

Tomasz Drabek, Damian Papciak
AGH Akademia Górniczo-Hutnicza, Kraków

OBLICZENIA MODELOWE SILNIKA ELEKTRYCZNEGO SAMOCHODU TOYOTA PRIUS II GENERACJI

THE MODEL CALCULATIONS OF THE ELECTRIC MOTOR OF TOYOTA PRIUS 2ND GENERATION

Streszczenie: W artykule przedstawiono wyniki badań obliczeniowych MES silnika elektrycznego Toyoty Prius II generacji. Badania zostały przeprowadzone w celu ustalenia, w jakim stopniu silnik ten różni się od modelowej maszyny synchronicznej z magnesami trwałymi zagłębionymi, tj. maszyny opisywalnej monoharmonicznym, beznasyceniowym modelem we współrzędnych Parka ($0dq$). Podejrzanie, że badany silnik nie jest typowym silnikiem *IPMSM* wynikało zarówno z oryginalnego uformowania magnesowych biegunów wzbudzenia (wirnika), jak i z użycia w konstrukcji praktycznie całkowicie otwartych żłobków twornika (stojana), a także relatywnie cienkiego jarzma stojana. Istotne w tym aspekcie było przeanalizowanie wpływu lokalnych nasyceń obwodu magnetycznego maszyny na jej pracę i możliwość modelowania we współrzędnych $0dq$. Uzyskane wyniki mają istotne znaczenie dla syntezy sterowania silników *IPMSM*. Badana maszyna pomimo tego, że jest formalnie maszyną synchroniczną *IPMSM* (z uwagi na ogólną budowę i sposób zasilania) wyłamuje się z modelu $0dq$ i kanonu konstrukcyjnego takich maszyn.

Abstract: The paper presents the results of FEM calculations of the electric motor of Toyota Prius 2nd generation. The study was conducted to establish, to what extent this motor differs from the model of a synchronous machine with internal permanent magnets, ie. the machine describable by mono-harmonic, linear model in Park coordinates ($0dq$). Suspicion, that the test motor is not a typical *IPMSM* motor is based on both the original form of magnetic excitation poles (on the rotor) and with almost completely open slots of the armature (on the stator) and the stator yoke relatively thin. Significant in this respect was to analyze the influence of local saturations of the magnetic circuit on the operation of the machine and the possibility of its modeling in coordinates $0dq$. The results are important for the synthesis of controlling *IPMSM* motors. The test machine, despite the fact that formally it is synchronous machine with internal magnets (due to the overall construction and method of supply), do not satisfy the requirements of model $0dq$ and breaks the canon of the design of *IPMSM* machines.

Słowa kluczowe: *IPMSM, transformacja Parka, samochód elektryczny*
Keywords: *IPMSM, Park transformation, electric vehicle*

1. Wstęp

Do napędu pojazdów trakcyjnych coraz częściej wykorzystuje się silniki elektryczne typu *PMSM* takie, których wirnik wykazuje asymetrię magnetyczną. Powstaje ona na skutek zagłębienia magnesów wewnątrz wirnika (*Interior PMSM – IPMSM*). Silniki te charakteryzują się znacząco większą wartością permeancji magnetycznej w osi q od permeancji w osi d wirnika. Jest to skutkiem odmiennej od *PMSM* konstrukcji wirnika i małej przenikalności magnetycznej współczesnych magnesów trwałych, porównywalnej z przenikalnością powietrza. Im większą wartością ilorazu L_q/L_d charakteryzuje się dana konstrukcja, tym większa jest wartość składowej reluktancyjnej momentu elektromagnetycznego i tym samym całkowity moment elektromagnetyczny silnika.

Synteza sterowania silników *IPMSM* jest ogólnie trudniejsza, niż silników z magnesami powierzchniowymi. Trudność wynika z braku możliwości przyjęcia założenia, że największy moment silnika powstaje przy sfazowaniu przebiegów prądów fazowych i fazowych sił elektromotorycznych od magnesów trwałych. W silnikach *IPMSM* optymalny kąt przesunięcia fazowego prądów względem sił elektromotorycznych zmienia się z wartością tego prądu. Synteza sterowania silników *IPMSM* typowo wykonywana jest we współrzędnych $0dq$ [1-6]. Niestety, inaczej niż w maszynach *PMSM*, w maszynach *IPMSM* mogą występować silne lokalne nasycenia obwodu magnetycznego zarówno wirnika, jak i stojana. W pierwszym rzędzie dotyczy to silników sa-

mochodowych, jako maszyn bardzo wysilonych konstrukcyjnie, celem zminimalizowania ich masy i objętości. Występowanie silnych nasyceń podważa zasadność dokonywania syntezy sterowania z użyciem modelu silnika we współrzędnych $0dq$, z uwagi na niespełnione założenia transformacji Parka. Niespełnione jest założenie o niezależności indukcyjności faz twornika od prądów twornika i założenie o niezależności od prądów twornika sprzężeń magnetycznych pomiędzy fazami a magnesami wzbudzenia.

Artykuł powstał na bazie efektów pracy dyplomowej [7].

2. Opis silnika

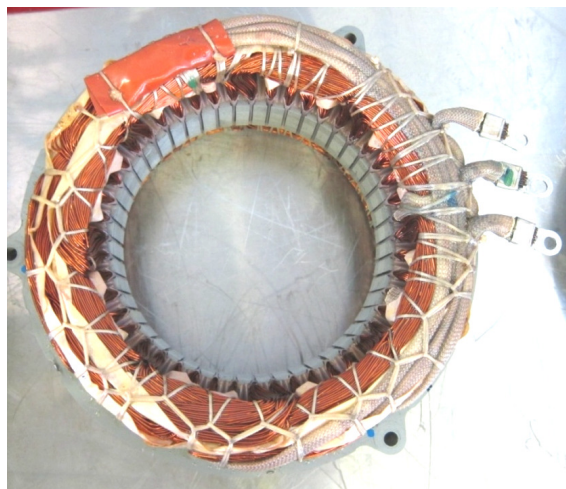
Badana maszyna jest większą z dwóch maszyn elektrycznych (MG1, MG2) hybrydowego układu napędowego Toyoty Prius II generacji (NHW 20), o nazwie firmowej *Hybrid Synergy Drive*, typowo pracującą silnikowo [8].

Silnik MG2 to trójfazowy silnik typu *IPMSM*, przeznaczony do zasilania prądami sinusoidalnymi. Posiada 8 biegunów wzbudzenia, przy czym na każdy biegun składają się 2 magnesy trwałe neodymowe, ułożone w kształt płaskiej litery V. Umieszczone są one w odpowiednich szczelinach żelaza wirnika – rysunek 1 [9]. Szczeliny te posiadają na swych zewnętrznych brzegach bariery powietrzne dla strumienia magnetycznego, wpływające na rozkład przestrzenny pola magnetycznego w szczelinie powietrznej maszyny i chroniące konstrukcję wzbudzenia przed zbyt dużym rozproszeniem strumieni magnetycznych magnesów.



Rys. 1. Widok czółowy wirnika silnika MG2

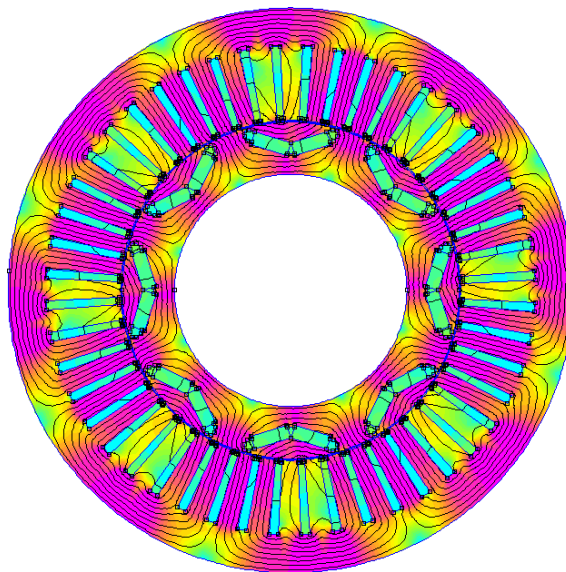
Stojan badanej maszyny przedstawia rysunek 2 [9]. Posiada on 48 żłobków, w których umieszczone jest trójfazowe uzwojenie jednowarstwowe, połączone w gwiazdę. Materiałem użytym do budowy rdzeni wirnika i stojana są blachy stalowe krzemowe M19. Dane konstrukcyjne i znamionowe maszyny zebrano w tab. 1.



Rys. 2. Widok czółowy stojana silnika MG2

3. Obliczenia momentu reluktancyjnego silnika

Statyczne obliczenia połowe silnika rozwijającego tylko moment reluktancyjny wykonano korzystając ze stworzonego modelu MES 2D maszyny, z którego usunięto magnesy, zastępując je przestrzeniami powietrznymi – rys. 3. Obliczenia MES wykonywano w pakiecie FEMM ver. 4.2.



Rys. 3. Wyniki obliczeń połowych modelu MES 2D silnika bez magnesów

Tabela 1

Wielkość	Wartość
Długość pakietu blach [mm]	83,56
Promień wału [mm]	55,32
Promień wirnika [mm]	80,20
Wymiary pojedynczego magnesu [mm] x [mm]	18,00 x 6,48
Kąt rozwarcia pomiędzy magnesami bieguna [°]	145,0
Indukcja remanentu magnesów B_r [T]	1,2
Natężenie koercji magnesów H_c [kA/m]	904,0
Minimalna szczelina powietrzna [mm]	0,75
Wewnętrzny promień stojana [mm]	80,95
Promień do dna żłobka stojana [mm]	116,50
Zewnętrzny promień stojana [mm]	134,62
Liczba faz m	3
Liczba par biegunów p	4
Liczba żłobków stojana \tilde{Z}	48
Poskok uzwojenia y	6
$q = \tilde{Z}/(2p \cdot m)$	2
Liczba zwojów fazy z (połączone szeregowo)	72
Napięcie znamionowe stałe U_{NDC} [V]	500
Znamionowy prąd fazowy (sinus) I_N [A]	250
Moment znamionowy T_N [Nm]	400
Moc znamionowa P_N [kW]	50
Prędkość znamionowa n_N [obr/min]	1200

Na rysunku 3 przedstawiono linie pola indukcji magnetycznej w silniku, uzyskane z obliczeń MES dla sinusoidalnych prądów twornika o wartości skutecznej znamionowej, wg (1).

$$i_A(\varphi, \alpha) = \sqrt{2} \cdot I_N \cdot \cos(p \cdot \varphi + \alpha)$$

$$i_B(\varphi, \alpha) = \sqrt{2} \cdot I_N \cdot \cos(p \cdot \varphi + \alpha - 120^\circ)$$

$$i_C(\varphi, \alpha) = \sqrt{2} \cdot I_N \cdot \cos(p \cdot \varphi + \alpha - 240^\circ)$$

gdzie: φ – kąt położenia rotora (mechaniczny),
 α – faza początkowa prądów twornika.

Rysunek 3 przedstawia wyniki obliczeń dla położenia wirnika $\varphi = 0$ i fazy $\alpha = 0$. Widoczne jest silne nasycenie obwodu magnetycznego

maszyny (kolor ciemnoróżowy to $B > 2T$). Istotnie nasycone są nie tylko zęby stojana, ale również fragmenty jarzma stojana, fragmenty jarzma wirnika, żelazo wirnika między biegunami i żelazo wirnika bezpośrednio nad magnesami.

Moment reluktancyjny bezklatkowej maszyny IPMSM, zapisany we współrzędnych θdq , wyraża się wzorem (2).

$$T_{em} = p \cdot (\Psi_d \cdot i_q - \Psi_q \cdot i_d)$$

$$= p \cdot (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q \quad (2)$$

gdzie:

Ψ_d, Ψ_q – składowe d, q strumieni magnetycznych faz twornika Ψ_A, Ψ_B, Ψ_C ,

i_d, i_q – składowe d, q prądów faz twornika,

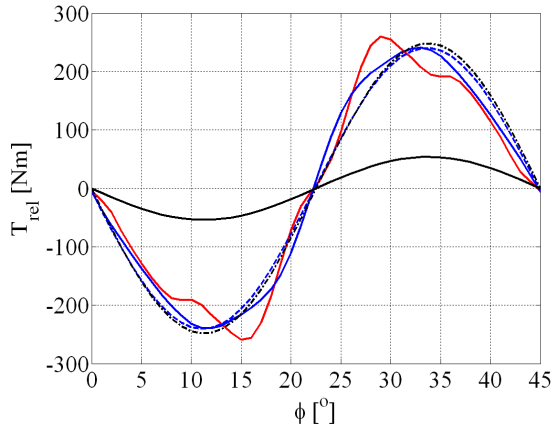
L_d, L_q – indukcyjności faz twornika po transformacji Parka.

W praktyce identyfikacyjnej silników PMSM do wyznaczenia indukcyjności L_d, L_q , od różnicy których zależy wielkość momentu reluktancyjnego, często stosuje się metodę polegającą na zasileniu napięciem sinusoidalnie przemiennym 2 faz (skojarzonej w gwiazdę) maszyny zatrzymanej. Zmierzona wówczas (typowo metodą techniczną prądu przemiennego) reaktancja indukcyjna jest równa reaktancji $2X_d$ lub $2X_q$, dla 2 różnych położenia wirnika, dających maksimum lub minimum pobieranego prądu. Zastosowanie tej metody identyfikacji w modelu MES badanej maszyny nie dało dobrych rezultatów. Na podstawie wartości strumieni magnetycznych faz A, B , w sytuacji zasilenia tych faz prądami stałymi wg wyrażenia (3), (celem uzyskania rozkładu przestrzennego pola magnetycznego od twornika jak przy normalnym jego zasilaniu prądowym wg (1) dla $\varphi = 0$ i $\alpha = -30^\circ$), uzyskano wartości $L_d = 1.181\text{mH}$, $L_q = 1.325\text{mH}$, nie dające żadnych szans na prawidłowe odtworzenie wg (2) momentu reluktancyjnego uzyskanego z obliczeń MES – rysunek 4. Indukcyjności L_d, L_q wyliczono, odpowiednio, jako minimalną lub maksymalną różnicę strumieni Ψ_A, Ψ_B z rysunku 5, podzieloną przez prąd zasilonych faz wg (3).

$$I_A = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot I_N, I_B = -\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot I_N, I_C = 0 \quad (3)$$

Można zauważyć, że uzyskane wartości indukcyjności stanowią, odpowiednio, maksymalną wartość indukcyjności L_d i minimalną wartość indukcyjności L_q z rysunku 6. Tłumaczy to ich nierealistycznie małą różnicę i jest powodem

nieprzydatności tej metody pomiarowej do wyznaczania indukcyjności L_d , L_q we wszystkich maszynach IPMSM takich, w których poziom nasycenia rdzenia zmienia się istotnie przy obrocie wirnika o 90° elektrycznych.



Rys. 4. Przebiegi kątowe średniego momentu reluktancyjnego maszyny, obliczone różnymi metodami: linia czerwona – MES, niebieska – na podstawie $L_d(\varphi)$, $L_q(\varphi)$ wg (6), niebieska przerywana – na podstawie $L_d(\varphi)$, $L_q(\varphi)$ wg (6) i sinusoidalnej aproksymacji strumieni fazowych, czarna – na podstawie $L_d = 1.181\text{mH}$, $L_q = 1.325\text{mH}$, czarna przerywana – na podstawie $L_{d\text{sr}} = 0.968\text{mH}$, $L_{q\text{sr}} = 1.63\text{mH}$

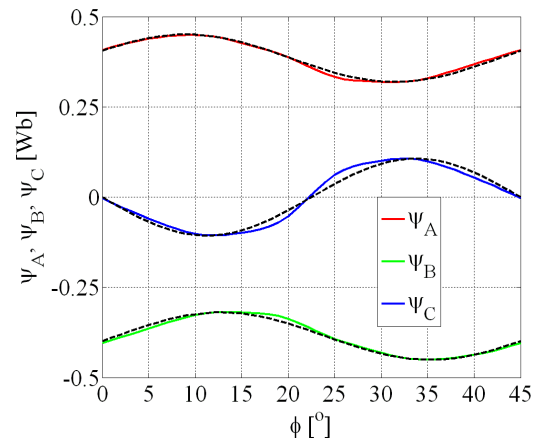
Przebiegi indukcyjności L_d , L_q w funkcji kąta położenia wirnika przedstawione na rysunku 6 wyliczono na podstawie przebiegów kątowych strumieni fazowych, w tej samej sytuacji zasilania faz twornika prądami (3). Wyznaczono przebiegi kątowe składowych d , q tych strumieni (rys. 5), a następnie indukcyjności $L_d(\varphi)$, $L_q(\varphi)$, wg wzorów (4)-(6).

$$\begin{bmatrix} \Psi_0(\varphi) \\ \Psi_d(\varphi) \\ \Psi_q(\varphi) \end{bmatrix} = [T] \cdot \begin{bmatrix} \Psi_A(\varphi) \\ \Psi_B(\varphi) \\ \Psi_C(\varphi) \end{bmatrix} \quad (4)$$

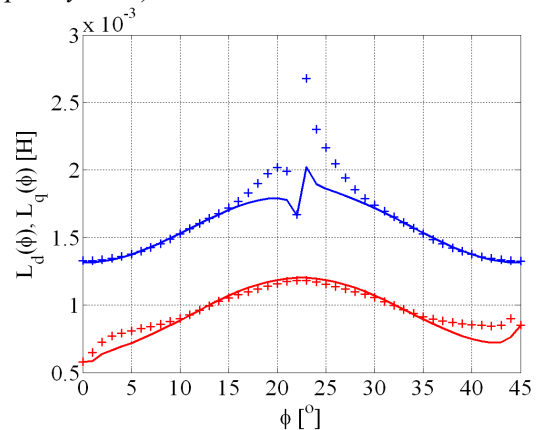
$$\begin{bmatrix} I_0 \\ I_d(\varphi) \\ I_q(\varphi) \end{bmatrix} = [T] \cdot \begin{bmatrix} I_N \cdot \sqrt{1.5} \\ -I_N \cdot \sqrt{1.5} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$L_d(\varphi) = \frac{\Psi_d(\varphi)}{I_d(\varphi)}, \quad L_q(\varphi) = \frac{\Psi_q(\varphi)}{I_q(\varphi)} \quad (6)$$

gdzie: $[T]$ – macierz Parka.



Rys. 5. Przebiegi kątowe strumieni fazowych w sytuacji prądowego zasilania twornika wg (3) i ich sinusoidalne aproksymacje (czarne linie przerywane)



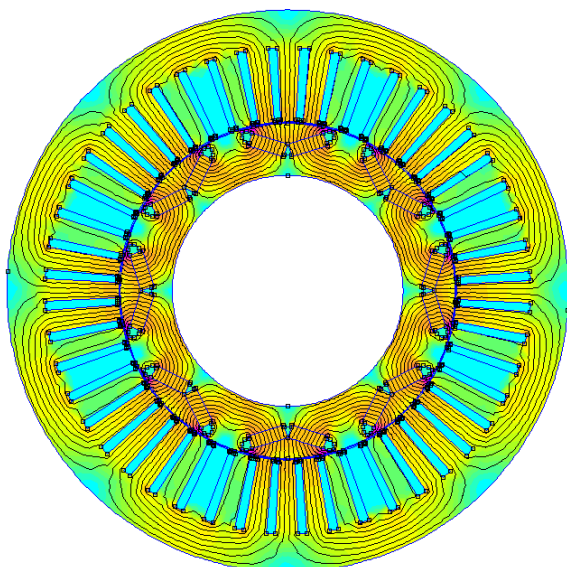
Rys. 6. Przebiegi kątowe indukcyjności $L_d(\varphi)$, $L_q(\varphi)$, wyznaczone wg zależności (4)-(6): „+” – na podstawie strumieni fazowych, linie ciągłe – na podstawie ich sinusoidalnych aproksymacji

Rysunek 4 przedstawia również moment reluktancyjny obliczony wg (2), na podstawie przebiegów indukcyjności $L_d(\varphi)$, $L_q(\varphi)$ z rysunku 6 oraz moment reluktancyjny obliczony również na podstawie przebiegów indukcyjności $L_d(\varphi)$, $L_q(\varphi)$, ale uzyskanych na bazie sinusoidalnych aproksymacji strumieni fazowych z rysunku 5 (linie ciągłe na rys. 6). Z użytkowego punktu widzenia obydwie krzywe zadowolają – choć nie idealnie – odwzorowują krzywą momentu reluktancyjnego z obliczeń MES (błędy do 20%). Rysunek 4 zawiera także przebieg kątowy momentu reluktancyjnego obliczony dla stałych indukcyjności $L_{d\text{sr}}$, $L_{q\text{sr}}$. Są to wartości średnie przebiegów kątowych indukcyjności z rysunku 6: $L_{d\text{sr}} = 0.968\text{mH}$, $L_{q\text{sr}} = 1.63\text{mH}$. Można zauważyć, że o momencie reluktancyjnym we wzorze (2) decyduje różnica indukcyjności L_d , L_q , która na rysunku 6 zmienia się

w znacznie mniejszym stopniu, niż same indukcyjności (pomijając gwałtowny wzrost wartości L_q dla $\varphi = (20^\circ \div 25^\circ)$), wynikający z matematycznego problemu dzielenia strumienia Ψ_q przez bardzo małe wartości I_q). Ta mn.w. stała różnica wynosi ok. 0.66mH i jest praktycznie równa różnicy ($L_{d\dot{s}r} - L_{q\dot{s}r}$). Tłumaczy to dobrą zgodność przebiegu kąтового momentu reluktancyjnego obliczonego analitycznie w oparciu o te indukcyjności z przebiegiem pochodzącym z obliczeń MES.

4. Obliczenia momentu synchronicznego silnika

Obliczenia samego momentu synchronicznego maszyny, tj. pochodzącego tylko od magnesów i prądów twornika (bez momentu reluktancyjnego), wykonano w oparciu o statyczne obliczenia połowe silnika przy zerowych prądach twornika, korzystając z jego modelu MES 2D – rysunek 7.

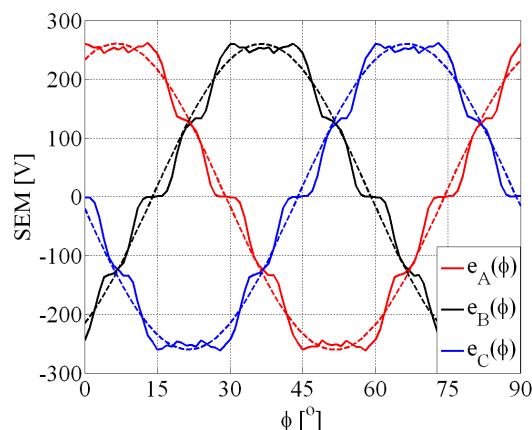


Rys. 7. Wyniki obliczeń polowych modelu MES 2D silnika bez prądów twornika – widoczne linie indukcji magnetycznej pochodzącej od magnesów wirnika

W celu obliczenia momentu synchronicznego wstępnie wyliczono wartości strumieni magnetycznych obejmowanych przez fazy stojana, dla obrotu wirnika w zakresie od 0° do 90° , z krokiem 1° . Otrzymane przebiegi kątowe strumieni fazowych zróżniczkowano po czasie wg (7), uzyskując przebiegi kątowe fazowych sił elektromotorycznych (SEM) rotacji, pochodzących od magnesów – rysunek 8.

$$e_{A,B,C}(\varphi) = \frac{d\Psi_{Am,Bm,Cm}}{dt} = \frac{\partial\Psi_{Am,Bm,Cm}(\varphi)}{\partial\varphi} \cdot \omega \quad (7)$$

gdzie: $e_{A,B,C}(\varphi)$ – siły elektromotoryczne rotacji, indukowane w fazach A, B, C przez obracający się z prędkością ω wirnik; przyjęto prędkość $\omega = 314$ rd/s, $\Psi_{Am,Bm,Cm}(\varphi)$ – strumienie magnetyczne obejmowane przez fazy A, B, C , pochodzące od magnesów wzbudzenia.



Rys. 8. Fazowe siły elektromotoryczne rotacji pochodzące od magnesów trwałych wirnika oraz ich pierwsze harmoniczne (linie przerywane) dla prędkości $\omega = 314$ rd/s

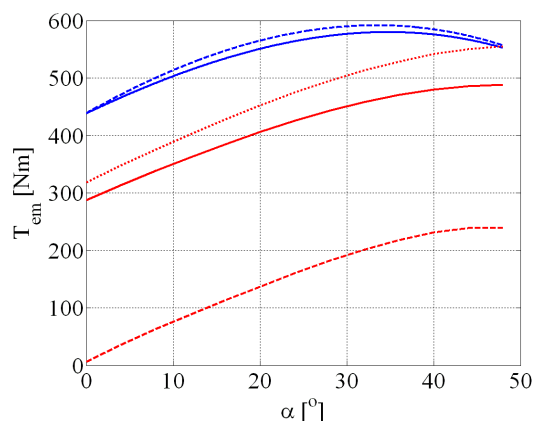
Średni moment synchroniczny liczono na podstawie wyrażenia (8).

$$T_{syn} = \frac{e_{1A} \cdot i_A + e_{1B} \cdot i_B + e_{1C} \cdot i_C}{\omega} \quad (8)$$

gdzie: e_{1A}, e_{1B}, e_{1C} – przebiegi kątowe pierwszych harmonicznych fazowych SEM maszyny pochodzących od wzbudzenia, i_A, i_B, i_C – prądy fazowe wg (1).

Moment T_{syn} nie jest zadeklarowany jako funkcja kąta φ , ponieważ przy sinusoidalnych siłach elektromotorycznych i prądach jego wartość jest stała w czasie.

Całkowity, średni moment elektromagnetyczny maszyny, określony jako analityczny, uzyskano jako sumę średniego momentu reluktancyjnego, obliczonego wg wzoru (2) na podstawie wyznaczonych indukcyjności $L_d(\varphi), L_q(\varphi)$ wg (7) oraz średniego momentu synchronicznego wg (8). Średni moment elektromagnetyczny określony jako semi-analityczny stanowi sumę średniego momentu reluktancyjnego z obliczeń MES i średniego momentu synchronicznego wg (8). Otrzymane momenty przedstawiono na rys. 9, w funkcji kąta fazowego α trójfazowego prądu sinusoidalnego (1) zasilającego twornik.



Rys. 9. Przebiegi średniego momentu elektromagnetycznego całkowitego, obliczone różnymi metodami, w funkcji fazy α sinusoidalnych prądów zasilających: linia czerwona ciągła – MES, czerwona przerywana – moment reluktancyjny MES, czerwona kropkowana – MES przy powiększonym jarzmie stojana, niebieska ciągła – semi-analitycznie, niebieska przerywana – analitycznie

Wartości kąta fazowego α prądu twornika dobrano względem położenia rotora tak, że dla kąta fazowego $\alpha = 0$ moment reluktancyjny jest zerowy, a średni moment synchroniczny jest maksymalny. Z porównania wartości średniego momentu elektromagnetycznego dla $\alpha = 0$, pochodzącego z obliczeń MES, z wartością tego momentu obliczoną analitycznie lub semi-analitycznie wynika, że moment synchroniczny wyliczony wg (8) jest dla $\alpha = 0$ zawyżony w stosunku do rzeczywistego o 150Nm. Tak duża różnica wynika z zupełnie różnych pozio-

mów nasycenia obwodu magnetycznego maszyny z prądami twornika i bez nich. Przy braku prądów twornika (w takiej sytuacji liczone fazowe SEM od magnesów) obwód magnetyczny w ogóle nie jest nasycony (rys. 7). W konsekwencji uzyskuje się zawyżone wartości fazowych SEM i proporcjonalnie zawyżony moment synchroniczny. Widoczną na rysunku 9 różnicę całkowitych momentów elektromagnetycznych, wyliczonych MES i semi-analitycznie, można prawie w całości przypisać zawyżeniu wartości momentu synchronicznego liczonego wg (8). Tezę tą ilustruje tabela 2.

Porównanie wartości z kolumn 7 i 8 tabeli 2 pozwala zauważyć, że błąd semi-analitycznego obliczenia momentu całkowitego (kol. 7) jest niewiele różny od błędu analitycznego obliczenia momentu synchronicznego (kol. 8), jeżeli założyć, że rzeczywisty moment synchroniczny zmienia się cosinusoidalnie z kątem α (kol. 4). Na tej podstawie można stwierdzić, że źródłem różnic pomiędzy całkowitym momentem obliczonym semi-analitycznie T_{emSEMI} a MES T_{emMES} jest zawyżony w obliczeniach analitycznych moment od magnesów oraz, że wyznaczone MES, przy braku magnesów w obwodzie magnetycznym, wartości momentu reluktancyjnego są miarodajne także dla sytuacji normalnej pracy maszyny, tj. w sytuacji obecności magnesów w jej obwodzie magnetycznym. Prowadzi to do konkluzji, że głównym źródłem nasycień w maszynie są prądy twornika, a nie magnesy wzbudzenia.

Tabela 2

1	2	3	4	5	6	7	8
α [°]	T_{emMES} [Nm]	T_{relMES} [Nm]	$T_{mMES} =$ $T_{emMES}(\alpha=0) \cdot \cos(\alpha)$ [Nm]	T_{emSEMI} [Nm]	T_{mSEMI} [Nm]	$T_{emSEMI} - T_{emMES}$ [Nm]	$T_{mSEMI} - T_{mMES}$ [Nm]
0	287	0	287	437	437	150	150
12	362	75	281	514	432	152	151
20	406	123	270	550	418	144	148
28	442	167	253	573	396	129	143
36	470	205	232	579	367	109	135
44	486	232	206	566	330	80	124

5. Wnioski

Uzyskane wyniki obliczeń MES i podjęte próby analitycznego odtworzenia momentów samochodowego silnika IPMSM wskazują, że chętnie używany do syntezy sterowania takich maszyn model maszyny we współrzędnych $0dq$ jest właściwy. Świadczą o tym zarówno pro-

blemy z odtworzeniem momentu synchronicznego, jak i duża zmienność indukcyjności L_d, L_q w funkcji położenia rotora (wg (6)). Należy zaznaczyć, że rozwiązaniem tego ostatniego problemu nie może być wprowadzenie do znanego modelu maszyny synchronicznej we współrzędnych $0dq$ indukcyjności L_d, L_q zmiennych

z położeniem rotora. Byłoby to postępowanie formalnie nieprawidłowe. Zmienność tych indukcyjności z położeniem rotora oznacza bowiem, że indukcyjności własne i wzajemne faz twornika zmieniają się z położeniem rotora inaczej, niż przewidują to założenia modelu, tj. niesinusoidalnie. Dlatego nie można skorzystać ze znanych równań modelu $0dq$ – odpowiednie równania trzeba dopiero wyprowadzić, poddając transformacji Parka równania maszyny zapisane we współrzędnych fazowych, z uwzględnieniem niesinusoidalnej (poliharmonicznej) zależności indukcyjności własnych i wzajemnych faz twornika od położenia wirnika, jak w [10]. Podobnie, uzmiennienie obejmowanych przez fazy maszyny strumieni od magnesów wzbudzenia, z wartością prądów twornika, zachodzące w rzeczywistości, godzi w podstawowe założenia modelu maszyny synchronicznej we współrzędnych $0dq$. Ponieważ indukcyjności faz twornika na pewno również zmieniają się z wartością ich prądów, problem nasycenia staje się „dwuwymiarowy” – jest ono funkcją zarówno wartości skutecznej sinusoidalnego, trójfazowego prądu twornika, jak i położenia rotora.

Aby jednak możliwe było posługiwanie się znanym modelem przy syntezy sterowania, można warunkowo przyjąć w modelu stałe, średnie za 180° el. obrotu wirnika, wartości indukcyjności $L_{d\bar{s}r}$, $L_{q\bar{s}r}$ dla danej wartości skutecznej trójfazowego prądu twornika. Niezbędne jest również przyjęcie stałej (tj. niezależnej od prądów twornika) wartości sprzężenia magnetycznego pomiędzy wzbudzeniem a twornikiem, adekwatnej dla danej wartości skutecznej trójfazowego prądu twornika, biorąc przy tym pod uwagę tylko podstawową harmoniczną fazowych SEM.

Nasycenie obwodu magnetycznego badanej maszyny przy znamionowym prądzie twornika należy ocenić jako znaczące, a jego destrukcyjny wpływ na moment maszyny jako istotny ilościowo. Na tej podstawie można stwierdzić, że obwód magnetyczny silnika został źle zaprojektowany, przede wszystkim obwód magnetyczny stojana, w sensie geometrycznym lub w sensie wyboru blach o zbyt niskiej wartości maksymalnej indukcji magnetycznej. Uwaga ta w pierwszym rzędzie dotyczy jarmy stojana, które na pewno nie powinno się nasycać podczas znamionowej pracy silnika. Na rysunku 9 zaprezentowano wyniki obliczeń MES momentu całkowitego silnika z jarmem stojana

pogrubionym o 50% – uzyskane momenty są większe o ok. 10%.

6. Literatura

- [1]. M. Noga, L. Gołębiowski, M. Gołębiowski, D. Mazur: „Sterowanie silnikiem synchronicznym z wewnętrznymi magnesami stałymi IPMS uwzględniające ograniczenia”, *Maszyny Elektryczne – Zeszyty Problemowe*, nr 82, str. 55-62, 2009.
- [2]. L. Jarzębowicz: „Bezczujnikowe sterowanie trakcyjnym silnikiem synchronicznym z magnesami trwałymi zagłębionymi w wirniku”, Wydawnictwo Politechnik Gdańskiej, Gdańsk 2012.
- [3]. E. Król, M. Maciążek: „Wpływ algorytmu sterowania przekształtnika na właściwości napędu z silnikiem bezszczotkowym”, *Maszyny Elektryczne – Zeszyty Problemowe*, nr 98, str. 211-215, 2013.
- [4]. G. Sieklucki, B. Biszyga, A. Zdrojewski, T. Orzechowski, R. Sykulski: „Modele i zasady sterowania napędami elektrycznymi”, Wydawnictwa AGH, Kraków 2014.
- [5]. T. Rudnicki, R. Czerwiński, A. Fręchowicz: „Układy sterowania silnikiem PMSM”, *Maszyny Elektryczne – Zeszyty Problemowe*, nr 90, str. 51-55, 2011.
- [6]. R. Rossa, E. Król: „Dwustrefowa regulacja prędkości obrotowej w nowoczesnych napędach elektrycznych opartych na silnikach synchronicznych z magnesami trwałymi”, *Maszyny Elektryczne – Zeszyty Problemowe*, nr 81, str. 125-129, 2009.
- [7]. D. Papciak: „Badania symulacyjne silnika elektrycznego samochodu Toyota Prius”, praca dyplomowa AGH, Kraków 2015.
- [8]. P. Grudziński: „System napędu hybrydowego Toyota”, Toyota Motor Poland, prezentacja na seminarium „Akademia Toyoty”, styczeń 2008.
- [9]. J. S. Hsu, C. W. Ayers, C. L.: Coomer “Report on Toyota Prius motor design and manufacturing assessment”, Oak Ridge National Laboratory, ORNL/TM-2004/137, Oak Ridge, Tennessee 37831, July 2004.
- [10]. K. Siembab: “Model silnika PMSM do badań symulacyjnych sterowania tolerującego uszkodzenia”, *Electrical Engineering*, nr 75, str. 41-48, Poznan University of Technology Academic Journals 2013.

Autorzy

dr inż. Tomasz Drabek
 email: drabek@agh.edu.pl
 AGH Akademia Górniczo-Hutnicza
 Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Inżynierii Biomedycznej
 Katedra Energoelektroniki i Automatyki Systemów Przetwarzania Energii
 mgr inż. Damian Papciak
 email: themian99@gmail.com
 Dyplomant AGH