

Radosław Machlarz  
Politechnika Lubelska, Lublin

## WPŁYW KSZTAŁTU OBWODU MAGNETYCZNEGO WIRNIKA NA WŁAŚCIWOŚCI SYNCHRONICZNEGO SILNIKA RELUKTANCYJNEGO W STANACH DYNAMICZNYCH

### INFLUENCE OF ROTOR GEOMETRY OF THE ALA SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR ON ITS TRANSIENT STATES PERFORMANCE

**Abstract:** The paper deals with computer simulations of dynamic performance of two pole synchronous reluctance motor with axially laminated, anisotropic rotor. Geometry of the rotor was modified so as to create a kind of damping cage made of aluminium layers, expected to enhance stability of the motor during transients. A simplified model including damping circuits was derived and implemented in Matlab/Simulink environment. A series of simulation were performed for different start up parameters (initial voltage, initial frequency, start-up duration), shaft torque step and moment of inertia.

The simulation results show a noticeable improving of stability of the motor with modified rotor structure. Especially, even at fast start up and considerably big step of shaft torque, there are very little speed oscillations and the motor is inherently stable.

#### 1. Wstęp

Silniki reluktancyjne synchroniczne o rozruchu bezpośrednim stają się obecnie coraz bardziej konkurencyjne w stosunku do silników indukcyjnych klatkowych, szczególnie w napędach grupowych małej mocy oraz tanich napędach indywidualnych wymagających stałej prędkości obrotowej. Ich najważniejszą zaletą jest prosta i względnie tania konstrukcja oraz niezależność prędkości obrotowej od momentu obciążenia. Wadą dostępnych na rynku silników reluktancyjnych jest jednak niski współczynnik mocy, zwykle nie przekraczający wartości 0.5 oraz niezbyt duża wartość znamionowego momentu obrotowego, stanowiąca około  $0.5 \div 0.6$  momentu bazowego silnika indukcyjnego.

Znaczącą poprawę kluczowych parametrów eksploatacyjnych silnika reluktancyjnego, a w szczególności maksymalnego momentu oraz współczynnika mocy, można osiągnąć przez zastosowanie wirnika o rozłożonej anizotropii magnetycznej pakietowanego poosiowo typu ALA (ang. *axially laminated anisotropic*) [1]. Poosiowe pakietowanie blach wirnika pozwala na uzyskanie dużo większych wartości współczynnika asymetrii magnetycznej niż w przypadku wirnika pakietowanego poprzecznie typu CL (ang. *conventionally laminated*), ale stwarza również większe trudności w jego praktycznej realizacji, szczególnie jeśli chodzi o utrzymanie odpowiednio niskiej wartości szczeliny po-

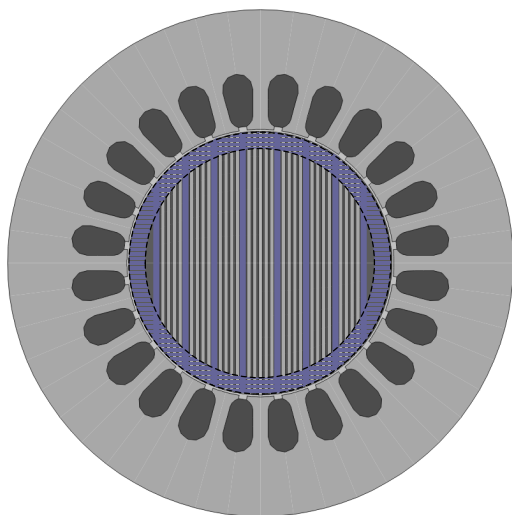
wietrznej i wymaganej sztywności mechanicznej takiej konstrukcji [1]. Umieszczenie konwencjonalnej klatki rozruchowej na wirniku typu ALA jest praktycznie niemożliwe bez wyraźnego pogorszenia współczynnika asymetrii. Silnik taki może więc pracować jedynie przy zasilaniu z przemiennika częstotliwości, który zapewnia częstotliwościowy rozruch i regulację prędkości. Duża wartość współczynnika asymetrii w połączeniu z brakiem klatki rozruchowo-tłumiącej prowadzi jednak do pogorszenia stabilności pracy maszyny w stanach dynamicznych przy zasilaniu w układzie otwartym, co wykazano w pracy [4]. Dobrze znanym z literatury sposobem poprawy stabilności pracy silnika reluktancyjnego jest wprowadzenie warstw przewodzących do anizotropowej struktury uwarstwionego osiowo pakietu blach wirnika [1], jednak jak do tej pory brak jest szczegółowego opisu matematycznego, uwzględniającego w sposób zadowalający całą złożoność zachodzących zjawisk.

W artykule dokonano próby przeprowadzenia przybliżonej analizy wpływu wspomnianej modyfikacji kształtu obwodu magnetycznego wirnika na przebiegi stanów dynamicznych. Rozpatrzono wpływ wprowadzonej modyfikacji na wartość współczynnika asymetrii magnetycznej wirnika oraz wartość maksymalnego momentu reluktancyjnego. Zbudowano model matematyczny silnika uwzględniający obwody tłumiące w wirniku oraz przeprowadzono symulacje

komputerowe w środowisku Matlab/Simulink wybranych stanów dynamicznych silnika o zmodyfikowanej geometrii wirnika.

## 2. Opis modyfikacji wirnika

Istotą modyfikacji kształtu obwodu magnetycznego wirnika typu ALA, mającej na celu poprawę jego stabilności, jest podział pakietu blach wirnika na segmenty i umieszczenie pomiędzy nimi warstw aluminium (Rys. 1). Aby umożliwić przepływ prądów w strefie przyszelinowej warstw aluminiowych, podobnie jak to ma miejsce w przypadku uzwojeń tłumiących maszyn synchronicznych, umieszcza się dwa pierścienie zwierające na obydwu płaszczyznach czołowych walca wirnika.



Rys. 1. Przekrój poprzeczny zmodyfikowanego wirnika z zaznaczonym konturem pierścieni zwierających

Bardzo istotny jest dobór właściwej liczby warstw aluminiowych oraz ich grubości, gdyż od tych parametrów zależą właściwości tłumiące tak powstałej klatki.

Z drugiej strony, wprowadzenie warstw niemagnetycznego aluminium do pakietu wirnika zmniejsza wypadkowy współczynnik wypełnienia pakietu żelazem. Z wartości optymalnej równej 0.73 dla silnika modelowego, zmniejsza się on do wartości równej około 0.61. Zależność konstrukcyjnego wskaźnika momentu ( $L_d - L_q$ ) od współczynnika wypełnienia pakietu jest jednak stosunkowo płaska w sąsiedztwie jego wartości optymalnej [3], co upoważnia do stwierdzenia, że zmniejszenie momentu reluktancyjnego będzie również bardzo nieznaczne.

W przedstawionym rozwiązaniu zastosowano łącznie 8 warstw aluminium (6 wewnątrz pakietu i 2 w płaszczyznach bocznych), co odpowiada asymetrycznej klatce tłumiącej o łącznej liczbie prętów  $Q_r = 16$ . Należy podkreślić, że działanie otrzymanej w ten sposób „klatki” będzie z pewnością odbiegać od znanych właściwości klasycznych uzwojeń tłumiących stosowanych w maszynach synchronicznych. Powodem jest zmienna struktura geometryczna pojedynczego „pręta”, uzależniona od położenia danej warstwy na wirniku, oraz od zmian głębokości wnikania składowej zmiennej pola magnetycznego w głąb wirnika (efekt naskórkowości). Sprawia to, że parametry oporowe i indukcyjności charakteryzujące klatkę są nieliniowymi funkcjami prądów, częstotliwości i zmiennych położenia, co znacznie utrudnia analizę.

## 3. Parametry obwodów tłumiących

Dla potrzeb przybliżonej analizy przyjęto stałe wartości parametrów klatki i dokonano ich oszacowania w odniesieniu do zastępczych obwodów tłumiących w osi podłużnej i poprzecznej maszyny jawnobiegunowej według zależności: [2]

- zastępcze liczby zwojów obwodów tłumiących:

$$N_{eD} = \frac{Q_p}{4} \left( 1 - \frac{\sin Q_p \alpha_Q}{Q_p \sin \alpha_Q} \right), \quad (1)$$

$$N_{eQ} = \frac{Q_p}{4} \left( 1 + \frac{\sin Q_p \alpha_Q}{Q_p \sin \alpha_Q} \right),$$

gdzie:  $Q_p$  – liczba prętów na biegun,  $\alpha_Q$  – kąt między sąsiednimi prętami,

- rezystancje obwodów tłumiących:

$$R_D = 4R_b N_{eD}, \quad R_Q = 4R_b N_{eQ}, \quad (2)$$

gdzie:  $R_b$  – rezystancja pręta,

- indukcyjności własne obwodów tłumiących:

$$L_D = \frac{2}{\pi} \frac{\mu_0}{\delta_d} N_{eD}^2 l_e D, \quad L_Q = \frac{2}{\pi} \frac{\mu_0}{\delta_q} N_{eQ}^2 l_e D, \quad (3)$$

gdzie:  $\delta_d, \delta_q$  – zastępcza szczelina powietrzna w osi  $d$  i  $q$ ,  $l_e, D$  – wymiary maszyny,

- indukcyjności wzajemne obwodów tłumiących i odpowiednich uzwojeń stojana:

$$L_{dD} = \frac{\mu_0 N_s k_w N_{eD}}{2\pi\delta_d} l_e D, \quad L_{qQ} = \frac{\mu_0 N_s k_w N_{eQ}}{2\pi\delta_{qd}} l_e D, \quad (4)$$

gdzie  $N_s k_w$  – efektywna liczba zwojów fazy stojana.

#### 4. Model matematyczny

Analizy właściwości silnika w stanach dynamicznych dokonano w oparciu o model w postaci układu równań napięciowych w prostokątnym układzie współrzędnych  $d$ - $q$  z dołączonym równaniem momentu elektromagnetycznego i równaniem dynamiki (5).

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \Omega_r \Psi_q \\ u_q = R_s i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \Omega_r \Psi_d \\ 0 = R_D i_D + \frac{d\Psi_D}{dt} \\ 0 = R_Q i_Q + \frac{d\Psi_Q}{dt} \\ T_e = \frac{3}{2} p (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} + T_d + T_0 = T_e \end{cases} \quad (5)$$

Występujące w równaniach składowe strumienie skojarzonych z uzwojeniami stojana  $\Psi_d$  i  $\Psi_q$  oraz obwodami tłumiącymi wirnika  $\Psi_D$  i  $\Psi_Q$  są generalnie nieliniowymi funkcjami odpowiednich składowych prądu stojana i prądu w obwodach tłumiących wirnika. Wyznaczenie tych funkcji dla spodziewanego zakresu prądów wymaga przeprowadzenia szeregu analiz rozkładu pola magnetycznego w przekroju poprzecznym maszyny metodą elementów skończonych, z uwzględnieniem nieliniowej charakterystyki magnesowania rdzenia.

W celu uproszczenia modelu dla potrzeb przybliżonej analizy przyjęto założenie, że obydwa strumienie są liniowymi funkcjami prądów według zależności:

$$\begin{aligned} \Psi_d &= L_d i_d + L_{dD} i_D, & \Psi_q &= L_q i_q + L_{qQ} i_Q \\ \Psi_D &= L_D i_D + L_{Dd} i_d, & \Psi_Q &= L_Q i_Q + L_{Qq} i_q \end{aligned} \quad (6)$$

Indukcyjności występujące w równaniach (6) są w myśl przyjętego założenia stałe i spełniają zależności:

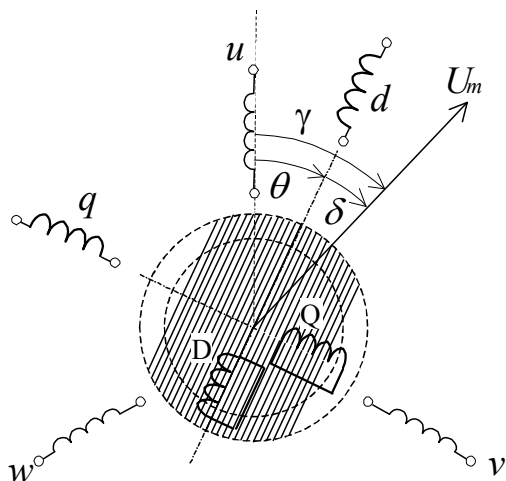
$$\begin{aligned} L_d &= L_{s\sigma} + L_{dm}, & L_q &= L_{s\sigma} + L_{qm} \\ L_D &= L_{D\sigma} + L_{dm}, & L_Q &= L_{Q\sigma} + L_{qm} \\ L_{dD} &= L_{Dd} = L_{dm}, & L_{qQ} &= L_{Qq} = L_{qm} \end{aligned} \quad (7)$$

Uwzględniając powyższe zależności w układzie równań (5) otrzymuje się:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + L_{dm} \frac{di_D}{dt} - \Omega_r (L_q i_q + L_{qm} i_Q) \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + L_{qm} \frac{di_Q}{dt} + \Omega_r (L_d i_d + L_{dm} i_D) \\ 0 = R_D i_D + L_D \frac{di_D}{dt} + L_{dm} \frac{di_d}{dt} \\ 0 = R_Q i_Q + L_Q \frac{di_Q}{dt} + L_{qm} \frac{di_q}{dt} \\ T_e = \frac{3}{2} (L_d - L_q) i_d i_q + \frac{3}{2} (L_{dm} i_D i_q - L_{qm} i_Q i_d) \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} + T_d + T_0 = T_e \end{cases} \quad (8)$$

Symbole użyte w równaniach (5) do (8) oznaczają:  $u_d, u_q$  – składowe napięcia stojana w osiach  $d$  i  $q$ ,  $i_d, i_q$  – składowe prądy stojana w osiach  $d$  i  $q$ ,  $i_D, i_Q$  – prądy w obwodach tłumiących wirnika w osiach  $d$  i  $q$ ,  $R_s$  – rezystancja stojana,  $R_D, R_Q$  – rezystancje zastępcze obwodów tłumiących,  $\Omega_r$  – prędkość kątowa wirnika,  $\Psi_d, \Psi_q$  – składowe strumienie skojarzonego z uzwojeniami stojana w osiach  $d$  i  $q$ ,  $\Psi_D, \Psi_Q$  – strumienie skojarzone z obwodami tłumiącymi wirnika w osiach  $d$  i  $q$ ,  $L_{s\sigma}, L_{D\sigma}, L_{Q\sigma}$  – indukcyjności rozproszenia odpowiednich uzwojeń,  $L_{dm}, L_{qm}$  – indukcyjności wzajemne uzwojeń stojana i obwodów tłumiących wirnika w osiach  $d$  i  $q$ ,  $T_e$  – moment elektromagnetyczny,  $T_0$  – moment obciążenia,  $T_d$  – moment tarcia lepkiego,  $m$  – liczba faz,  $p$  – liczba par biegunów ( $p = 1$ ).

Wartości chwilowe napięć  $u_d$  i  $u_q$  zależą od wzajemnego położenia osi podłużnej wirnika  $d$  i wektora przestrzennego napięcia stojana  $U_m$  (Rys. 2).



Rys. 2. Schemat ideowy silnika reluktancyjnego z uwzględnieniem obwodów tłumiących

Składowe napięcia stojana \$u\_d\$ i \$u\_q\$ są uzależnione od amplitudy napięcia zasilania i jego częstotliwości według zależności:

$$u_d = \frac{3}{2} U_{\max} \cos(\gamma - \theta) \tag{9}$$

$$u_q = \frac{3}{2} U_{\max} \sin(\gamma - \theta)$$

przy czym:

$$\theta = \int_0^t \Omega_r dt + \theta_0, \quad \gamma = \int_0^t 2\pi f dt + \gamma_0 \tag{10}$$

gdzie: \$\theta\_0\$ – początkowe położenie osi \$d\$ wirnika względem osi fazy \$u\$ stojana,

\$\gamma\_0\$ - początkowe położenie wektora przestrzennego napięcia względem osi fazy \$u\$ stojana.

Założono, że moment tarcia lepkiego jest funkcją prędkości kątowej w pierwszej potęgze:

$$T_d = D\Omega_r, \tag{11}$$

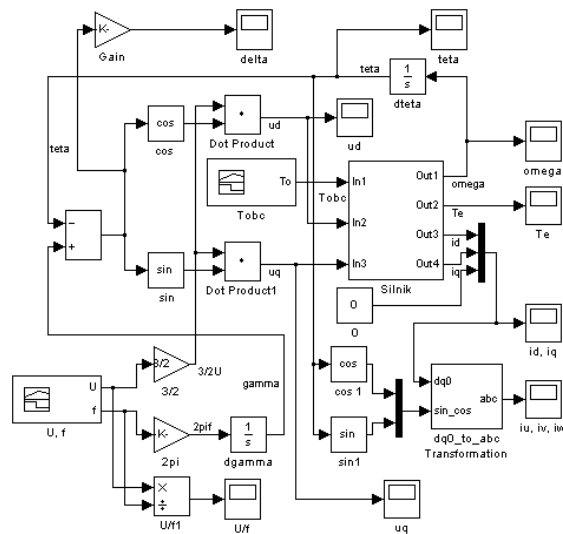
przy czym współczynnik \$D\$ obliczono na podstawie wartości wyznaczonych uprzednio strat mechanicznych silnika.

### 3. Model symulacyjny w Simulink-u

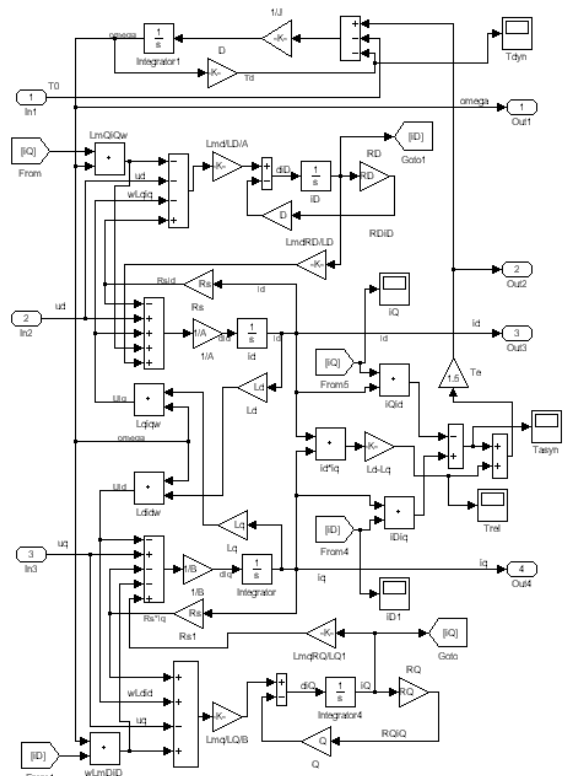
Układ równań (8), po rozwikłaniu względem pochodnych zmiennych stanu, posłużył do zbudowania modelu symulacyjnego silnika, który zaimplementowano w środowisku Matlab-Simulink (Rys. 3). Równania napięciowe dla obwodów stojana i wirnika oraz równanie mechaniczne zamodelowano jako podsystem o nazwie *silnik* (Rys. 4).

Amplitudę i częstotliwość napięcia zasilającego zadawano niezależnie, z wykorzystaniem bloku

*Signal builder*, w podobny sposób zdefiniowano przebieg momentu obciążenia.



Rys. 3. Postać graficzna modelu symulacyjnego w środowisku Matlab-Simulink

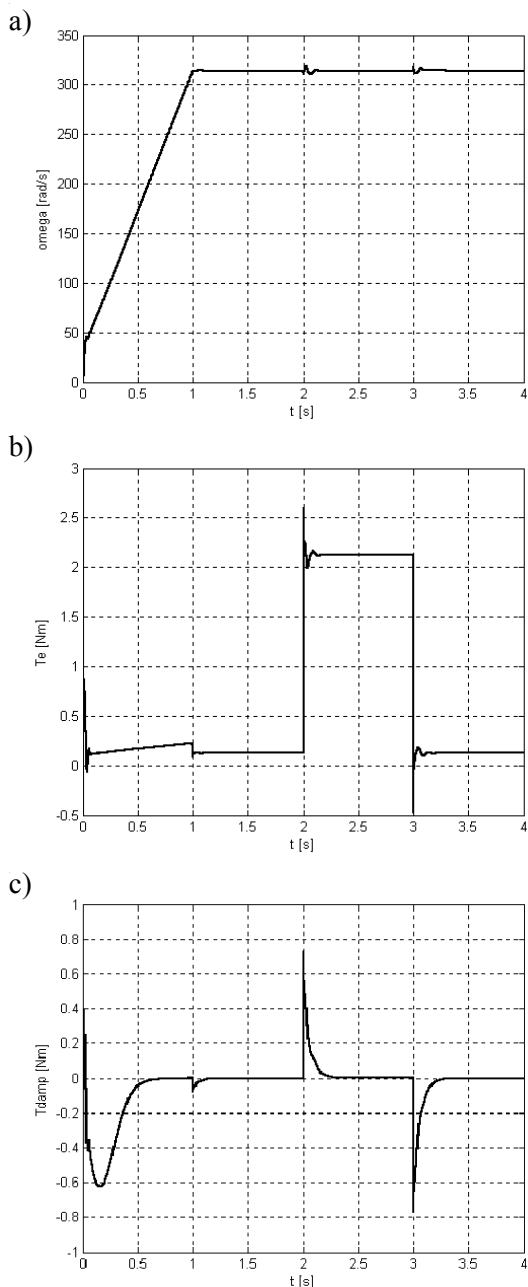


Rys. 4. Schemat podsystemu „silnik”

### 4. Wyniki symulacji

Dokonano serii symulacji stanów dynamicznych silnika obejmujących rozruch częstotliwościowy przy \$U/f = \text{const.}\$ oraz skokową zmianę momentu obciążenia dla różnych kombinacji wartości następujących parametrów: czas roz-

ruchu, moment obciążenia, wypadkowy moment bezwładności, początkowa wartość napięcia i częstotliwości. Przykładowe przebiegi czasowe prędkości, momentu elektromagnetycznego i momentu pochodzącego od obwodów tłumiących przedstawiono na rys. 5.



Rys. 5. Przebiegi: a) prędkości, b) momentu elektromagnetycznego, c) momentu tłumiącego dla  $U_0 = 20V$ ,  $f_0 = 5Hz$ ,  $t_r = 1s$ ,  $T_{obc} = 2Nm$

Rozruch silnika, choć trwa tylko 1 s, przebiega bez żadnych zakłóceń a widoczne oscylacje prędkości w chwilach skokowego załączenia i wyłączenia momentu obciążenia (Rys. 5a) są niewielkie i nie stwarzają zagrożenia utraty sta-

bilności. Także niewielkie są oscylacje momentu elektromagnetycznego (Rys. 5b) dzięki stabilizującemu działaniu momentu generowanego przez obwody tłumiące warstw aluminiowych w pakiecie wirnika (Rys. 5c).

## 5. Wnioski

Wyniki przeprowadzonych symulacji jednoznacznie wskazują, że zaprezentowana zmiana kształtu geometrii wirnika silnika reluktancyjnego z wirnikiem typu ALA prowadzi do wyraźnego do polepszenia właściwości maszyny w stanach dynamicznych – nie występują już problemy z rozruchem częstotliwościowym, nawet przy krótkich czasach rozruchu, a przy skokowych zmianach momentu obciążenia silnik nie ma tendencji do wypadania z synchronizmu. Należy jednak zaznaczyć, że wniosek ten sformułowano w oparciu o analizę uproszczonego modelu matematycznego, bez uwzględnienia zmian parametrów obwodów tłumiących spowodowanych silnym efektem wypierania prądu w warstwach aluminiowych i zmienną geometrią poszczególnych warstw. Wydaje się, że najwłaściwsze byłoby tu zastosowanie metody połowo-obwodowej z analizą zmiennoprądową pola magnetycznego w przestrzeni 3D. Niemniej jednak uzyskane wyniki, choć nie mogą stanowić dokładnych przesłanek konstrukcyjnych, są dobrym punktem wyjścia do dalszych badań i dokładniejszej analizy tego jakże złożonego zagadnienia.

## 6. Literatura

- [1]. Boldea I.: *Synchronous reluctance machines and drives*. Clarendon Press, Oxford, 1996.
- [2]. Kamiński G., Przyborowski W.: *Uzwojenia i parametry maszyn elektrycznych*. Oficyna wydawnicza Politechniki Warszawskiej, 1998.
- [3]. Machlarz R.: *Maksymalizacja momentu obrotowego synchronicznego silnika reluktancyjnego ze względu na kształt obwodu magnetycznego wirnika*. Rozprawa doktorska, Politechnika Lubelska 1999.
- [4]. Machlarz R.: *Analiza wybranych stanów przejściowych podczas rozruchu częstotliwościowego synchronicznego silnika reluktancyjnego*. Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne, Nr. 75/2006, BOBRME Komel, pp. 21-24.

## Autor

dr inż. Radosław Machlarz  
Katedra Maszyn Elektrycznych, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, Politechnika Lubelska  
ul. Nadbystrzycka 38a, 20-950 Lublin  
tel. (81)5381606, e-mail: r.machlarz@pollub.pl