

Weryfikacja pomiarowa parametrów modelu maszyny elektrycznej z magnesami trwałymi

Streszczenie. W artykule przedstawiono proces i wyniki pomiarowej weryfikacji parametrów modelu obwodowego maszyny elektrycznej z magnesami trwałymi powłokowymi. Parametry zostały wyznaczone w oparciu o funkcję jednostkowej przewodności magnetycznej szczeliny (FJPMS), przy czym obliczenia te były wspomagane i weryfikowane obliczeniami MES 2D. W trakcie pomiarów ujawniły się różnice pomiędzy uproszczonym modelem i rzeczywistym obiektem, utrudniając lub uniemożliwiając zastosowanie weryfikacji w sposób wynikający bezpośrednio z równań modelu.

Abstract. The paper presents the process and results of the verification of the model parameters measurement of peripheral electrical machine with permanent magnets coating. The parameters were determined based on the function of the unit of magnetic gap conductance (permeance magnetic function), the calculations were supported and verified 2D FEM calculations. During measurements revealed differences between the simplified model and the real object, making it difficult or impossible to apply the verification as derived directly from the equations of the model. (**Verification measuring of parameters of the model electric machine with permanent magnets**).

Słowa kluczowe: maszyna synchroniczna z magnesami trwałymi, funkcja przewodności magnetycznej, metoda elementów skończonych.

Keywords: synchronous machine with permanent magnets, permeance magnetic function, finite element method.

doi:10.12915/pe.2014.05.52

Parametry modelu matematycznego

Do symulacji stanów pracy bezszczotkowej maszyny prądu przemiennego powszechnie wykorzystywany jest model obwodowy [1], któremu odpowiada układ równań:

$$(1) \quad \frac{d\psi_{s1}}{dt} = u_{s1} - R_s i_{s1} - e_{s1}(\varphi_e)$$

$$(2) \quad \frac{d\psi_{s2}}{dt} = u_{s2} - R_s i_{s2} - e_{s2}(\varphi_e)$$

$$(3) \quad \frac{d\psi_{s3}}{dt} = u_{s3} - R_s i_{s3} - e_{s3}(\varphi_e)$$

$$(4) \quad \frac{d\omega}{dt} = \frac{T_e + T_m}{J}$$

$$(5) \quad \frac{d\varphi}{dt} = \omega$$

$$(6) \quad \begin{bmatrix} \psi_{s1} \\ \psi_{s2} \\ \psi_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & M_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & L_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & M_{ss} & L_{ss} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix}$$

$$(7) \quad T_e = \frac{e_{s1} \cdot i_{s1} + e_{s2} \cdot i_{s2} + e_{s3} \cdot i_{s3}}{\omega}$$

$$e_{s1}(\varphi_e) = \sqrt{2} \cdot k_e \cdot \omega \cdot \sin(\varphi_e),$$

$$(8) \quad e_{s2}(\varphi_e) = \sqrt{2} \cdot k_e \cdot \omega \cdot \sin(\varphi_e - \frac{2\pi}{3}),$$

$$e_{s3}(\varphi_e) = \sqrt{2} \cdot k_e \cdot \omega \cdot \sin(\varphi_e - \frac{4\pi}{3}),$$

gdzie: R_s – rezystancja uzwojenia stojana, $L_{ss} = L_{\sigma s} + L_{gs}$ – indukcyjność własna fazy stojana, będąca sumą indukcyjności rozproszenia i indukcyjności głównej, M_{ss} – indukcyjność wzajemna między fazami, k_e – stała fazowej SEM silnika, ω – prędkość obrotowa maszyny, φ – kąt położenia wirnika, $\varphi_e = p_b \cdot \varphi$ – elektryczny kąt położenia wirnika, p_b – liczba par biegunów maszyny, T_e – moment elektromagnetyczny maszyny, T_m – moment zewnętrzny (ujemny, jeżeli obciążenia), ψ_{s1} , ψ_{s2} , ψ_{s3} – strumienie magnetyczne faz twornika (bez strumieni od magnesów), e_{s1} , e_{s2} , e_{s3} – fazowe SEM od magnesów trwałych, u_{s1} , u_{s2} , u_{s3} – fazowe napięcia zasilające, i_{s1} , i_{s2} , i_{s3} – prądy fazowe.

Obliczenia indukcyjności i sił elektromotorycznych

Obliczenia wykonywano w oparciu o FJPMS zdefiniowaną wyrażeniami (2.12, 2.18, 2.19) z [2]. Obliczenia weryfikacyjne MES przeprowadzono jako magnetostatyczne, w układzie płaskorównoległym, przy założeniu liniowej charakterystyki magnesowania blach stojana i wirnika oraz przy rzeczywistej charakterystyce odmagnesowania magnesów. Użyto pakietu *Opera* firmy *Vector Fields*. Obliczenia wykonano dla wymiarów 4-biegunowej maszyny synchronicznej z magnesami trwałymi (AC brushless).

Przedstawienie SEM $e_{st}(t)$ w postaci (8) nie jest warunkiem stosowania modelu. Przy obliczeniach mogą być wykorzystane rzeczywiste przebiegi czasowe tych napięć, na ogół niebędące sinusoidami, zwłaszcza w maszynach z magnesami powłokowymi. Także na indukcyjności w (6), oprócz liniowości obwodu magnetycznego, nie są narzucone żadne inne ograniczenia. W szczególności, mogą być one uzależnione od położenia rotora, ale wówczas wzór dla momentu (7) należy odpowiednio uzupełnić. Postać (7) nie uwzględnia tzw. „momentów zaczepowych”.

Parametrami równań (1) do (8) są indukcyjności, rezystancje oraz stała k_e . Do wykonania obliczeń wystarcza znajomość indukcyjności własnych faz oraz indukcyjności wzajemnych pomiędzy nimi. Jeżeli jednak dokonywana jest weryfikacja pomiarowa indukcyjności uzyskanych analitycznie, konieczne jest ustalenie składowych indukcyjności własnej: indukcyjności głównej L_{gs} , odpowiadającej strumieniowi zamykającemu się przez jarzmo wirnika, oraz indukcyjności rozproszenia $L_{\sigma s}$, odpowiadającej pozostałej części strumienia fazy. Sposób wyznaczenia indukcyjności L_{gs} i M_{ss} oraz SEM w maszynach z magnesami trwałymi powłokowymi w oparciu o funkcję jednostkowej przewodności magnetycznej szczeliny (FJPMS) został przedstawiony we wcześniejszych artykułach autorów [3, 4, 5]. Próby wykorzystania FJPMS do wyznaczenia przebiegów SEM nie dały zadowalających rezultatów [4]. Obliczane przebiegi są wprawdzie jakościowo zbliżone do rzeczywistych, przy czym uwzględnienie w FJPMS otwarcie żłobków twornika to podobieństwo istotnie poprawia, ale różnice pomiędzy wartościami chwilowymi zmierzonymi i obliczonymi są lokalnie duże. Z porównania amplitud podstawowej harmonicznej przebiegu rzeczywistego i obliczonego

metodą FJPMS wynika, że błąd określenia stałej k_e wynosi 21,5% (w odniesieniu do wartości pomiarowej). Różnice ilościowe i większa ilość różnic jakościowych pomiędzy przebiegami obliczeniowymi i rzeczywistymi spowodowane są zjawiskiem nasycania zębów twornika przez strumień magnetyczny pochodzący od magnesów trwałych wzbudzenia. Ponieważ FJPMS oparta jest na założeniu nieskończonej przenikalności rdzeni, wyeliminowanie przyczyn rozbieżności jakościowych wydaje się być obiektywnie trudne.

Należało się też spodziewać, że nasycenie części zębów twornika, pochodzące od pola magnesów trwałych, będzie wpływało na indukcyjności twornika. Ocena celowości wykorzystania FJPMS do wyznaczenia tych indukcyjności była przedmiotem opisanych w artykule badań. Obiektem badanym była 4-biegunowa maszyna synchroniczna z gładkim cylindrycznym wirnikiem, na którym naklejone były magnesy powłokowe. Dane znamionowe maszyny: $P_N = 4$ kW, $U_N = 400$ V, $I_N = 8,2$ A, $n_N = 1500$ obr/min. Silnik ten, wykonany jako badawczy, posiada proste magnesy i żłobki i dlatego wykazuje istnienie momentu zaczepowego, o amplitudzie na poziomie ok. 10% momentu znamionowego.

Pomiary wstępne i pomocnicze

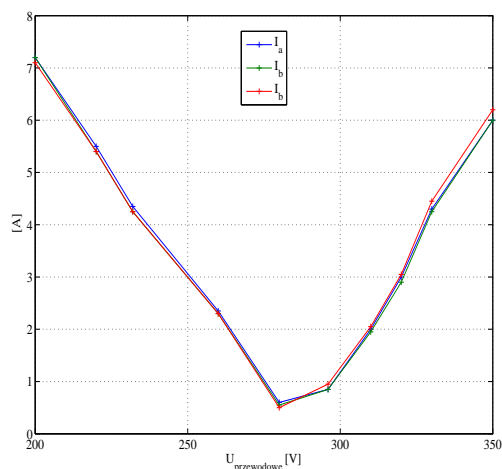
Identyfikację pomiarową obiektu rozpoczęto od wyznaczenia charakterystyki biegu jałowego maszyny oraz pomiaru reaktancji uzwojenia stojana przy wyjętym wirniku. Pomiaru te miały na celu oszacowanie wartości względnych reaktancji synchronicznej X_s oraz reaktancji rozproszenia $X_{\sigma s}$.

Reaktancja pojedynczych faz stojana przy wyjętym wirniku, pomniejszona o reaktancję wewnętrzną, powinna być równa reaktancji rozproszenia $X_{\sigma s}$ [6]. Uzyskana z pomiaru wartość wyniosła 2Ω (0,072 w wartościach względnych). Wartość tę należy jednak traktować orientacyjnie, ze względu na odmienne warunki, jakie dla strumienia rozproszenia stwarza obecność wirnika (uzwojenie fazy wytwarza strumień osiowy). „Robocza” wartość reaktancji rozproszenia twornika powinna pochodzić z pomiarów wykonanych w warunkach naturalnych.

Dla maszyn wzbudzonych magnesami trwałymi fragment charakterystyki magnesowania obwodu głównego otrzymana można w warunkach pracy silnikowej, zasilając uzwojenia maszyny trójfazowo z regulowanego źródła napięcia. Otrzymana w ten sposób zależność pobieranego prądu stojana od napięcia zasilającego, z braku możliwości wyznaczenia charakterystyki biegu jałowego w sposób tradycyjny, pozwala ocenić stopień nasycenia obwodu magnetycznego, jeśli tylko pomiary wykonywano w stanie jak najbliższym idealnego biegu jałowego. W celu zapewnienia tych warunków, moc odpowiadającą stratom w maszynie badanej dostarczano z maszyny prądu stałego, sprzęgniętej z badaną, minimalizując moc czynną pobieraną przez badany silnik z sieci. Został on uprzednio zsynchronizowany z siecią poprzez regulator indukcyjny. Nie zaobserwowano przy tym skłonności wirnika do nietłumionych kołysań, mimo braku obwodów tłumiących. Wyniki pomiarów przedstawiono na wykresie $I_s(U_s)$ – rysunek 1.

O nachyleniu prostych przybliżających przebieg $I_s(U_s)$ decyduje wartość reaktancji synchronicznej X_s . Jak wynika z przedstawionego wykresu, dla części opadającej charakterystyki $X_s \approx 7 \Omega$, natomiast dla części narastającej $5,9 \Omega$ (odpowiednio 0,25 i 0,21 w wartościach względnych). Różnica pomiędzy nachyleniem prostych aproksymujących przebieg spowodowana jest nasyceniem obwodu magnetycznego powyżej napięcia znamionowego.

Bardzo niskie wartości względne reaktancji synchronicznej rzutują w pewnym sensie na wymaganą dokładność określenia reaktancji X_s . Równocześnie wstępnie określona reaktancja rozproszenia stanowi tutaj około 30% reaktancji synchronicznej i jej poprawne wyznaczenie nabiera istotnego znaczenia.



Rys. 1. Krzywe V maszyny (prądy 3 faz)

Metodyka identyfikacji parametrów

Przy założeniu istnienia w szczelinie jedynie podstawowej harmonicznej pola znajomość reaktancji synchronicznej $X_s = \omega_0 \cdot (L_{\sigma s} + 1,5 \cdot M_{g1})$ oraz reaktancji rozproszenia $X_{\sigma s}$ umożliwia określenie indukcyjności figurujących we wzorze (6), ponieważ [7]: $L_{ss} = L_{\sigma s} + M_{g1}$ oraz $M_{ss} = -0,5 \cdot M_{g1}$. Symbolem M_{g1} oznaczono część indukcyjności własnej uzwojenia, odpowiadającą podstawowej harmonicznej pola szczelinowego. Jednak przystępując do weryfikacji pomiarowej wyznaczonych obliczeniowo indukcyjności nie można zakładać monoharmonicznego rozkładu pola szczelinowego. Celowe jest natomiast w poszczególnych indukcyjnościach (6) wyodrębnić składowych wynikających z istnienia grup harmonicznych pola, ponieważ stosując dla celów identyfikacyjnych różne warianty łączenia i zasilania uzwojeń można eliminować lub eksponować rolę tych składowych. Analiza „płaskiego” pola magnetycznego w szczelinie powietrznej pomiędzy gładkim stojanem i wirnikiem, z uwzględnieniem przestrzennego rozkładu uzwojeń, pozwala poszczególne reaktancje zapisać w postaci:

$$(9) \quad X_{s3f} = X_s = X_{\sigma s} + \frac{3}{2} X_1$$

$$(10) \quad X_{Lss} = X_{\sigma s} + X_1 + X_3$$

$$(11) \quad X_{Mss} = \omega_0 |M_{ss}| = \frac{1}{2} X_1 - X_3$$

$$(12) \quad X_{wpk} = X_o = 3 X_{\sigma s} + 9 X_3$$

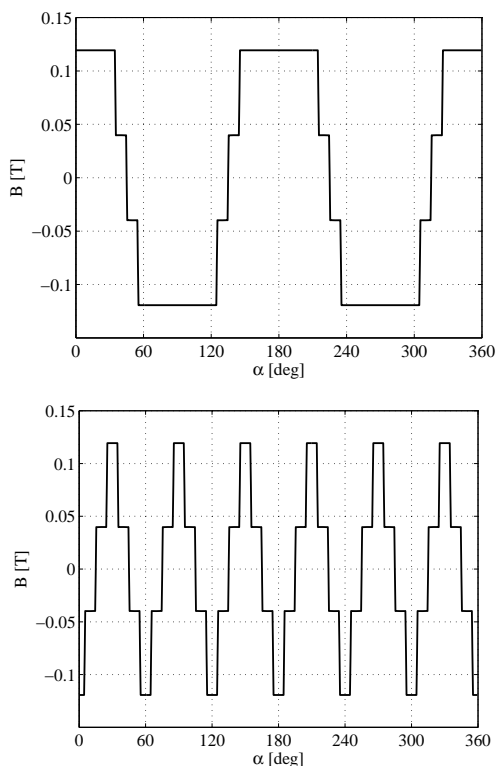
$$(13) \quad X_{wwo} = 3 X_{\sigma s} + 4 X_1 + X_3$$

gdzie: X_{s3f} – reaktancja synchroniczna (przy zasilaniu trójfazowym), X_{Lss} – reaktancja własna fazy (przy zasilaniu jednofazowym), X_{Mss} – reaktancja odpowiadająca indukcyjności wzajemnej, X_{wpk} – reaktancja wypadkowa trzech uzwojeń połączonych szeregowo poprawnie (początek z końcem), czyli reaktancja silnika „dla składowej zerowej od pola głównego”, X_{wwo} – reaktancja wypadkowa trzech uzwojeń połączonych szeregowo niepoprawnie (jedna faza włączona „odwrotnie”), X_1 – reaktancja odpowiadająca strumieniowi pochodzącemu od

harmonicznych nieparzystych rzędu różnego od $(6n-3)$, X_3 – reaktancja odpowiadająca strumieniowi pochodzącemu od grupy harmonicznych pola rzędu $(6n-3)$.

Wyznaczenie wartości $X_{\sigma s}$, X_1 , X_3 wykorzystując wyniki pomiarów reaktancji (9) do (13) nie jest jednak możliwe, ponieważ żaden z układów trzech równań wybieranych z zestawu równań (9) do (13) nie jest oznaczony. Dla określenia wartości $X_{\sigma s}$, X_1 , X_3 wymagana jest dodatkowa informacja, np. relacja pomiędzy X_1 i X_3 . Ocenic ją można na podstawie rozkładu indukcji magnetycznej w szczelinie maszyny, wytworzonej przez konkretne uzwojenie fazowe, wyznaczonego za pomocą FJPMs.

Wyidealizowany rozkład indukcji w szczelinie badanej maszyny, bez magnesów trwałych i uzłobkowania, w warunkach zasilania fazy prądem stałym przedstawiono na rysunku 2.



Rys.2. Wyidealizowany rozkład pola szczelinowego, wytworzonego przez: a – pojedyncze uzwojenie fazowe, b – trzy uzwojenia fazowe połączone szeregowo

Korzystając z obrazu pola można oszacować reaktancję własną główną fazy $X_{Lsg} = X_1 + X_3$ i wzajemną pomiędzy fazami X_{Mss} uzwojenia stojana od pola szczelinowego oraz reaktancję zastępczą układu uzwojeń połączonych szeregowo, czyli reaktancję silnika „dla składowej zerowej od pola głównego”: $X_{og} = 9X_3$. Wynoszą one odpowiednio: $X_{Lsg} = 4,58 \Omega$, $X_{Mss} = 1,9 \Omega$, $X_{og} = 2,33 \Omega$. Natomiast wykorzystując przedstawienie rozkładu indukcji w postaci szeregu można obliczyć strumienie pochodzące od grup harmonicznych, a stąd odpowiednie reaktancje: $X_1 = 4,32 \Omega$, $X_3 = 0,26 \Omega$ oraz ich iloraz $X_3/X_1 = \alpha = 0,06$.

Pomiary reaktancji uzwojeń

Proces identyfikacji pomiarowej reaktancji (9) do (13) komplikują:

- istotny wpływ strat w żelazie na wielkość części rzeczywistej impedancji zastępczej uzwojeń przy wyznaczaniu reaktancji (12) i (13), stosując techniczną metodę pomiaru impedancji,

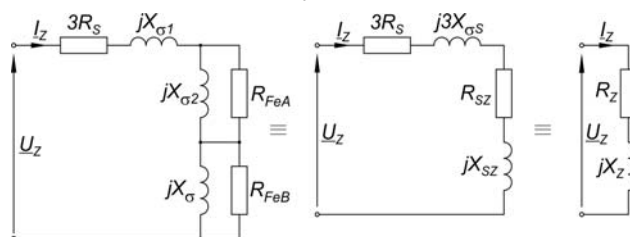
- wpływ położenia wirnika na impedancję zastępczą uzwojenia przy wyznaczaniu reaktancji (10) oraz na SEM indukowaną w uzwojeniu niezasilonym przy pomiarze reaktancji (11).

Z obu powodów bezpośrednie wykorzystanie wzorów (9) do (13), łącznie z pomocniczym współczynnikiem α , nie daje zadowalających rezultatów, wymagając dodatkowej analizy.

Wyznaczanie reaktancji rozproszenia

W badanej maszynie dodatkową trudność przy wyznaczaniu reaktancji rozproszenia wprowadza zastosowane jednowarstwowe uzwojenie o jednej biegunowej grupie zezwojów na parę biegunów, które stanowi wymuszenie dla strumienia osiowego, zamykającego się wokół połączeń czołowych. Wartość reaktancji rozproszenia uzyskaną z klasycznego pomiaru przy wyjętym wirniku należy w tej sytuacji uznać za zawyżoną, natomiast obliczoną MES-2D ($0,46 \Omega$) – za zaniżoną. Wobec stopnia trudności problemu uznano za wykonalną jedynie ocenę przedziału, w którym powinna zawierać się wartość indukcyjności rozproszenia, wstępnie przewidując, że wartość reaktancji rozproszenia będzie zawarta w przedziale: $0,5 \Omega < X_{\sigma s} < 2 \Omega$.

Oszacowanie poziomu strumienia pochodzącego od harmonicznych rzędu $(6n-3)$ rozkładu indukcji pozwala wykorzystać do dalszej oceny reaktancji rozproszenia wyniki pomiaru „reaktancji dla składowej zerowej” wg (12). Ze względu na większy niż przy wyjętym wirniku poziom strumienia i pobieraną moc czynną znacznie przewyższającą straty w uzwojeniach, należy w tym przypadku uwzględnić straty w żelazie. Schemat zastępczy, jaki można przypisać zasilanemu obwodowi złożonemu z trzech szeregowo połączonych uzwojeń przy nieruchomym wirniku, przedstawiono na rysunku 3.



Rys.3. Schemat zastępczy używany przy „metodzie technicznej” pomiaru reaktancji X_x

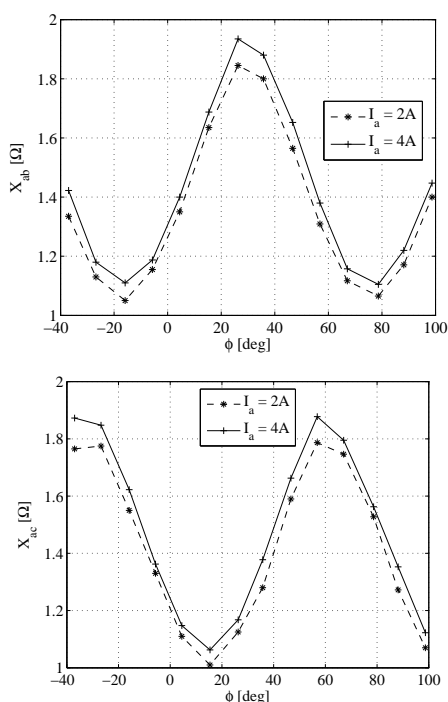
Rezystancje R_{FeA} oraz R_{FeB} reprezentują straty w żelazie uzależnione, odpowiednio, od strumienia rozproszenia i strumienia głównego. Rozdział reaktancji rozproszenia $X_{\sigma} = 3X_{\sigma s}$ na dwie składowe: $X_{\sigma 1}$ oraz $X_{\sigma 2}$, ma wyodrębnić tę część strumienia rozproszenia, który zamyka się głównie w powietrzu, nie powodując strat w żelazie. Fakt, że w zębach stojana drogi dla obu strumieni i strat są „wspólne” pominięto.

Próby oszacowania wpływu strat w żelazie w oparciu o przedstawiony schemat wymagają jednak dokonania jego uproszczeń, np. przyjęcia $R_{FeA} = \infty$ oraz $X_{\sigma 1} + X_{\sigma 2} = 3X_{\sigma s}$. Dla takich założeń otrzymuje się wzory umożliwiające z wyniku pomiaru impedancji $Z_x = R_x + jX_x$ wyznaczenie X_x oraz R_{FeB} , jako funkcji przyjmowanej do obliczeń wartości $X_{\sigma s}$ i R_x . Wartość $X_x = 2,7 \Omega$, najbliższą wyznaczonej analitycznie wartości $9X_3 = 2,33 \Omega$, uzyskuje się dla $X_{\sigma s} \approx 1,5 \Omega$.

Przedstawione wyniki pomiarów i obliczeń pozwalają stwierdzić, że wartość reaktancji rozproszenia zawarta jest w przedziale: $X_{\sigma s} = (1,1 \div 2) \Omega$, z wyraźnym wskazaniem na wartości bliskie $1,5 \Omega$. Wartość $X_{\sigma s} = 1,1 \Omega$ uzyskuje się zakładając $R_{FeA} = R_{FeB} = \infty$.

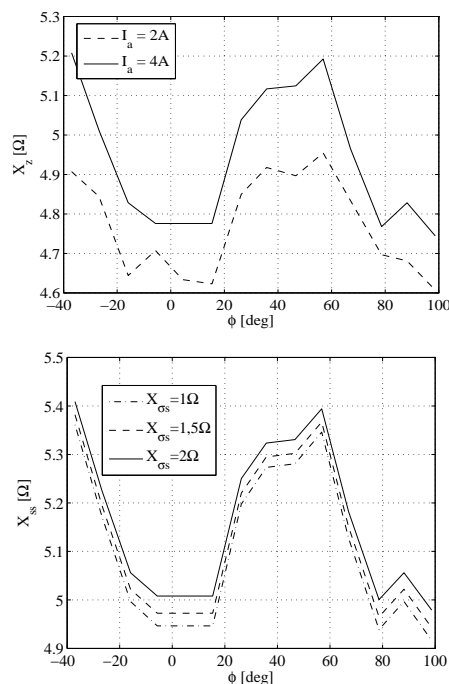
Reaktancje uzwojeń wynikające z istnienia pola szczelinowego

Indukcyjności własne i wzajemne uzwojeń twornika, dla założeń przyjętych przy formułowaniu modelu (1-8), są wartościami stałymi, niezależnymi od położenia wirnika. Wykonane pomiary wykazały jednak wpływ położenia wirnika na wartość zastępczej impedancji, „widzianej” od strony zacisków zasilanego uzwojenia, a także, bez porównania większy wpływ na indukcyjność wzajemną uzwojeń. Pomiaru wszystkich trzech wielkości dokonano metodą techniczną pomiaru impedancji, dla kolejnych położzeń wirnika różniących się o 10° , zasilając jedną z faz prądem przemiennym i mierząc wartość skuteczną prądu I_z , wartość skuteczną napięcia U_z , moc czynną P oraz napięcia indukowane w uzwojeniach niezasilanych E_{ss} . Na tej podstawie określano część rzeczywistą i urojoną impedancji zastępczej uzwojenia zasilanego $Z_z = R_z + j \cdot X_z$, w sposób podobny jak w przypadku impedancji dla składowej zerowej. Reaktancje $X_{M_{ss}}$, odpowiadające indukcyjnościom wzajemnym M_{ss} , obliczano dzieląc napięcia E_{ss} przez prąd I_z . Wyniki pomiarów przedstawiono na rysunkach 4 i 5.



Rys.4. Zależność reaktancji wzajemnych uzwojeń $X_{M_{ss}}$ od położenia wirnika

Na rysunku 5a przedstawiono zależność reaktancji zastępczej X_z uzwojenia zasilanego od położenia wirnika. Rezystancja R_z pozostawała na jednakowym poziomie $1,56 \Omega$ (rezystancja uzwojenia stojana zmierzona prądem stałym $R_s = 0,76 \Omega$). Określenie na podstawie wykonanych pomiarów reaktancji uzwojenia $X_{L_{sg}}$, odpowiadającej strumieniowi głównemu, wymaga znajomości reaktancji rozproszenia X_{σ} oraz uwzględnienia strat w rdzeniu. Sposób uwzględnienia tych strat jest podobny do przedstawionego schematem na rysunku 3 – są one uzależnione od poziomu strumieni, których miarą są napięcia na reaktancjach: głównej $X_{L_{sg}}$ i części reaktancji rozproszenia $X_{\sigma 1}$. Ze względu na skomplikowaną identyfikację, zdecydowano się uprościć schemat w sposób podobny jak poprzednio, tzn. uzależniając straty w żelazie jedynie od napięcia na poszukiwanej reaktancji $X_x = X_{L_{sg}}$. Poszukiwana wartość reaktancji $X_{L_{sg}}$ jest funkcją reaktancji $X_{\sigma s}$ oraz, oczywiście, wyników pomiarów.



Rys.5. Zależność reaktancji zastępczej X_z uzwojenia zasilanego od położenia wirnika (rys.5a) oraz wpływ $X_{\sigma s}$ na wyznaczaną pomiarowo wartość reaktancji własnej uzwojenia (dla $I_a = 4 A$)

Na rysunku 5b przedstawiono zależność od położenia wirnika reaktancji X_{ss} , wyznaczonej dla założonych wartości $X_{\sigma s}$ równych 2, 1,5 i 1 Ω . Jak wynika z obliczeń, wpływ wielkości reaktancji rozproszenia na ostateczny rezultat pomiarów X_{ss} nie jest wielki: dwukrotna zmiana $X_{\sigma s}$ skutkuje 1%-ową zmianą wartości średniej X_{ss} , która dla $X_{\sigma s} = 1,5 \Omega$ wynosi $X_{ss} = 5,15 \Omega$. Zmiany indukcyjności własnej L_{ss} spowodowane obrotem wirnika nie przekraczają 10%, przy czym wzrastają w niewielkim stopniu ze wzrostem prądu płynącego w uzwojeniu. Okres zmienności wynosi 90 stopni.

Zmiany indukcyjności wzajemnych M_{ss} są bez porównania większe (ok. 56% wartości średniej), przy czym wartości ekstremalne występują w położeniach wirnika innych niż ekstrema indukcyjności własnej oraz różnych dla każdej z indukcyjności wzajemnych.

Symulacje MES potwierdzają zależność indukcyjności uzwojeń od położenia magnesów wirnika oraz wpływ na te wielkości kierunku przepływu zasilonej fazy twornika („domagnesowanie” lub „odmagnesowanie” magnesów trwałych).

W charakterze obliczeń kontrolnych można, przyjmując $X_{\sigma s} = 1,5 \Omega$, $X_3 = 0,26 \Omega$ oraz $X_{L_{sg}} = X_1 + X_3 = 3,65 \Omega$, wyznaczyć następujące reaktancje:

- wzajemną wg (11):
 $X_{M_{ss}} = 0,5X_1 - X_3 = 1,43 \Omega$ (z pomiaru: $1,45 \Omega$),
- synchroniczną wg (9):
 $X_s = X_{\sigma s} + 1,5X_1 = 6,58 \Omega$ (z pomiaru: $(5,9 \div 7) \Omega$),
- układu szeregowego uzwojeń wg (13):
 $X_{wwo} = 3X_{\sigma s} + 4X_1 + X_3 = 18,3 \Omega$ (z pomiaru: $17,9 \Omega$)

Uzyskane z pomiarów i obliczeń wartości reaktancji są więc wystarczająco wiarygodne, aby stanowić podstawę do weryfikacji wyników obliczeń wykorzystujących FJPMS.

Porównanie wyników pomiarów i obliczeń metodą FJPMS

Wyniki pomiarów i obliczeń poszczególnych reaktancji przedstawiono w tabeli 1.

Tabela 1. Reaktancje maszyny uzyskane różnymi metodami

Sposób określenia	X_{Lss} [Ω]	X_{Mss} [Ω]	X_{os} [Ω]	X_s [Ω]	X_o [Ω]
Pomiar i obliczenia w punkcie 6 „Reaktancje rozproszenia”	–	–	1,5	–	–
Obliczenia z wyidealizowanego obrazu pola szczelinowego	$4,58 + X_{os}$	1,9	–	$6,48 + X_{os}$	$2,33 + 3X_{os}$
Obliczenia FJPMS	$4,71 + X_{os}$	1,92	–	$6,67 + X_{os}$	–
Obliczenia MES 2D	$(3,6+3,8) + X_{os}$	$1,1 \div 1,4$	0,46 (tylko żłobkowe)	$(5,4+5,7) + X_{os}$	–
Zasilanie 1-fazowe, $\omega = 0$, metoda techniczna	$5,15 \pm 0,45$	$1,5 \pm 0,8$	–	–	5,8
Zasilanie 3-fazowe, $\omega = 0$, metoda techniczna	–	–	–	5,8	–
Zasilanie 3-fazowe, $\omega = \omega_s$, metoda techniczna	–	–	–	5,9÷7	–
Wyjęty wirnik, zasilanie 1-fazowe	–	–	2,0	–	–

Za technicznie uzasadnione uznać należy wybór takich wartości poszczególnych reaktancji, które zapewniają wartość reaktancji synchronicznej $X_s = 6,5 \Omega$. Wartość tę tworzą reaktancje: $X_{Lss} = 5,15 \Omega$, $X_{Mss} = 1,4 \Omega$, $X_{os} = 1,5 \Omega$. Niestety, metoda FJPMS dostarcza wartości większych, tworzących wartość reaktancji synchronicznej o ok. 25% większą.

Przedstawione w tabeli 1 wyniki pomiarów i obliczeń poszczególnych reaktancji pozwalają ocenić, w jakim stopniu model stałoparametrowy, nieuwzględniający nieliniowości żelaza, jest uproszczony i wskazują stopień tego uproszczenia. Metoda FJPMS nie zmniejsza w tym zakresie niedokładności modelu, a pomijanie napięć magnetycznych w żelazie te błędy istotnie powiększa.

Duże, ponad 55%-owe zmiany indukcyjności wzajemnych M_{ss} i bez porównania mniejsze, ok. 10%-owe zmiany indukcyjności własnych L_{ss} , towarzyszące obrotowi wirnika, można tłumaczyć nasyceniem zębów stojana, przez które zamyka się pole wywołane magnesami trwałymi. Pochodząca od magnesów indukcja w przewężeniach zębów stojana osiąga ok. 1,7 T. Powoduje to wzrost oporności magnetycznej zębów dla strumienia oddziaływania twornika w strefie objętej działaniem magnesu. Zjawisko zmian reluktancji pod wpływem zmian położenia magnesów trwałych jest więc dosyć oczywiste i odpowiada w pewnym stopniu powiększeniu szczeliny zastępczej. Modelowanie tego zjawiska odpowiednimi zmianami FJPMS nie jest jednak poprawne, ponieważ od kierunku działania przepływu twornika będzie zależało czy ta zastępcza szczelina będzie się powiększać, czy maleć.

Ponieważ zmiany permeancji wypadkowej wynikają z towarzyszących obrotowi wirnika zmian nasycenia poszczególnych zębów, zjawisko to może wpływać na moment działający na wirnik, a w szczególności na moment zaczepowy. Analityczne uwzględnienie zmian permeancji zębów oraz wpływu tych zmian na siły i moment działające na zęby jest możliwe, np. przez wprowadzenie zastępczych „obwodów zębowych” [8, 9], ale przyjęcie tej metody opisu badań byłoby odstępstwem od założonego wykorzystywania prostego modelu obwodowego.

Podsumowanie

Weryfikacja pomiarowa parametrów prostego modelu matematycznego jest na ogół związana z wieloma problemami, wynikającymi między innymi stąd, że metodę pomiarową opracowuje się w oparciu o model. Konsekwencją jest ujawnianie się w trakcie realizacji pomiarów zjawisk nieuwzględnianych w modelu, które komplikują lub uniemożliwiają ustalenie poszukiwanych wielkości. W efekcie, zamiast jednoznacznego pomiarowego określenia parametrów dokonuje się jedynie ich oszacowania lub przewidywania przedziałów, w których powinny się zawierać.

Wydaje się, że ustalony przez autorów na drodze pomiarowej, wspomaganą obliczeniami, komplet parametrów mógł już stanowić podstawę do weryfikacji

wyników obliczeń opartych na FJPMS. Niestety, parametry wyznaczone z FJPMS różnią się od dobranych na podstawie pomiarów w stopniu wykluczającym ich wykorzystanie do symulacji stanów dynamicznych maszyny. Nie przekreśla to oczywiście sensu użycia do tego celu samego modelu, ale z kompletem parametrów pochodzących z pomiarów, wykonanych np. w sposób zaproponowany w artykule. I tutaj, do szacunkowych obliczeń wspomagających, może być z powodzeniem wykorzystana FJPMS.

W pracy przedstawiono część wyników projektu badawczego p.t. „Weryfikacja pomiarowa obliczeń analitycznych maszyn elektrycznych z magnesami trwałymi”, finansowanego przez Narodowe Centrum Nauki w Krakowie, jako projekt nr N N510 707240.

Obliczenia pola magnetycznego przy użyciu programu Opera, wykonano na komputerze IBM BladeCenter HS21 w ramach grantu obliczeniowego MNiSW/IBM_BC_HS21/AGH/080/2007.

LITERATURA

- [1] Węgiel T.: Modelowanie maszyn synchronicznych wzbudanych magnesami trwałymi, Rozprawa doktorska, Politechnika Krakowska 1997
- [2] Drabek T.: Wyznaczanie parametrów modeli matematycznych elektromaszynowych elementów wykonawczych reluktancyjnych, Rozprawa Doktorska, AGH Kraków 1999
- [3] Drabek T., Matras A., Skwarczyński J., Modelowanie maszyn elektrycznych z magnesami trwałymi, Przegląd Elektrotechniczny, 83 (2007), nr 6, 95-98
- [4] Drabek T., Matras A., Skwarczyński J., Symulacja maszyny synchronicznej z magnesami trwałymi, Przegląd Elektrotechniczny, 84 (2008), nr 1, 38-41
- [5] Drabek T., Matras A., Skwarczyński J., Analityczne obliczeniasymulacyjne maszyny synchronicznej z magnesami trwałymi, Przegląd Elektrotechniczny, 85 (2009), nr 10, 9-12
- [6] Latek W., Badanie maszyn elektrycznych w przemyśle, WNT, 1979
- [7] Skwarczyński J., Tertil Z., Elektromechaniczne przetwarzanie energii, UWN-D, AGH, Kraków 2000
- [8] Ivanov-Smolenski (red.), Universalnyj metod rasčeta elektromagnitnyh procesov v električeskich mašinach, Energoatomizdat, 1986
- [9] Skwarczyński J., Asymetrie wewnętrzne jawnobiegunowych maszyn synchronicznych, Z.N. AGH, nr 1350, Elektrotechnika z.16, Kraków 1990

Autorzy: dr hab. inż. Jerzy Skwarczyński, AGH Akademia Górniczo-Hutnicza, al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków, E-mail: jskw@agh.edu.pl; dr inż. Andrzej Matras, E-mail: matras@agh.edu.pl; dr inż. Tomasz Drabek, AGH Akademia Górniczo-Hutnicza, al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków, E-mail: drabek@agh.edu.pl