

Ihor Shchur, Andrzej Rusek, Politechnika Częstochowska, Częstochowa
Oleksandr Makarchuk, Politechnika Lwowska, Lwów

MODELOWANIE SYMULACYJNO-KOMPUTEROWE SILNIKA SYNCHRONICZNEGO Z MAGNESAMI TRWAŁYMI NA PODSTAWIE WYNIKÓW BADAŃ POŁOWYCH

SIMULATION MODELLING OF SYNCHRONOUS MOTOR WITH PERMANENT MAGNETS ON THE BASE OF RESULTS OF FIELD RESEARCH

Abstract: To develop control systems of nonlinear electromechanical systems operated on the base of a synchronous machine with permanent magnets (PMSM), particularly for high-precision dynamic systems, it is necessary to use a mathematical and computer simulation models that adequately reflect such phenomena as real law of induction distribution in the air gap, effect of armature reaction, magnetic saturation of paths of the machine's working flux, iron loss. The best way to account these phenomena is constructing 2D and 3D field models of electrical machines. However, these mathematical models with distributed parameters are complex and not suitable for fast computer simulation. The article suggests to build the simple computer models on the results of previously conducted field research. The study of PMSM with the four characteristic ways of placing of permanent magnets on the rotor is conducted and the spectral distribution of magnetic induction in air gap is estimated. On the basis of the constructed field model of electromagnetic processes in the machine's armature obtained the dependences of self and mutual inductances of phase windings versus the angle of rotor position are obtained. With the use of the obtained results the simple mathematical model of PMSM was developed, in which the descriptions on phase and transformation to the rotor reference frames are combined. The corresponding computer model in Matlab-Simulink is developed, too. The results of simulation of machine's start obtained by the field modeling and computer simulation showed a good convergence.

1. Wstęp

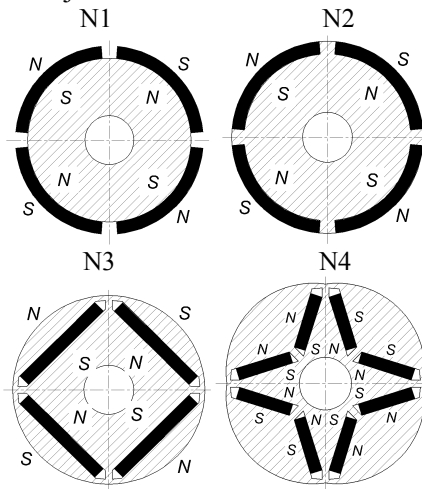
Nowoczesne układy napędowe małej oraz średniej mocy coraz częściej są realizowane z wykorzystaniem maszyny synchronicznej z magnesami trwałymi (PMSM). Jest to spowodowane wysoką wartością mocy właściwej takiej maszyny, szczególnie z wykorzystaniem magnesów neodymowych (Nd-Fe-B), dobrą sterowalnością napędów z tą maszyną w szerokich zakresach zmian prędkości obrotowej, dużą ich przeciążalnością, wysoką sprawnością oraz trwałością [1]. W celu dokładnego sterowania silnikiem PMSM są stosowane specjalne metody, m. in. wektorowe sterowanie połowo zorientowane, metoda DTC oraz inne nowoczesne metody sterowania nieliniowymi układami [2-5]. Dla rozbudowy takich układów sterowania, zwłaszcza precyzyjnych układów napędowych, szeroko stosowane obecnie modele matematyczne [6] są niewystarczające. Niezbędne jest zwiększenie dokładności modeli silników PMSM, w których uwzględnić należy szereg skomplikowanych zjawisk, m. in. rozkład indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej, oddziaływanie twornika, nasycenie magneto-wodów, straty w żelazie, momenty reluktacyjne związane ze wzajemnym oddziaływaniem sto-

jana i wirnika. Znane są próby rozwoju tradycyjnych modeli matematycznych w kierunku uwzględnienia poszczególnych zjawisk [7,8]. Dokładne modele matematyczne silników PMSM oraz innych można teraz otrzymać na podstawie opisu pola elektromagnetycznego rozważając parametry rozłożone. Badania polowe 2D lub 3D dają możliwość zaprojektowania silnika z żądanymi charakterystykami [1]. Takie modele silników nie nadają się jednak do rozbudowy i badania pracy układów napędowych, na przykład w środowisku Matlab-Simulink. Kierunkiem prezentowanych badań jest rozbudowa szczegółowych modeli silników PMSM, matematycznych i komputerowych, na podstawie wyników ich badań polowych w celu zastosowania tych modeli do badań układów napędowych. Niniejsza praca jest pierwszą w tym kierunku i będzie dotyczy przede wszystkim sposobów rozmieszczenia magnesów trwałych na wirniku oraz otrzymania odpowiedniego modelu matematycznego i komputerowego.

2. Wyniki badań polowych silników PMSM

2.1. Obiekt badania

Dla badań wybrano silniki o parametrach znamionowych $P=4\text{kW}$, $U=400\text{V}$, $n=1500\text{ obr/min}$, które różnią się konstrukcją wirnika z czterema biegunami: jedne mają magnesy trwałe rozmieszczone na zewnątrz wirnika (rys. 1,a,b) – SPM (angl. *Surface Permanent Magnet*), a inne – rozmieszczone wewnątrz wirnika (rys. 1,c,d) – IPM (angl. *Interior Permanent Magnet*). Oprócz tego, będzie badany jeszcze jeden wariant rozmieszczenia magnesów trwałych – zewnętrzne, jak na rys. 1,a, ale z nierównomierną szczeliną powietrzną, zwiększoną od strony krawędzi magnesów. Konstrukcje wirników na rys. 1 oznaczono numerami 1-4, które posłużą do ich identyfikacji.



Rys. 1. Konstrukcje wirników różnych typów

2.2. Metoda badania

Skorzystano z metody elementów skończonych (MES) oraz oprogramowania ANSYS, w którym rozwiązano zadanie magnetostatyki – przeprowadzono obliczenie pola magnetycznego według zadanych warunków brzegowych oraz gęstości prądów \vec{J} w uzwojeniach stojana. Zadanie sformułowano na podstawie pojęcia magnetycznego potencjału wektorowego \vec{A} . MES polega na znalezieniu nieliniowego funkcjonału F związanego z energią pola magnetycznego, co daje przybliżony, z zadaną dokładnością, rozkład pola potencjału magnetycznego. Pozostałe charakterystyki siłowe pola (indukcja oraz natężenie) określono zgodnie ze wzorami.

W danym przypadku rozpatrzony jest funkcjonał

$$F[\vec{A}] = \int_S W[\vec{A}] d\vec{S} - \int_S \vec{J} \vec{A} d\vec{S}, \quad (1)$$

gdzie $W[\vec{A}]$ – gęstość energii pola magnetycznego odpowiadająca potencjałowi \vec{A} , którą oblicza się jako

$$W = \int \vec{H} d\vec{B}. \quad (2)$$

Z uwzględnieniem (2) oraz charakterystyki magnesowania $\vec{H} = H[\vec{B}]$, funkcjonał (1) dla sformułowanego zadania dwuwymiarowego otrzymuje się w postaci

$$F = \int_S \left(\int_0^{B_x} \nu \cdot B_x dB_x + \int_0^{B_y} \nu \cdot B_y dB_y \right) d\vec{S} - \int_S A_z \cdot J_z d\vec{S},$$

gdzie B_x, B_y – składowe wektora indukcji magnetycznej pola w układzie x-y.

Wydzielone po takim obliczeniu pola promieniowa i styczna składowa \vec{B} w szczelinie powietrznej w zależności od kąta γ [°el.]

$$B_r = |\vec{B}| \cos \left(\arctan \frac{y}{x} - \arctan \frac{B_y}{B_x} \right),$$

$$B_\tau = |\vec{B}| \sin \left(\arctan \frac{y}{x} - \arctan \frac{B_y}{B_x} \right)$$

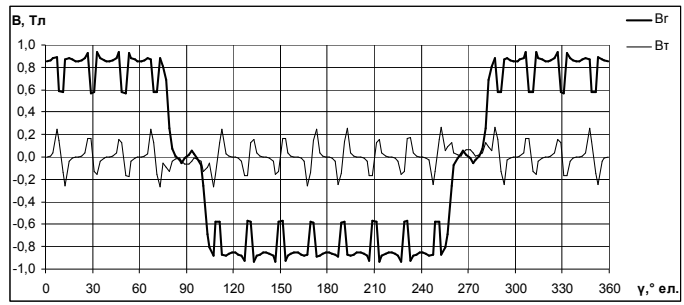
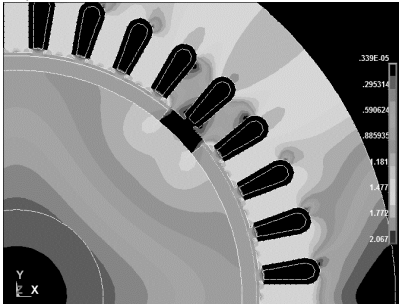
są pokazane na rys. 2 dla wszystkich 5 wariantów konstrukcji wirnika.

Do oceny otrzymanych wyników obliczeń stabilizowaną funkcję $B_r[\gamma]$ rozłożono w szereg Fouriera. Uwzględniono 20 harmonicznnych, z których główne nieparzyste dla wszystkich wirników podano w tabeli 1, przy czym nie uwzględniono amplitud harmonicznnych „zębowych”.

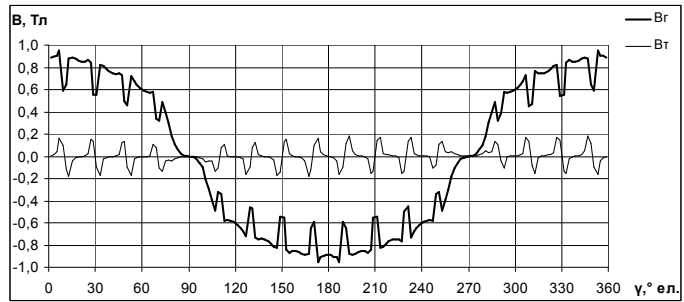
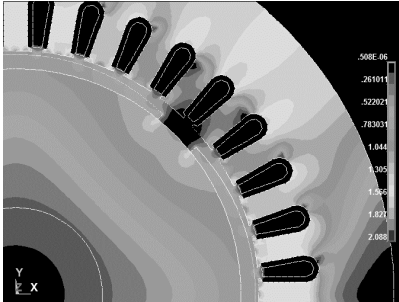
2.3. Analiza wyników badań

W konstrukcji wirnika N1 zmniejszenie współczynnika łuku biegunowego $\alpha_\delta = b_p/\tau$, gdzie b_p – styczna szerokość bieguna, τ – podziałka biegunowa, zmniejsza całkowity strumień magnetyczny. Zwiększenie α_δ powyżej 0,9 już nie skutkuje wzrostem strumienia, ponieważ część jego zamyka się przez sąsiedni biegun i nie wytwarza momentu. Zmiana parametru α_δ nie ma dużego wpływu na zmniejszenie wyższych harmonicznnych pola. Jego wartości dla wirnika tego typu można przyjmować w zakresie 0,75...0,87. Uwzględnienie dla wirników SPM nierównomiernej szczeliny powietrznej, zwiększonej od strony krawędzi magnesów, istotnie zmniejsza praktycznie wszystkie nieparzyste harmoniczne pola, co oczywiście pozytywnie wpływa na jakość momentu elektromagnetycznego.

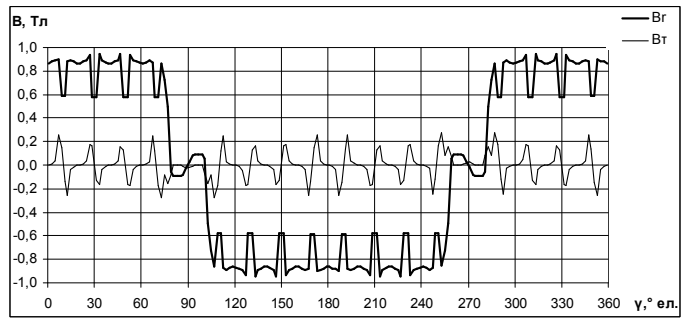
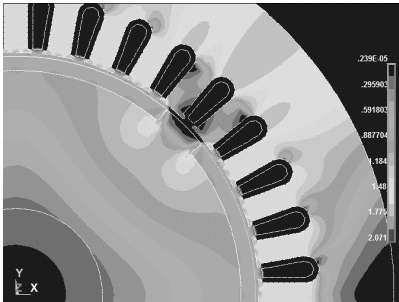
N1, szczelina równomierna



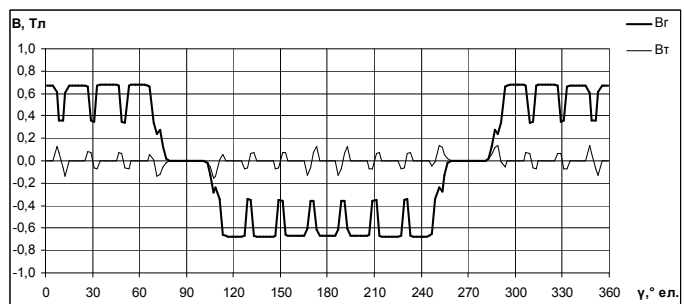
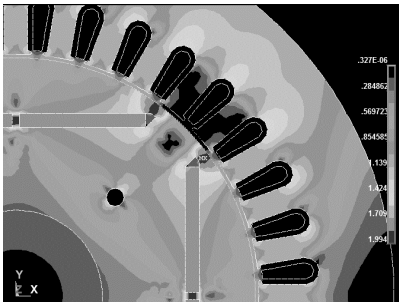
N1, szczelina nierównomierna



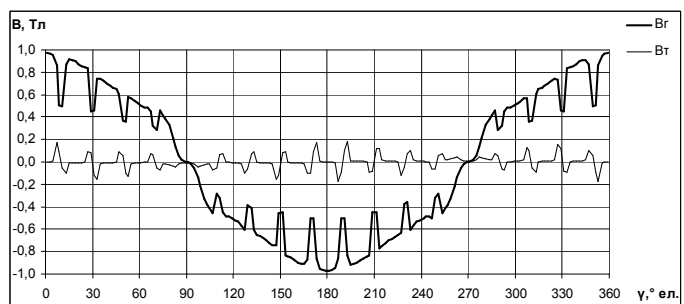
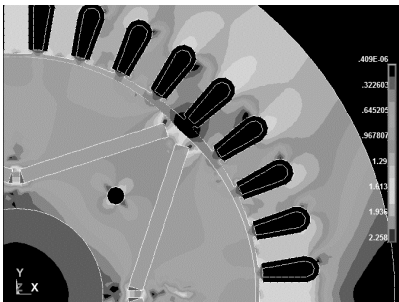
N2



N3



N4



Rys. 2. Pole wektora \vec{B} oraz zależności jego składowych, promieniowej B_r i stycznej B_t od kąta γ dla wirników N1-N4

Właściwości konstrukcji wirnika N2 wpływają nieznacznie na poprawę rozkładu pola, jednak mogą wytworzyć reluktancyjny moment hamowania.

Strumień wirnika N3 ma znacznie mniejszą wartość w porównaniu z konstrukcjami wirników N1 i N2 o analogicznych rozmiarach. Powoduje to obniżenie wskaźników energetycznych maszyny. Na kształt pola w szczelinie w takiej maszynie można wpływać przez zmianę szerokości stref nasycenia między biegunami przeciwnej biegunowości.

W konstrukcji wirnika N4, dzięki V-podobnemu rozmieszczeniu magnesów, wartość strumienia magnetycznego znacznie się zwiększa w porównaniu z wirnikiem N3. Odpowiednie profilowanie powierzchni tego wirnika, co zabezpiecza nierównomierną roboczą szczelinę powietrzną analogiczną do konstrukcji na rys. 2,b, pozwala otrzymać rozkład pola bliski do sinusoidalnego.

Tablica 1. Harmoniczne pola wirników

Typ wirnika	Wirnik N1 (szczelina równomierna)				
Harmoniczna	1	3	5	7	9
Amplituda, T	1,010	0,269	0,097	0,014	0,060
Amplituda, %	100,00	26,63	9,60	1,39	5,94
Typ wirnika	Wirnik N1 (szczelina nierównomierna)				
Harmoniczna	1	3	5	7	9
Amplituda, T	0,917	0,103	0,028	0,001	0,038
Amplituda, %	100,00	11,23	3,05	0,10	4,14
Typ wirnika	Wirnik N2				
Harmoniczna	1	3	5	7	9
Amplituda, T	1,013	0,245	0,059	0,031	0,104
Amplituda, %	100,00	24,19	5,82	3,06	10,27
Typ wirnika	Wirnik N3				
Harmoniczna	1	3	5	7	9
Amplituda, T	0,727	0,148	0,002	0,062	0,097
Amplituda, %	100,00	20,36	0,32	8,53	13,34
Typ wirnika	Wirnik N4				
Harmoniczna	1	3	5	7	9
Amplituda, T	0,865	0,049	0,057	0,028	0,007
Amplituda, %	100,00	5,66	6,59	3,24	0,86

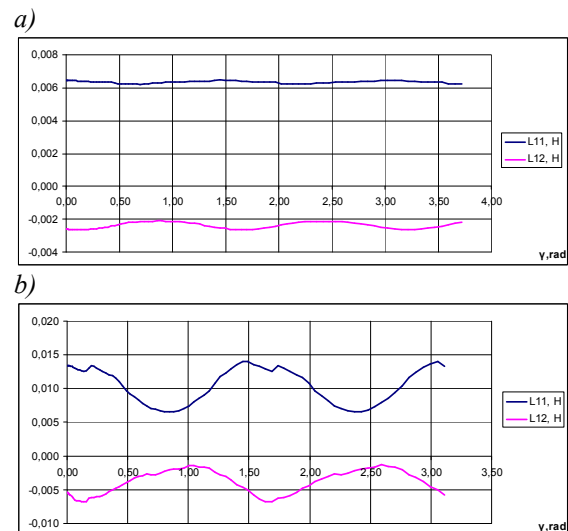
3. Obliczenie indukcyjności silników PMSM na podstawie badań polowych

W celu obliczenia indukcyjności silników PMSM na podstawie badań polowych zbudowano model matematyczny elektromagnetycznych procesów w stojanie silnika z rzeczywistym uzwojeniem twornika przy zasilaniu obwodów fazowych z wyidealizowanego trójfazowego źródła prądu. Chwilowe wartości prądów fazowych zależą od kąta obrotu wirnika γ w stopniach el. i mają postać

$$i_a = I_m \sin(\gamma + \varphi_a); \quad i_b = I_m \sin(\gamma + \varphi_b); \\ i_c = I_m \sin(\gamma + \varphi_c).$$

Wartość amplitudy prądu zasilania przyjęto jako $I_m = \sqrt{2} \cdot 9,0 \approx 12,7 \text{ A}$, a początkowe wartości kątów fazowych w jednostkach el.: $\varphi_a = 1,745 \text{ rad}$ (100°), $\varphi_b = -0,3491 \text{ rad}$ (-20°), $\varphi_c = 2,443 \text{ rad}$ (-140°).

Na podstawie MES zaprezentowanej w podrozdziale 2.2 dla każdego z wymienionych wirników przeprowadzono dwuwymiarową analizę pola magnetycznego w stojanie z uwzględnieniem pola magnetycznego magnesów trwałych dla szeregu kątów położenia wirnika. Z tych badań obliczono zależności indukcyjności własnych L_{aa} i wzajemnych L_{ab} dla uzwojenia jednej fazy silnika od kąta γ (rys. 3).



Rys. 3. Obliczone zależności indukcyjności własnych L_{11} i wzajemnych L_{12} od kąta γ dla uzwojenia fazy silników PMSM z wirnikami N1 (szczelina nierównomierna) (a) i N4 (b)

Jak wiadomo [9], te indukcyjności są równe

$$L_{aa} = L_\sigma + L_A - L_B \cos 2\gamma \quad (3)$$

$$L_{ab} = -\frac{1}{2} L_A - L_B \cos 2\left(\gamma - \frac{\pi}{3}\right), \quad (4)$$

gdzie L_σ – indukcyjność rozproszenia; L_A, L_B – składowe indukcyjności uzwojenia stojana odpowiednio niezależna i zależna od położenia wirnika.

Korzystając z otrzymanych na rys. 3 zależności oraz wzorów (3) i (4) można znaleźć wartości L_σ, L_A, L_B w niżej opisany sposób.

Średnia wartość krzywych $L_{aa}(\gamma)$ będzie równa $L_\sigma + L_A$, natomiast średnia wartość krzywych $L_{ab}(\gamma)$ będzie równa $-0,5L_A$. Z tych średnich wartości można znaleźć L_σ i L_A . Wtedy z wartości maksymalnej L_{aa} można obliczyć L_B zgodnie ze wzorem (3): $L_B = L_{aa \max} - L_\sigma - L_A$.

Indukcyjności magnesowania w układzie współrzędnych związanych z wirnikiem mają postać [9]

$$L_{md} = \frac{3}{2}(L_A + L_B); \quad L_{mq} = \frac{3}{2}(L_A - L_B).$$

W tabelicy 2 podano wartości L_{md} , L_{mq} i L_σ obliczone dla dwóch najlepszych wariantów silników badanych według opisanej metodyki.

Tablica 2. Otrzymane wartości indukcyjności dla badanych silników PMSM

Typ wirnika	L_{md} , mH	L_{mq} , mH	L_σ , mH
Wirnik N1 (szczelina nierównomierna)	7,13	6,98	1,70
Wirnik N4	8,93	20,15	1,65

4. Model matematyczny silnika PMSM

W celu rozbudowy wirtualnego modelu komputerowego, model matematyczny silnika PMSM lepiej jest podać we współrzędnych fazowych. Macierzowe równanie bilansu napięć ma postać

$$\mathbf{u} = \mathbf{R} \cdot \mathbf{i} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}, \quad (5)$$

gdzie: $\mathbf{u} = [u_a, u_b, u_c]^T$ – macierz napięć fazowych twornika (stojana); $\mathbf{i} = [i_a, i_b, i_c]^T$ – macierz prądów fazowych twornika; $\boldsymbol{\psi} = [\psi_a, \psi_b, \psi_c]^T$ – macierz strumieni skojarzonych twornika; $\mathbf{R} = \text{diag}(R_s, R_s, R_s)$ – macierz diagonalna rezystancji fazowych twornika; R_s – rezystancja uzwojenia fazowego twornika.

Macierz strumienia skojarzonego twornika wyraża się jako suma strumieni pochodzących od prądów twornika oraz strumieni od magnesów trwałych:

$$\boldsymbol{\psi} = \mathbf{L}(\theta_r) \mathbf{i} + \boldsymbol{\psi}_m(\theta_r), \quad (6)$$

gdzie: $\mathbf{L}(\theta_r)$ – ogólna macierz indukcyjności twornika; $\boldsymbol{\psi}_m(\theta_r)$ – macierz strumieni od magnesów trwałych; θ_r – kąt pomiędzy osią a

stojana i osią d wirnika w stopniach elektrycznych.

Moment elektromagnetyczny silnika PMSM jest iloczynem skalarnym pomiędzy wektorami strumienia skojarzonego i prądu twornika:

$$M = p_b(\boldsymbol{\psi} \cdot \mathbf{i}) = p_b(\psi_a i_a + \psi_b i_b + \psi_c i_c), \quad (7)$$

gdzie p_b – liczba par biegunów silnika.

Dla jednomasowego układu napędowego z silnikiem PMSM równanie ruchu obrotowego przedstawiają zależności

$$J \frac{d}{dt} \omega_{rm} + b \omega_{rm} = M - M_o, \quad (8)$$

$$\omega_{rm} = \frac{1}{p_b} \frac{d\theta_r}{dt},$$

gdzie: ω_{rm} – prędkość kątowna wirnika (mechaniczna); J – całkowity moment bezwładności układu napędowego sprowadzony na wał silnika; b – współczynnik tarcia lepkiego; M_o – moment obciążenia.

Układ równań (5)-(8) jest modelem matematycznym silnika PMSM.

5. Model komputerowy silnika PMSM

Głównym problemem modelu silnika PMSM jest równanie macierzowe (6), którego składowe są zależne od kąta położenia wirnika. W przypadku sinusoidalnego rozkładu indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej usunięcie tego problemu osiąga się przez przejście do układu współrzędnych dq związanych z wirnikiem [6,9]. Ale w ogólnym przypadku dowolnego rozkładu indukcji to podejście jest dość skomplikowane. Ponadto dla wirtualnego modelu komputerowego docelowo silnik ma być przedstawiony we współrzędnych fazowych.

Wychodząc od tego zaproponowano kombinację, która pozwala bez znacznej straty dokładności uprościć model komputerowy: pierwszy składnik strumienia skojarzonego twornika w prawej części równania (6) można przedstawić w układzie współrzędnych dq , a drugi – w układzie współrzędnych fazowych abc .

Wykorzystując macierz przekształceń określoną dla trójprzewodowego zasilania silnika jako

$$\mathbf{K}_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta_r & \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

strumienie skojarzone związane z przepływem prądów twornika (pierwszy składnik w równaniu (6)) w układzie dq będą mieć postać

$$\Psi_{dq} = \begin{bmatrix} L_\sigma + L_{md} & 0 \\ 0 & L_\sigma + L_{mq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Drugi składnik w równaniu (6) można przedstawić wzorem

$$\psi_{mi}(\theta_r) = \Phi_b f_i(\theta_r), \quad (i = a, b, c) \quad (10)$$

gdzie: Φ_b – amplituda strumienia bieguna; $f_i(\theta_r)$ – funkcja kształtu tego strumienia z amplitudą równą 1.

Ostatnią funkcję tworzy się z wykorzystaniem wyników badań polowych przedstawionych w tabelicy 1 i opisuje się zależnością

$$f_i(\theta_r) = \sum_j a_j \sin[j\delta_i(\theta_r)], \quad (i = a, b, c) \quad (11)$$

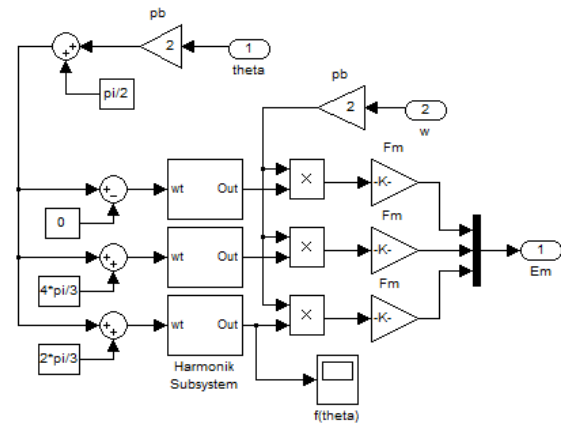
gdzie: $j = 1, 3, 5, 7, 9$; $\delta_i(\theta_r) = \theta_r + \pi/2 + \Delta\varphi_i$;

$$\Delta\varphi_a = 0; \quad \Delta\varphi_b = -\frac{2\pi}{3}; \quad \Delta\varphi_c = \frac{2\pi}{3}.$$

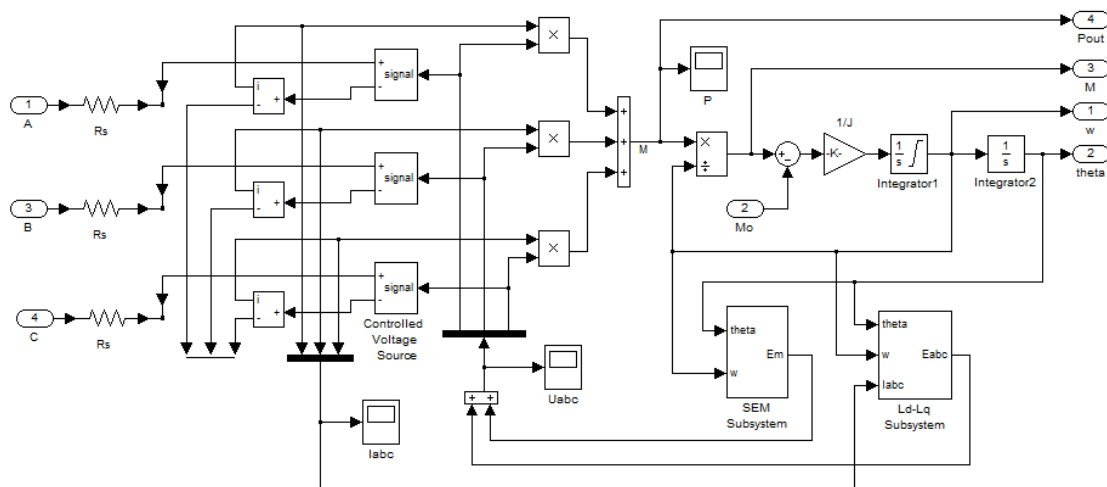
Na podstawie wzorów (5)-(11) sformułowano model symulacyjno-komputerowy silnika PMSM w środowisku Matlab/Simulink (rys. 4). Oprócz standardowych bloków, w modelu zastosowano dwa podukłady SEM Subsystem i Ld-Lq Subsystem, w których oblicza się odpowiednio siłę elektromotoryczną (SEM) pochodzącą od biegunów wirnika oraz SEM samoindukcji twornika. Pierwsza składowa SEM jest opisana we współrzędnych fazowych abc (rys. 5), przy czym w podukładach Harmonik Subsystem zrealizo-

wano równania (10). Druga składowa SEM (rys. 6) jest opisana we współrzędnych wirnika dq .

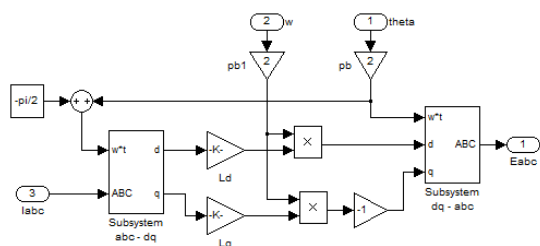
Na rys. 7 przedstawiono przebiegi czasowe momentu elektromagnetycznego, prędkości obrotowej oraz fazowych SEM przy rozruchu silnika z wirnikiem N4, zasilanego ze źródła prądów trójfazowych z amplitudą 12,7 A, dla dwóch wariantów modelowania: polowego badania matematycznego i symulacji komputerowej z wykorzystaniem sformułowanego modelu. Moment bezwładności silnika $J = 0,0646 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$, moment obciążenia silnika, proporcjonalny do prędkości obrotowej, $M_o = M_n \omega / \omega_n$, gdzie $\omega_n = 41,9 \text{ rad/s}$; $M_n = 25,5 \text{ N}\cdot\text{m}$ – parametry znamionowe.



Rys. 5. Model symulacyjno-komputerowy podukładu SEM Subsystem



Rys. 4. Model symulacyjno-komputerowy silnika PMSM



Rys. 6. Model symulacyjno-komputerowy podukładu L_d - L_q Subsystem

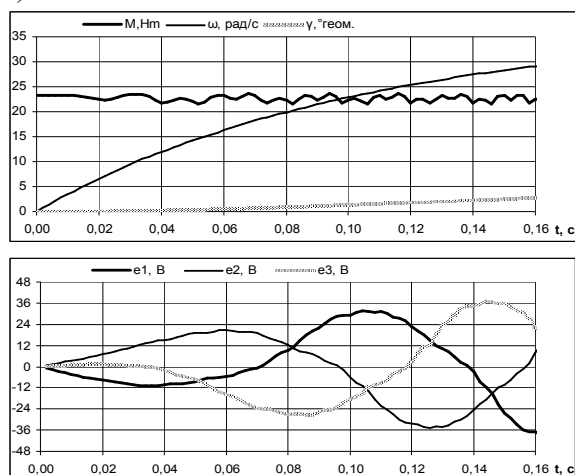
6. Wnioski

Na podstawie wyników badań polowych silników PMSM można rozbudować ich modele symulacyjno-komputerowe, które odróżniają się od tradycyjnych większą dokładnością i są przeznaczone do opracowania oraz badań symulacyjnych skomplikowanych układów napędowych.

7. Literatura

- [1]. Gieras J.F., Wing M.: *Permanent Magnet Motor Technology. Design and Applications*. Marcel Dekker, NY, 2002, 581 p.
- [2]. Boldea I., Codruta Paicu M., Andreescu G., Blaabjerg F.: „Active flux” *DTFC-SVM sensorless control of IPMSM*. IEEE Tran. Energy Convers., vol. 24, no. 2, 2009, s. 314-322.
- [3]. Azizur Rahman M., Mahinda Vilathgamuwa D., Nasir Uddin M., Tseng K.-J.: *Nonlinear control of interior permanent-magnet synchronous motor*. IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 39, no. 2, 2003, s. 408-415.
- [4]. Petrović V., Ortega R., Stanković A.: *Interconnection and damping assignment approach to control of PM synchronous motors*. IEEE Trans. Contr. Syst. Techn., vol. 9, no. 6, 2001, s. 811-820.

a)



[5]. Yu H., Zou Z., Yu S.: *Speed regulation of PMSM based on port-controlled Hamiltonian systems and PI control principle*. Proc. IEEE Int. Automat. and Logistics, China, 2009, s.647-651.

[6]. Sieklucki G.: *Automatyka napędu*. Wydawnictwa AGH, Kraków, 2009, 274 s.

[7]. Corzine K.A., Kuhn B.T., Sudhoff S.D., Hegner H.J.: *An improved for incorporating magnetic saturation In the q-d synchronous machine model*. IEEE Tran. Energy Convers., vol. 13, no. 3, 1998, s. 270-275.

[8]. Kabziński J.: *Zastosowanie algorytmu wstecznego całkowania do regulacji prędkości silnika z zagłębionymi magnesami trwałymi*. SENE 2009, CD, a77.

[9]. Krause P.C., Wasynczuk O., Sudhoff S.D.: *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. IEEE PRESS, Wiley Interscience, 2002, 610 p.

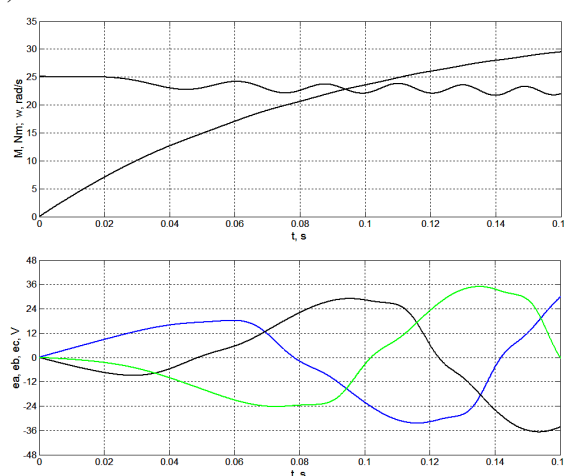
Autorzy

Ihor SHCHUR, prof., dr hab. inż., Zakład Maszyn i Napędów Elektrycznych Instytutu Elektrotechniki Przemysłowej Wydziału Elektrycznego Politechniki Częstochowskiej
Tel. +48 34 3250821, e-mail: i_shchur@meta.ua

Andrzej RUSEK, dr hab. inż., profesor nadzwyczajny, Zakład Maszyn i Napędów Elektrycznych Instytutu Elektrotechniki Przemysłowej Wydziału Elektrycznego Politechniki Częstochowskiej, Tel. +48 34 3250821, e-mail: rusek@el.pcz.czyst.pl

Oleksandr MAKARCHUK, dr inż., docent, Zakład Maszyn i Aparatów Elektrycznych Instytutu Energetyki i Systemów sterowania Politechniki Lwowskiej, Tel. +38 032 2582599, e-mail: makar_lp@rambler.ru

b)



Rys. 7. Przebiegi czasowe momentu elektromagnetycznego, prędkości obrotowej oraz SEM fazowych przy rozruchu silnika z wirnikiem N4 dla dwóch wariantów modelowania: a) polowego badania matematycznego, b) symulacji komputerowej z wykorzystaniem sformułowanego modelu