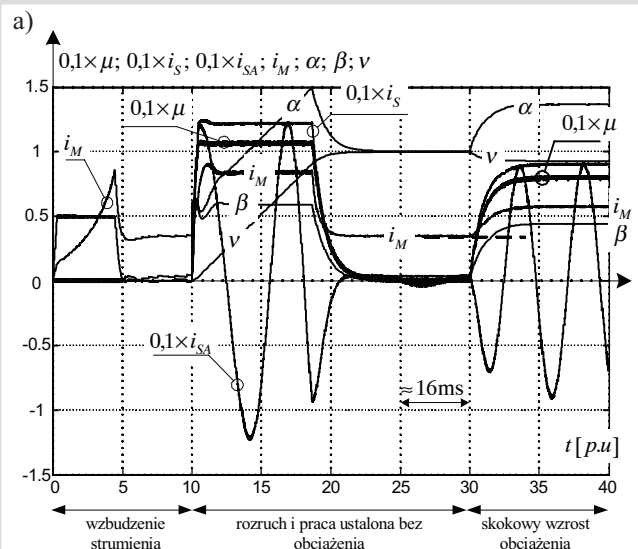


Rys. 4. Schemat blokowy sterowania silnikiem indukcyjnym

Fig. 4. Block diagram of induction motor control

ślizgowym [4]. Zastosowanie wewnętrznych regulatorów ślizgowych pozwoliło zapewnić doskonałe parametry dynamiczne sterowania elektromagnetycznym obwodem falownik – silnik indukcyjny oraz praktycznie uodpornić układ na wahania napięcia U_0 w obwodzie pośredniczącym prądu stałego.

Ze względu na silną nieliniowość równań różniczkowych opisujących pracę samego silnika indukcyjnego pracującego w zakresie dużych przeciążeń momentem spowodowaną zarówno nieliniowym równaniem momentu elektromagnetycznego (możliwą do likwidacji wprowadzeniem odpowiednio zorientowanych wektorów sterującego i orientującego), jak i przede wszystkim znaczną zmianą praktycznie wszystkich parametrów silnika (zmiana reaktancji magnesującej dochodzi do 250%), zastosowanie liniowych metod syntezy regulatorów staje się problematyczne. W celu zapewnienia odpowiednich parametrów dynamicznych układu formowania momentu elektromagnetycznego i stabilizacji strumienia, zastosowano teorię lokalizacji [4]. Przebiegi w stanie dynamicznym rozruchu i obciążenia napędu przedstawiono na rysunkach 5a i b.



Rys. 5. Przebiegi w sterowanym układzie napędowym

Fig. 5. Transients in frequency control drive

5. WNIOSKI

Przeprowadzona analiza układu napędowego z silnikiem wykazała, że graniczna wartość momentu elektromagnetycznego silnika μ_G występuje dla maksymalnej, dopuszczalnej ze względu na nasycenie, wartości strumienia głównego $\Psi_{m,max}$, i dla jednej wartości strumienia skojarzonego z wirnikiem – $\Psi_{r,G}$. Wartość momentu granicznego znacząco zależy również od wartości nieliniowej reaktancji rozproszenia wirnika $x_{\sigma r}$ i może osiągnąć wartości (2–3)-krotnie większe od momentu krytycznego na charakterystyce znamionowej.

Literatura

- [1] Novotny D.V., Lipo T.A.: *Vector control and dynamics of a.c. drives*. Oxford, New York, Tokyo, Oxford University Press, 1996
- [2] Boldea I., Nasar S.: *The induction Machine Handbook*. CRC Press 2002
- [3] Vas P.: *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford, New York, Tokyo, Oxford University Press, 1998
- [4] Уткин В.И.: *Скользкие режимы и их применение в системах с переменной структурой*. Москва, Наука 1981

Wpłynęło: 26.09.2006



Leszek PAWLACZYK

Doktor inż., ukończył obecny Wydział Robotyki i Układów Robototeknicznych Białoruskiego Narodowego Uniwersytetu Technicznego w Mińsku w 1980 roku o specjalności napęd elektryczny i automatyzacja procesów przemysłowych. Pracował na stanowisku konstruktora w Zakładach Aparatury Spawalniczej ASPA we Wrocławiu. Doktorat obronił w Instytucie Elektroenergetyki Politechniki Wrocławskiej w 1990 roku. Główną dziedziną zainteresowań jest energoelektronika i automatyka napędu elektrycznego. Współautor kilkudziesięciu wdrożeń przemysłowych i ok. 100 publikacji krajowych i zagranicznych w tym dwóch książek w języku rosyjskim: *Teoria napędu elektrycznego* (2004) i *Sterowanie napędami elektrycznymi prądu przemiennego* (2006). Pracuje na stanowisku adiunkta w Instytucie Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej.

e-mail: leszek.pawlaczyk@pwr.wroc.pl