

Mirosław WCIŚLIK  
Karol SUCHENIA

## MODELOWANIE STRAT MAGNETYCZNYCH PRZEŁĄCZALNEGO SILNIKA RELUKTANCYJNEGO

**STRESZCZENIE** *W pracy przedstawiano model matematyczny przełączalnego silnika reluktancyjnego wykorzystującego stojan trójfazowego silnika indukcyjnego. Parametry tego modelu określano eksperymentalnie. Uzwojenie jednej z faz silnika zasilano napięciem przemiennym o różnych częstotliwościach. Na podstawie pomiarów prądu i napięć wyznaczano zastępczą rezystancję i indukcyjność poszczególnych uzwojeń silnika wykorzystując metodę najmniejszych kwadratów w funkcji częstotliwości. Pomiarzy prowadzono dla różnych kątów obrotu wirnika. Otrzymana rezystancja była istotnie większa od wartości stałoprądowej rezystancji uzwojeń. Dlatego dodatkowo do modelu wprowadzono „straty w żelazie”. Przedstawiono je jako straty w pojedynczym zwartym zwoju, nawiniętym na rdzeniu wirnika, reprezentującym prądy wirowe. Straty te są zależne od kąta obrotu wirnika względem stojana. Na podstawie relacji między indukcyjnością i rezystancją zastępczą silnika, zmierzoną i określoną dla przyjętego modelu wyznaczono parametry tego modelu. Określono współczynnik sprzężenia magnetycznego uzwojeń silnika. Przedstawiono parametry dodatkowego uzwojenia reprezentującego straty w żelazie.*

**Słowa kluczowe:** silnik reluktancyjny, straty w żelazie, identyfikacja

### 1. WSTĘP

---

Silniki elektryczne wykorzystują 70% energii elektrycznej zużywanej przez przemysł. W całej gospodarce zużywają one prawie połowę energii elektrycznej wytworzonej przez elektrownie. Koszt zakupu silnika elektrycznego stanowi niewielką część wartości energii elektrycznej zużywanej przez ten silnik w cyklu życia. W pierwszych kilkuset godzinach pracy, silnik zużywa energię elektryczną o wartości

---

**prof. dr hab. inż. Mirosław WCIŚLIK, mgr inż. Karol SUCHENIA**  
e-mail: [wcislik, ksuchenia]@tu.kielce.pl

Politechnika Świętokrzyska  
al. Tysiąclecia Państwa Polskiego 7, 25-314 Kielce

PRACE INSTYTUTU ELEKTROTECHNIKI, zeszyt 272, 2016

równoważnej jego cenie zakupu. Wynika z tego, że energia elektryczna zużyta przez silnik w ciągu roku kosztować może kilka lub nawet kilkanaście razy więcej niż sam silnik [1]. Czynnikiem decydującym o zużyciu energii przez silnik są m.in. straty, które rzutują na wysokość rachunków płaconych przez użytkowników.

Straty energii w silniku dzielą się na straty mocy: w miedzi, magnetyczne w rdzeniu oraz mechaniczne. W [2–3] wprowadzono również straty dodatkowe, które związane są ze zjawiskiem naskórkowości oraz wysoką częstotliwością. Mają one jednak małe znaczenie podczas eksploatacji silnika elektrycznego, a ich oszacowanie jest trudne na podstawie bezpośrednich pomiarów lub obliczeń.

W większości przypadków straty w miedzi są najczęściej dominującym czynnikiem spadku sprawności silnika elektrycznego. Straty w miedzi opisuje moc tracona przy przepływie prądu przez uzwojenie silnika. Straty magnetyczne interpretowane są jako suma strat prądów wirowych (straty wiropądowe) i strat histerezy. Dla silników wysokoobrotowych, straty wiropądowe są dominujące.

Pierwsze próby opisu strat magnetycznych koncentrowały się na formułowaniu opisu matematycznego strat w rdzeniu. Metodę obliczania tych strat zaproponował Steinmetz już w 1891 roku [4]. Straty te przypadające na 1 cm<sup>3</sup> materiału określa wzór w postaci [5]:

$$P_F = \varepsilon \cdot f^2 \cdot B_m^2 \quad (1)$$

gdzie:

- $\varepsilon$  – współczynnik prądów wirowych,
- $f$  – częstotliwość,
- $B_m$  – wartość szczytowa indukcji magnetycznej.

Straty te są proporcjonalne do wartości szczytowej indukcji i częstotliwości. W celu dokładniejszego określenia strat magnetycznych na przestrzeni lat powstawały zależności opisujące straty w rdzeniu, które były modyfikacją równań Steinmetza [6-7]. Równania te pozwalały na obliczenie strat mocy w silniku, jako stałych zależnych od indukcji magnetycznej. Inne metody skupiały się na rozwoju nowych procedur testowania materiałów, które ułatwiały dokładny opis właściwości materiału magnetycznego do wyrażenia strat rdzenia w równaniach ruchu [6]. Jednak dokładne wyznaczanie strat w rdzeniu pozostaje trudne z wielu powodów.

Straty te powstają w skali mikroskopowej materiału, natomiast do przewidywania strat w rdzeniu wykorzystuje się skalę makroskopową w oparciu o założenia jednorodności pola magnetycznego we wszystkich obszarach urządzenia. Dlatego, dokładność obliczania strat w rdzeniu zależy od tego jak dobrze obszary makroskopowe są modelowane przez zjawiska skali mikroskopowej. Dane strat w rdzeniu dla wielu materiałów są dostępne tylko dla 50 lub 60 Hz przy zasilaniu napięciem sinusoidalnym, które nie wytwarza zakładanego idealnego sinusoidalnego pola magnetycznego. Oszacowanie strat w rdzeniu uzyskiwane z powszechnie stosowanego aparatu Epsteina jest mało użyteczne, ponieważ standardowe warunki badań najczęściej nie odpowiadają warunkom rzeczywistym pracy silnika. Ponadto właściwości materiału wyprodukowanego w tej samej partii mogą się różnić nawet o 30%. Istotny wpływ na straty w rdzeniu mają odkształcenia i naprężenia mechaniczne

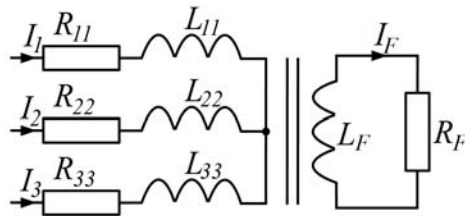
zarówno wewnątrz materiału jak i na jego powierzchni i krawędziach. Z tego powodu blachy rdzenia są często wyżarzane po tłoczeniu lub cięciu, co zwiększa niedokładność oszacowania strat [6].

Reasumując, zależności spotykane w literaturze opisują uśrednione wielkości, które nie odzwierciedlają właściwie przebiegu zjawisk w rdzeniu magnetycznym. W [8] na podstawie zależności i analizie zjawisk zaproponowano model zawierający obwód zastępczy strat w żelazie dla wartości chwilowych. Na tej podstawie opracowano model dla trójfazowego silnika reluktancyjnego. Sporządzono model tego silnika i przeprowadzono identyfikację jego parametrów. Przedstawiono porównanie wartości mierzonych z wartościami wyznaczonymi z modelu.

## 2. MODELOWANIE STRAT W SILNIKU RELUKTANCYJNYM

Modele matematyczne silników elektrycznych składają się z równań opisujących obwody elektryczne oraz układ mechaniczny. Równania spotykane w literaturze, opisujące przelączalny silnik reluktancyjny nie uwzględniają jawnie strat w modelu matematycznym. Są one ukryte w rezystancji obwodu.

W [8] przedstawiono obwód zastępczy trójfazowego silnika reluktancyjnego uwzględniający straty prądów wirowych – rysunek 1.



**Rys. 1. Model analityczny strat wirowych trójfazowego silnika reluktancyjnego 3/2**

Model przedstawiony na rysunku 1 przedstawia schemat zastępczy trójfazowego silnika reluktancyjnego o rezystancjach uzwojenia  $R_{nn}$  i indukcyjnościach  $L_{nn}$  o z liczbie zwojów po stronie pierwotnej, a po stronie wtórnej występuje uzwojenie reprezentujące straty w żelazie, posiadający rezystancję  $R_F$  i indukcyjność  $L_F$ . Przyjęto, że uzwojenie reprezentujące prądy wirowe jest pojedynczym zwojem. Parametry opisujące model są parametrami funkcji kąta obrotu. Uzwojenie strat w żelazie jest sprzężone magnetycznie z indukcyjnościami trzech faz stojana. Uzwojenie strat w żelazie obciążone jest rezystancją  $R_F$  zależną od budowy rdzenia i własności materiału z którego jest on wykonany. Postać macierzowa równań opisujących model przedstawiony na rysunku 1 jest następująca:

$$\begin{bmatrix} L_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{F1} \\ M_{21} & L_{22} & M_{23} & M_{F2} \\ M_{31} & M_{32} & L_{33} & M_{F3} \\ M_{1F} & M_{2F} & M_{3F} & L_F \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \dot{I}_3 \\ \dot{I}_F \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_F \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

gdzie:

$L_{nm}$  – indukcyjności własne uzwojeń silnika w funkcji kąta obrotu,

$M_{nm}$  – indukcyjności wzajemne stojana w funkcji kąta obrotu,

$M_{Fn}$  – indukcyjności wzajemne strat w funkcji kąta obrotu,

$R_{nn}$  – rezystancja uzwojeń silnika w funkcji kąta obrotu,

$n, m = 1, 2, 3$ .

Prądy  $I_1, I_2, I_3$  płynące przez uzwojenia silnika są prądami, które w łatwy sposób można zmierzyć. Niemożliwy jest natomiast pomiar prądu  $I_F$  płynącego w niezwojonym rdzeniu silnika. Dla tak przyjętego modelu matematycznego prąd ten będzie występował w równaniach opisujących każdą fazę silnika. Dla zasilonej jedynie pierwszej fazy silnika równania są w postaci:

$$\begin{aligned} L_{11}\dot{I}_1 + M_{F1}\dot{I}_F + R_{11}I_1 &= U_1 \\ M_{21}\dot{I}_1 + M_{F2}\dot{I}_F &= U_{12} \\ M_{31}\dot{I}_1 + M_{F3}\dot{I}_F &= U_{13} \\ M_{1F}\dot{I}_1 + L_F\dot{I}_F + R_F I_F &= 0 \end{aligned} \quad (3)$$

Korzystając z transformaty Fouriera oraz eliminując z równań opisujących uzwojenie stojana prąd rdzenia  $I_F$ , wyznaczono zastępcze równania opisujące silnik:

$$\left( j\omega \left( L_{11} - \frac{L_F M_{1F}^2 \omega^2}{R_F^2 + \omega^2 L_F^2} \right) + R_{11} + \frac{R_F M_{1F}^2 \omega^2}{R_F^2 + \omega^2 L_F^2} \right) I_1 = U_1 \quad (4)$$

$$\left( j\omega \left( M_{21} - \frac{L_F \omega^2 M_{F2} M_{1F}}{R_F^2 + \omega^2 L_F^2} \right) + \frac{R_F \omega^2 M_{F2} M_{1F}}{R_F^2 + \omega^2 L_F^2} \right) I_1 = U_{12} \quad (5)$$

$$\left( j\omega \left( M_{31} - \frac{L_F \omega^2 M_{F3} M_{1F}}{R_F^2 + \omega^2 L_F^2} \right) + \frac{R_F \omega^2 M_{F3} M_{1F}}{R_F^2 + \omega^2 L_F^2} \right) I_1 = U_{13} \quad (6)$$

Gdzie  $U_1$  jest napięciem na zasilanym uzwojeniu,  $U_{12}$  i  $U_{13}$  napięciem indukowanym na uzwojeniach niezasilonych. Na podstawie równania (4) wyznaczono zastępczą indukcyjność własną  $L_{z11}$  i zastępczą rezystancję  $R_{z11}$  zasilanego obwodu w postaci:

$$R_{z11} = R_{11} + \frac{R_F M_{1F}^2 \omega^2}{R_F^2 + \omega^2 L_F^2} \quad (7)$$

$$L_{z11} = L_{11} - \frac{L_F M_{1F}^2 \omega^2}{R_F^2 + \omega^2 L_F^2} \quad (8)$$

Z powyższych zależności wynika, że indukcyjność zastępcza w odniesieniu do uzwojenia silnika jest pomniejszona o straty w rdzeniu, natomiast rezystancja zastępcza wyznaczona na podstawie pomiarów jest zwiększona o straty w rdzeniu. Indukcyjności zastępcze wzajemne  $M_{z21}$  i  $M_{z31}$  oraz rezystancje zastępcze  $R_{z21}$  i  $R_{z31}$  mierzone na zaciskach uzwojeń niezasilonych mają postać:

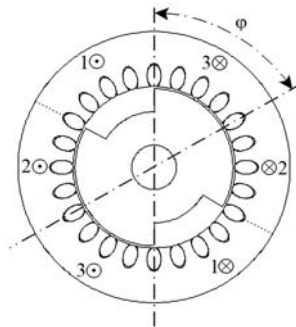
$$M_{z21} = M_{21} - \frac{L_F \omega^2 M_{F2} M_{1F}}{R_F^2 + \omega^2 L_F^2} \quad M_{z31} = M_{31} - \frac{L_F \omega^2 M_{F3} M_{1F}}{R_F^2 + \omega^2 L_F^2} \quad (9)$$

$$R_{z21} = \frac{R_F \omega^2 M_{F2} M_{1F}}{R_F^2 + \omega^2 L_F^2} \quad R_{z31} = \frac{R_F \omega^2 M_{F3} M_{1F}}{R_F^2 + \omega^2 L_F^2} \quad (10)$$

Należy zauważyć, że na zaciskach uzwojeń niezasilonych widoczna jest rezystancja, powstała na skutek przepływającego prądu w rdzeniu silnika.

### 3. IDENTYFIKACJA PARAMETRÓW ELEKTRYCZNYCH W TRÓJFAZOWYM SILNIKU RELUKTANCYJNYM

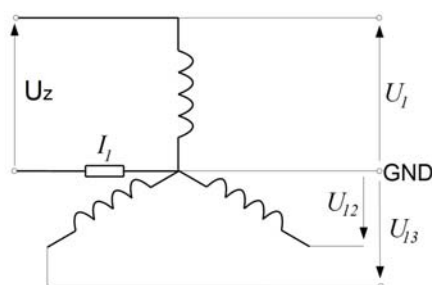
Do identyfikacji parametrów zbudowano stanowisko badawcze zawierające trójfazowy silnik reluktancyjny o trzech utajonych biegunach stojana i dwóch wydalnych biegunach wirnika o kącie 120 stopni przedstawiony na rysunku.



Rys. 2. Schemat poglądowy analizowanego silnika reluktancyjnego 3/2

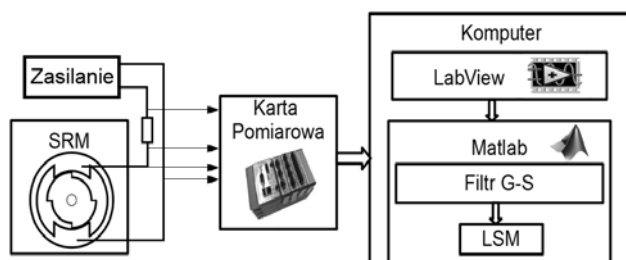
Dla sprawdzenia, jak zmienia się indukcyjność i rezystancja stojana w zależności od kąta obrotu wirnika trójfazowego silnika reluktancyjnego przeprowadzono identyfikację tych parametrów w funkcji kąta obrotu wirnika zasilając uzwojenia napięciem przemiennym o różnych częstotliwościach w zakresie od 40 Hz do 100 Hz – rysunek 3.

W celu określenia parametrów elektrycznych modelu przełączalnego silnika reluktancyjnego w zależności od kąta obrotu przeprowadzono pomiary w stanie statycznym ( $\omega = 0$ ). Badania przeprowadzono wykorzystując karty pomiarowe National Instruments oraz programy LabView i Matlab – Simulink. Mierzono prąd i napięcie uzwojenia silnika w funkcji kąta obrotu.



**Rys. 3. Schemat połączeń silnika podczas pomiaru parametrów pojedynczego uzwojenia**

Schemat blokowy układu wyznaczenia parametrów silnika przedstawiono na rysunku 4. W celu wyznaczenia poszczególnych parametrów silnika wykorzystano wartości chwilowe napięcia zasilającego układ pomiarowy  $U_1$  oraz prądu  $I_1$  płynącego w zasilanym uzwojeniu. Wielkości te były przetwarzane na postać cyfrową za pomocą karty pomiarowej NI 9225. W celu określenia kąta obrotu wirnika wykorzystano kartę pomiarową NI 6216. Karty obsługiwane były przez program LabView zainstalowany na komputerze. Dane zapisywane były w pliku tekstowym. Zmierzone wartości przetwarzano stosując system Matlab. W celu zmniejszenia wpływu zakłóceń oraz wyznaczenia pochodnych, zastosowano filtr Golaya-Savitzky'ego [9].



**Rys. 4. Schemat blokowy układu pomiaru parametrów silnika reluktancyjnego**

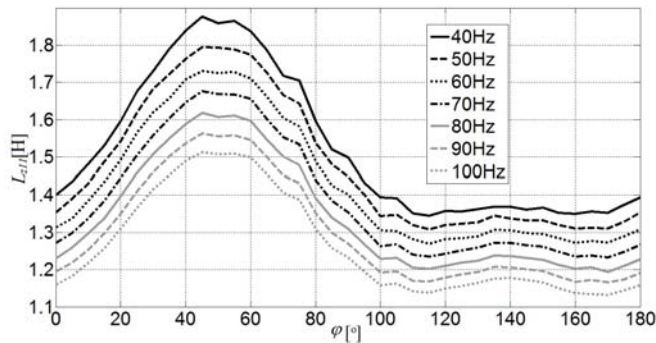
Dla uzwojenia zasilanego napięciem  $U_1$ , przez które płynie prąd  $I_1$  z równania:

$$L_{z11}\dot{I}_1 + R_{z11}I_1 = U_1 \quad (11)$$

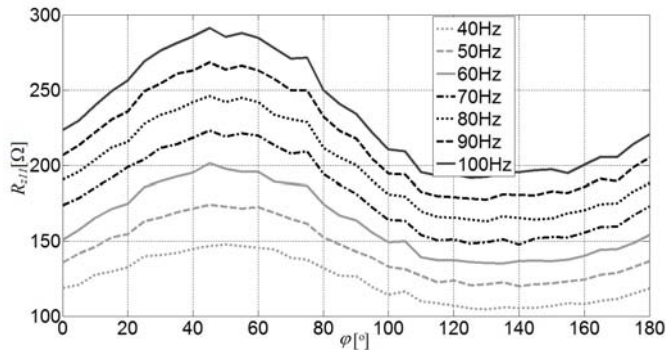
wyznaczono wartości indukcyjności oraz rezystancji zastępczej wykorzystując metodę najmniejszych kwadratów. Mierząc także wartości chwilowe napięć na pozostałych fazach  $U_{12}$  i  $U_{13}$  z zależności:

$$M_{z12}\dot{I}_1 + R_{z12}I_1 = U_{12} \quad M_{z13}\dot{I}_1 + R_{z13}I_1 = U_{13} \quad (12)$$

obliczono indukcyjności wzajemne. Mierząc, co 5 stopni prąd i napięcia na uzwojeniach silnika oraz określając pochodną prądu po czasie, wyznaczono charakterystyki indukcyjności zastępczej w funkcji kąta obrotu – rysunek 5 oraz charakterystyki rezystancji zastępczej w funkcji kąta obrotu – rysunek 6 dla częstotliwości w zakresie od 40 Hz do 100 Hz.



Rys. 5. Indukcyjność własna zastępcza  $L_{z11}$



Rys. 6. Rezystancja zastępcza  $R_{z11}$

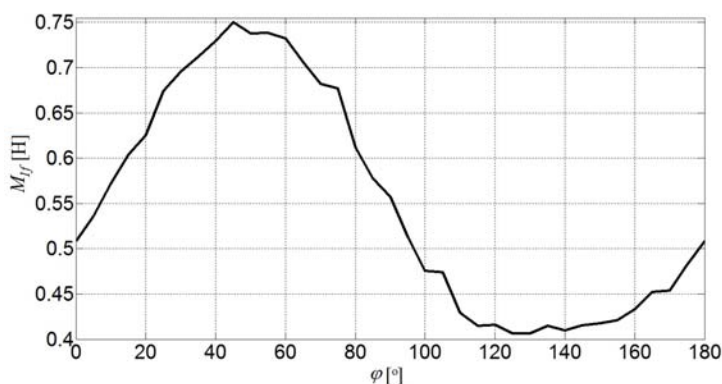
Zasilając uzwojenie napięciem stałym wyznaczono rezystancję uzwojenia  $R_{11}$ , której wartość wynosi  $62,5 \Omega$ . Jak można zauważyć, rezystancje mierzone na uzwojeniu silnika są kilkukrotnie większe od rezystancji uzwojenia. Wartość rezystancji zwiększa się wraz ze wzrostem częstotliwości. Maleje natomiast wartość indukcyjności wraz ze wzrostem częstotliwości. Znając rezystancję  $R_{11}$  oraz skalując równanie (7) do postaci (13) wyznaczono pozostałe parametry tego równania wykorzystując metodę najmniejszych kwadratów.

$$\frac{1}{R_{z11} - R_{11}} = \frac{\nu^2 + \omega^2}{\nu M_{1f} \omega^2} = \frac{\nu}{M_{1f} \omega^2} + \frac{1}{\nu M_{1f}} \quad (13)$$

gdzie:

$$M_{1f} = \frac{M_{1F}^2}{L_F}, \quad \nu = \frac{R_F}{L_F}.$$

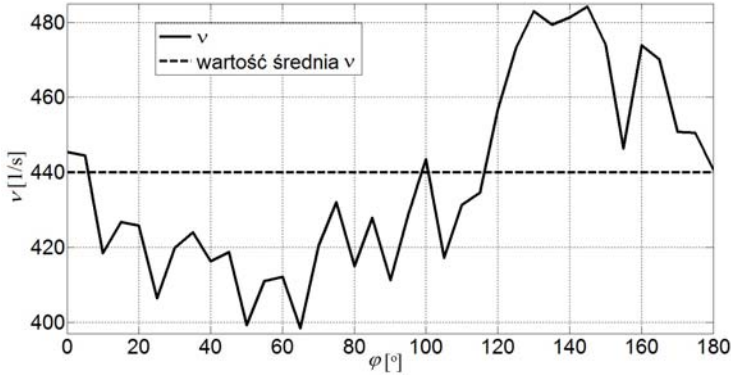
W wyniku otrzymano dwie wielkości  $\nu/M_{1f}$  i  $1/\nu M_{1f}$ . Pierwiastek kwadratowy iloczynu tych wielkości określa współczynnik  $M_{1f}$ . Podobnie iloraz tych wyrażeń definiuje współczynnik  $\nu$ . Na rysunkach 7 i 8 przedstawiono charakterystyki dla  $M_{1f}$  i  $\nu$  w funkcji kąta obrotu.



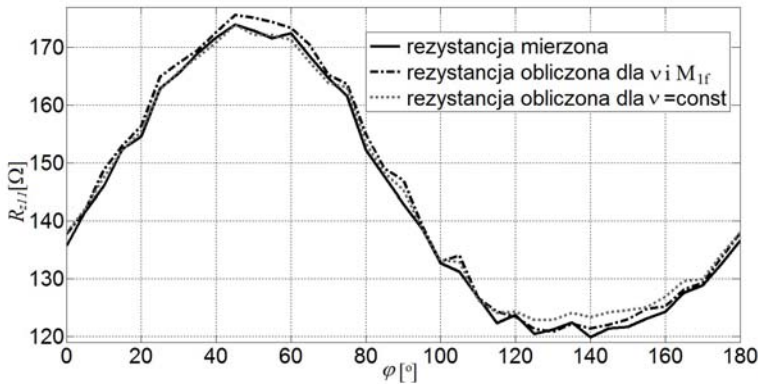
Rys. 7. Charakterystyka  $M_{1f}$  w funkcji kąta obrotu

Wartość współczynnika  $\nu$  przyjmuje duże wartości. Ze względu na występowanie w mianowniku tego współczynnika podniesionego do kwadratu wartości te powinny być jak największe. Natomiast indukcyjność rdzenia  $L_F$  powinna być jak najmniejsza. Współczynnik  $\nu$  można przyjąć jako wartość stałą, niezależną od kąta obrotu. Na rysunku 9 przedstawiono charakterystykę rezystancji zastępczej  $R_{z11}$  w funkcji kąta obrotu otrzymaną z pomiarów, wyznaczoną na podstawie określonych parametrów dla częstotliwości 50 Hz oraz dla stałej wartości  $\nu$ . Współczynnik korelacji





Rys. 8. Charakterystyka  $v$  w funkcji kąta obrotu



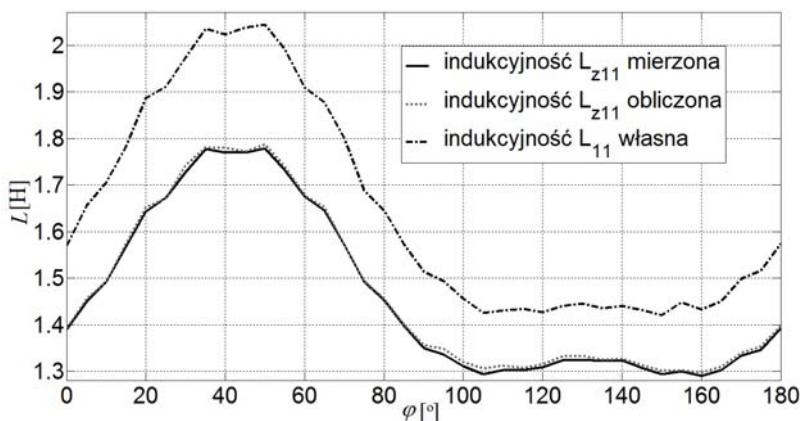
Rys. 9. Rezystancja zastępcza dla częstotliwości 50 Hz

między rezystancją zmierzona a obliczoną dla częstotliwości 50 Hz wynosi 0,999. Dla pozostałych częstotliwości, wartość współczynnika korelacji zmienia się dopiero na czwartym miejscu po przecinku.

Skalując równanie (8) tak jak równanie (7), na podstawie otrzymanych parametrów  $M_{1f}$  i  $v$  wyznaczono wartość średnią indukcyjności własnej  $L_{11}$  z zależności:

$$L_{11} = \frac{1}{7} \sum_{n=1}^7 \left( L_{z11n} + \frac{M_{1f}^2 \omega_n^2}{v^2 + \omega_n^2} \right) \quad (14)$$

gdzie  $n$  są kolejnymi wartościami parametrów dla częstotliwości z przedziału od 40 Hz do 100 Hz.



Rys. 10. Indukcyjność własna  $L_{11}$  i zastępcza  $L_{z11}$

Na rysunku 10 przedstawiono charakterystykę indukcyjności własnej  $L_{11}$  wyznaczoną z zależności (14), charakterystykę indukcyjności własnej zastępczej  $L_{z11}$  w funkcji kąta obrotu otrzymaną z pomiarów oraz otrzymaną na podstawie wyznaczonych parametrów dla częstotliwości 50 Hz. Współczynnik korelacji pomiędzy indukcyjnością zmierzona a obliczoną dla każdej z częstotliwości wynosi 0,999.

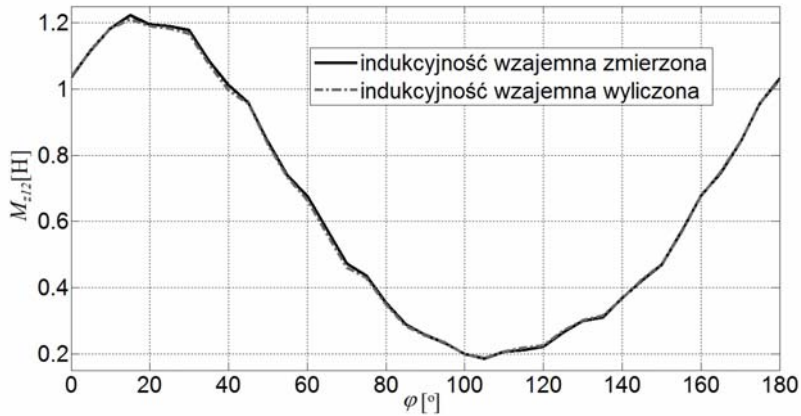
Przekształcając równania (9) i (10) oraz stosując skalowanie otrzymano zależność na wyznaczenie indukcyjności wzajemnej w postaci:

$$M_{12} = M_{z12} + \frac{L_F R_{z12}}{R_F} = M_{z12} + \frac{R_{z12}}{\nu} \quad (15)$$

Strumień wywołany prądem w jednej cewce skojarzony jest częściowo ze zwojami drugiej cewki. Stopień sprzężenia indukcyjnego dwóch cewek obwodu magnetycznego charakteryzuje się za pomocą współczynnika sprzężenia magnetycznego. Określono współczynnik sprzężenia magnetycznego dla indukcyjności związanych z wirnikiem w postaci:

$$k = \frac{M_{nm} - M_{znm}}{\sqrt{(L_{nn} - L_{znn})(L_{mm} - L_{zmm})}} \quad (16)$$

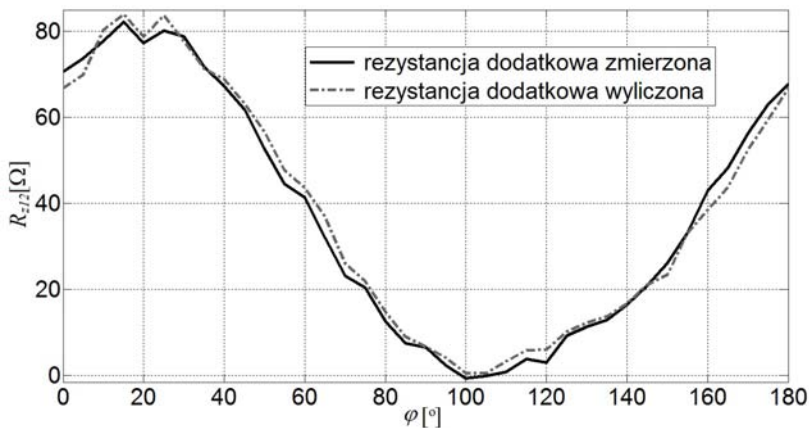
Na rysunku 11 przedstawiono charakterystykę indukcyjności wzajemnej zastępczej  $M_{z12}$  w funkcji kąta obrotu otrzymaną z pomiarów oraz wyznaczoną na podstawie wyznaczonych parametrów dla częstotliwości 50 Hz. Współczynnik korelacji pomiędzy indukcyjnością zmierzona a obliczoną dla każdej z częstotliwości wynosi 0,999.



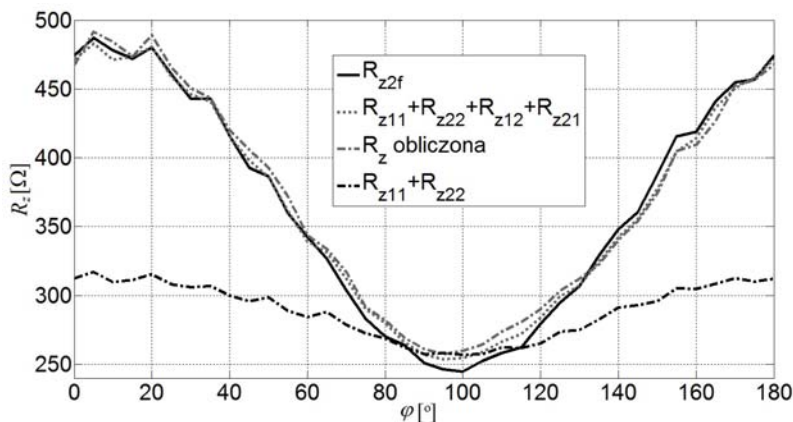
Rys. 11. Indukcyjność wzajemna zastępcza  $M_{z12}$  dla częstotliwości 50 Hz

Na rysunku 12 przedstawiono charakterystykę dodatkowej rezystancji zastępczej widzianej na niezasilonym uzwojeniu  $R_{z12}$  w funkcji kąta obrotu otrzymaną z pomiarów oraz wyznaczoną na podstawie wyznaczonych parametrów dla częstotliwości 50 Hz. Korelacja pomiędzy indukcyjnością zmierzoną a obliczoną dla każdej z częstotliwości wynosi 0,996.

Dla sprawdzenia proponowanego modelu matematycznego przeprowadzono pomiary dla dwóch faz połączonych szeregowo. Uwzględniając powyższe obliczenia na rysunku 14 przedstawiono charakterystyki w funkcji kąta obrotu rezystancji zastępczej.



Rys. 12. Rezystancja dodatkowa zastępcza  $R_{z12}$  dla częstotliwości 50 Hz



**Rys. 13. Rezystancja zastępcza dwóch faz połączonych szeregowo dla częstotliwości 50 Hz**

Linia ciągłą czarną przedstawiono rezystancję zastępczą  $R_{z2f}$  widzianą na uzwojeniu silnika dla dwóch faz połączonych szeregowo. Linia szarą kropkowaną zaprezentowano sumę rezystancji zastępczych faz pierwszej i drugiej oraz rezystancji dodatkowej widzianej na uzwojeniu niezasilonym. Linia szarą kropka – kreska przedstawiono rezystancję zastępczą obliczoną na podstawie przedstawionych w artykule zależności. Natomiast linią czarną kropka – kreska zilustrowano charakterystykę zgodnie z istniejącymi zasadami, bez uwzględnienia rezystancji dodatkowej w uzwojeniu niezasilonym. Jak można zauważyć nie uwzględnienie dodatkowych rezystancji wiąże się z dość dużym błędem.

#### 4. PODSUMOWANIE

W pracy przedstawiono model matematyczny trójfazowego przełączalnego silnika reluktancyjnego uwzględniający straty w żelazie. Zaproponowano modelowanie tych strat poprzez wprowadzenie zastępczego jednozwojowego uzwojenia zasilającego rezystancję modelującą prądy wirowe w rdzeniu magnetycznym. Z relacji między zastępczą indukcyjnością i rezystancją wynika, że ta rezystancja jest proporcjonalna do przewodności magnetycznej, która jest funkcją okresową kąta obrotu wirnika względem stojana.

W analizowanym silniku ważną dodatkową wielkością jest rezystancja widziana na uzwojeniach, w których indukowane jest napięcie. Zgodność wyników wyznaczonych na podstawie parametrów uzwojenia zasilanego i uzwojenia niezasilanego świadczy, że proponowany model strat stanowi dobre przejście od zjawisk mikro do makro.

#### LITERATURA

1. Brzoza-Brzezina K.: Elektryczne silniki energooszczędne – aspekty ekonomiczne stosowania, Krajowa Agencja Poszanowania Energii S.A, 2008.
2. Raulin V., Radun A., Husain E.: Modeling of Losses in Switched Reluctance Machines, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 40, No. 6, 2004.

3. Jianing Lin: External – rotor 6/10 switched reluctance motor for an electric bicycle, Hamilton, Ontario, Canada, 2013.
4. Wichert T.: Design and Construction Modifications of Switched Reluctance Machines, Warsaw, 2008.
5. Dziewoński E.: Poradnik materiałoznawstwa elektrycznego, rozdział XII, Pomiary magnetyczne, J. Kuryłowicz, Warszawa 1959.
6. Hanselman D. Brushless Permanent Magnet Motor Design, Magma Physics Publishing, USA, 2006.
7. Schweitzer G., Maslen E. H.: Magnetic Bearings Theory, Design, and Application to Rotating Machinery, Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2009.
8. Wciślik M., Suchenia K., Modelowanie strat w przełączalnym silniku reluktancyjnym jednofazowym, Kielce, MiSPE 2014.
9. Wciślik M., Suchenia K., Analiza holonomiczności układu elektromechanicznego na przykładzie przełączalnego silnika reluktancyjnego, Electrical Engineering, 2015.

*Przyjęto do druku dnia 19.02.2016 r.*

## MODELING OF MAGNETIC LOSSES OF A SWITCHED RELUCTANCE MOTOR

Mirosław WCIŚLIK, Karol SUCHENIA

**ABSTRACT** *The paper deals with the mathematical model of a switched reluctance motor 3/2, with the stator of an induction motor. Parameters of this model were determined experimentally. The AC voltage of different frequencies was applied to the motor winding. Based on the measurements of the current and voltage, the equivalent resistance and inductance of the motor windings as the function of frequency were determined using the least squares method. The measurements for different rotation angle of the rotor were carried out. The measured resistance was significantly higher than the value of the winding resistance. The model includes "iron losses". They are modeled as the losses of a single turn wound on the rotor core, representing the eddy currents. These losses are dependent on the angle of the rotor rotation relative to the stator. On the basis of the relationship between the equivalent inductance and resistance of the motor (that were measured and specified), the model parameters were determined.*

**Keywords:** *reluctance motor, iron loss, identification*



**Prof. dr hab. inż. Mirosław WCIŚLIK**, wieloletni pracownik Wydziału Elektrotechniki, Automatyki i Informatyki Politechniki Świętokrzyskiej, kierownik Katedry Elektrotechniki przemysłowej i Automatyki. Kieruje także Zakładem Urządzeń i Systemów Automatyki. Zajmuje się modelowaniem, symulacją i projektowaniem systemów sterowania i pomiarów, programowaniem sterowników PLC oraz problemami jakości zasilania i zgodności urządzeń elektrycznych. Autor i współautor kilkunastu publikacji z listy filadelfijskiej, kilku monografii i skryptów, kilkunastu zgłoszeń patentowych i patentów oraz wielu artykułów naukowo-technicznych.

**Mgr inż. Karol SUCHENIA** absolwent wydziału Elektrotechniki, Automatyki i Informatyki Politechniki Świętokrzyskiej. Pracownik Zakładu Urządzeń Automatyki. Jego zainteresowania związane są z przełączalnymi silnikami reluktancyjnymi, metodami sterowania oraz programowaniem sterowników PLC.

