

Piotr Bogusz, Mariusz Korkosz, Jan Prokop
Politechnika Rzeszowska, Rzeszów

ANALIZA WŁAŚCIWOŚCI SILNIKA RELUKTANCYJNEGO PRZEŁĄCZALNEGO Z NIESYMETRYCZNYM OBWODEM MAGNETYCZNYM

THE ANALYSIS OF THE PROPERTY OF THE SWITCHED RELUCTANCE MOTOR WITH THE ASYMMETRICAL MAGNETIC CIRCUIT

Abstract: In this paper research on the influence of non-symmetrical construction of stator on three phase SRM's properties is presented. Untypical motor stator construction is the result of the mount method of bearing disks. It causes changes of geometrical dimensions of one pair of stator poles in comparison to others. Consequence of this is magnetic and electric non-symmetrical machine construction. In this work, basing on simulation model, the influence of this non-symmetry on phase currents and electromagnetic torque is determined. The results are obtained using a suitable SRM model which validity has been experimentally verified. Conclusions are presented.

1. Wstęp

Silniki reluktancyjne przełączalne (SRM) są zaliczane do grupy maszyn elektrycznych sterowanych elektronicznie, charakteryzują się prostą budową i niskimi kosztami wykonania samej maszyny. Większość tych maszyn cechuje symetria budowy magnetycznej i elektrycznej, jeżeli nie bierze się pod uwagę występowania niewielkich niesymetrii wynikających z niedokładności wykonania oraz sposobu ułożyskowania wirnika. Niesymetryczne rozwiązania konstrukcyjne są stosowane w przypadkach maszyn jedno- i dwupasmowych, przy czym szczególnie dla konstrukcji dwupasmowych, niesymetryczną budową charakteryzuje się wirnik maszyny [1-5]. Związane jest to z koniecznością uzyskania określonej minimalnej wartości momentu rozruchowego. Obwody magnetyczne stojanów są zazwyczaj wykonywane jako symetryczne bez względu na liczbę pasm silnika. W literaturze praktycznie nie ma wyników badań maszyn SRM m -pasmowych, w których zastosowano niesymetryczny obwód magnetyczny stojana. Jedynie w publikacjach [6-7] omówiono wpływ różnej szerokości biegunów stojana na właściwości silnika. W niniejszej pracy autorzy podjęli próbę przeprowadzenia analizy przypadku, w którym stojan silnika charakteryzuje się niesymetryczną budową obwodu magnetycznego.

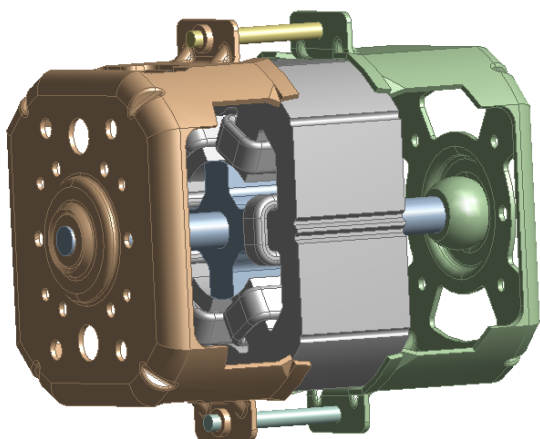
Celem niniejszej pracy jest przedstawienie wyników badań symulacyjnych i laboratoryjnych, dotyczących wpływu niesymetrii obwodu magnetycznego, na właściwości silnika SRM zapro-

jektowanego pod kątem zastosowań w sprzęcie gospodarstwa domowego.

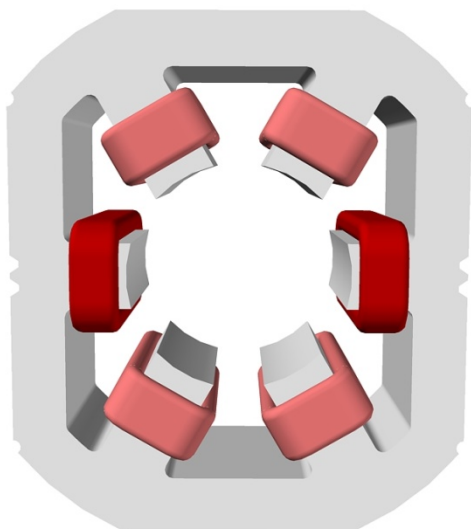
Obwód magnetyczny omawianego silnika charakteryzuje się budową wykazującą cechy niesymetrii zarówno magnetycznej, jak i elektrycznej. W pracy przedstawiono wyniki obliczeń połowych obwodu magnetycznego silnika dla określonego zakresu zmian grubości szczeliny powietrznej, dla dwóch różnych (ze względu na niesymetrię budowy) pasm silnika. Przedstawiono zależności wartości średniej momentu elektromagnetycznego silnika w funkcji prądu przy zmieniającej się grubości szczeliny powietrznej. Na podstawie przeprowadzonych obliczeń symulacyjnych przedstawiono wpływ niesymetrii obwodu magnetycznego na przebiegi czasowe prądów i wypadkowego momentu silnika. Przedstawiono wyniki badań laboratoryjnych dla modelowego silnika dla trzech różnych przypadków grubości szczeliny powietrznej. Zamieszczono wnioski dotyczące wpływu niesymetrii obwodu magnetycznego na właściwości badanego silnika SRM.

2. Konstrukcja projektowanego silnika

Na rysunku 1 przedstawiono kompletny model złożeniowy silnika reluktancyjnego przełączalnego o konstrukcji 6/4, z widocznymi uzwojeniami oraz tarczami łożyskowymi, zaprojektowany przez autorów na potrzeby sprzętu AGD. Widok samego stojana omawianego silnika przedstawiono na rysunku 2.



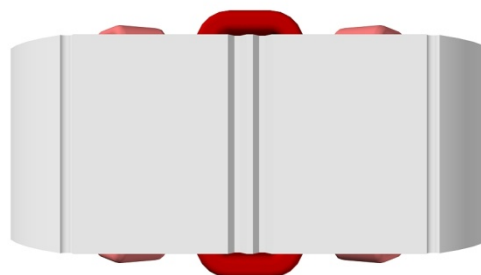
Rys. 1. Widok modelu silnika SRM o niesymetrycznej budowie



Rys. 2. Widok modelu stojana silnika SRM o niesymetrycznej budowie

Konieczność dostosowania wymiarów wewnętrznych silnika do istniejącego mocowania tarcz łożyskowych oraz innych uwarunkowań technologicznych klasycznego układu napędowego robota kuchennego, spowodowała, że ma on nietypowy, niesymetryczny kształt stojana. Podyktowane to zostało względami ekonomicznymi. Ze względu na narzucone zewnętrzne wymiary silnika jedna para biegunów stojana posiada zmienione wymiary geometryczne. Tym samym umieszczone na tych biegunach uzwojenia różnią się od uzwojeń na pozostałych biegunach. Pasma o zmienionych wymiarach geometrycznych będzie w dalszej części pracy umownie oznaczane symbolem $Ph1$. Wszystkie pasma silnika posiadają jednakowe dane nawojowe, ale z uwagi na niesymetryczną budowę stojana uzwojenie oznaczone jako $Ph1$ posiada

dłuższe połączenia czołowe, co przedstawiono w widoku na rysunku 3.



Rys. 3. Widok połączeń czołowych modelu stojana silnika SRM o niesymetrycznej budowie

Uzwojenie $Ph1$ przy takiej samej liczbie zwojów jak w pozostałych pasmach ma zwiększoną rezystancję pasma.

3. Wyniki badań symulacyjnych

3.1. Analiza właściwości modelu w oparciu o wyniki analizy polowej

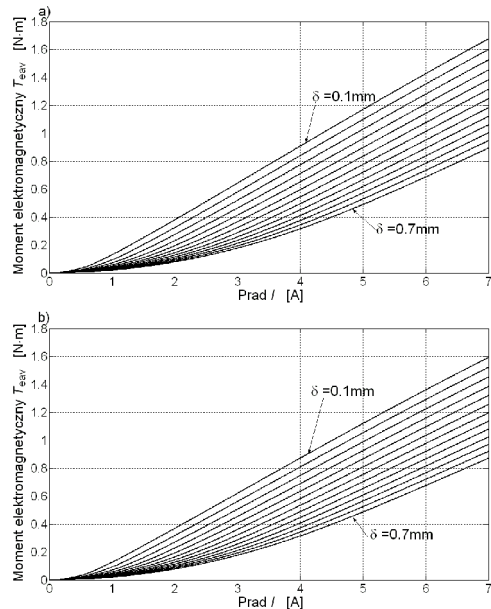
Autorzy do obliczeń polowych metodą elementów skończonych (FEM) zastosowali komercyjny pakiet ANSYS [8]. Z uwagi na nietypowy kształt obwodu stojana zastosowano metodę mieszaną tworzenia geometrii silnika. Geometrię stojana utworzono w programie CAD i importowano do środowiska ANSYS, zaś pozostałe elementy modelu silnika zostały utworzone i sparametryzowane bezpośrednio w środowisku programu ANSYS.

Wykorzystując język programowania wewnętrznego APDL (ang. *Ansys Parametric Design Language*) napisano skrypty, które pozwalały wykonywać obliczenia polowe w funkcji zmieniających się wybranych parametrów. W analizowanym przypadku obliczenia wykonywano w funkcji prądu i (przeliczanego na gęstość prądu j_s) oraz kąta obrotu wirnika θ . Do obliczania strumienia i współczynników indukcyjności zastosowano makro o nazwie *LMATRIX*, natomiast do obliczania momentu makro *TORQSUM*.

Wykorzystując symetrię budowy wirnika zakres zmian kąta ograniczono do 45 stopni mechanicznych, ze skokiem co jeden stopień mechaniczny. Zakres zmian wymuszenia prądowego określono w przedziale od wartości 0.001 A do 7 A, z krokiem 0.5 A. Obliczenia przeprowadzono oddzielnie dla pasma $Ph1$ oraz pasma $Ph2$ z uwagi na niesymetrię modelu. Dodatkowo analizowano wpływ grubości szczeliny powietrznej δ na kształt charakterystyk wytwarzanych przez poszczególne pasma. Zakres zmian

szczeliny powietrznej δ określono od 0.1 mm do 0.7 mm, z krokiem 0.05 mm.

Na rysunku 4 przedstawiono zależności wartości średniej momentu elektromagnetycznego silnika T_{eav} w funkcji wartości prądu I , przy zmieniającej się grubości szczeliny powietrznej δ , odpowiednio dla pasma Ph1 (rys. 4a) oraz pasma Ph2 (rys. 4b).

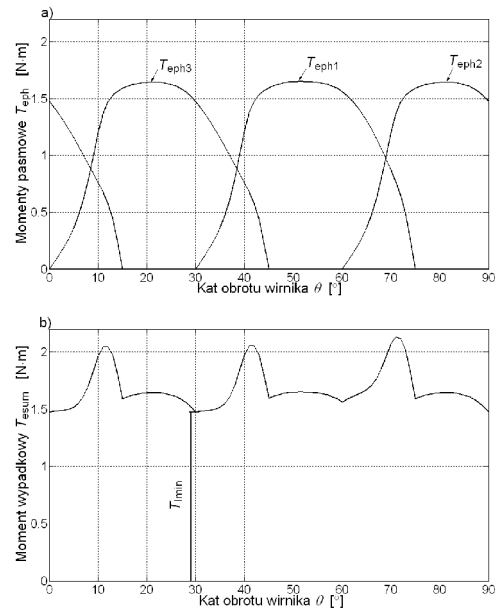


Rys. 4. Zależność wartości średniej momentu elektromagnetycznego w funkcji wartości prądu I przy zmieniającej się grubości szczeliny powietrznej dla pasma: a) Ph1, b) Ph2

Porównując wartości momentów na rysunkach 4a i 4b można stwierdzić, że pasmo Ph1 wytwarza większą wartość średnią momentu elektromagnetycznego niż pozostałe pasma. Wzrost grubości szczeliny powietrznej wyraźnie zmniejsza tę różnicę.

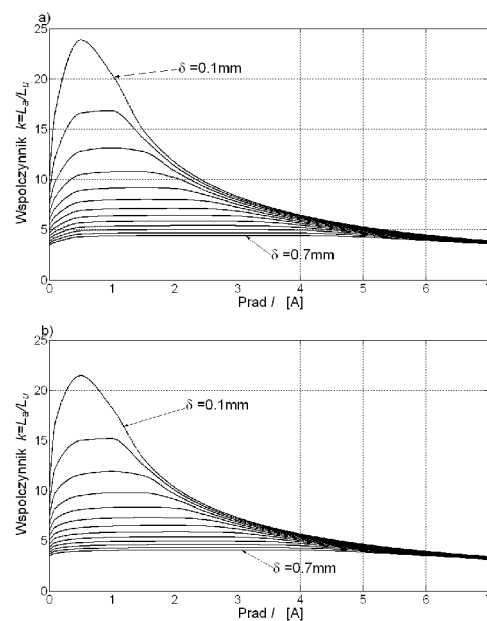
Na rysunku 5 przedstawiono zależność momentów pasmowych T_{epH} oraz momentu wypadkowego T_{esum} w funkcji kąta obrotu wirnika θ dla prądu maksymalnego $I = 7$ A.

Na podstawie zależności momentu wypadkowego przedstawionego na rysunku 5 można określić minimalną wartość momentu rozruchowego. Wartość minimalnego momentu rozruchowego T_{min} wynosi 1.48 Nm dla określonych założeń konstrukcyjnych. Rysunek 5 pokazuje również, że niesymetria magnetyczna w niewielkim stopniu wpływa na zmianę kształtu momentu wypadkowego. Wartości minimalne i maksymalne momentu wypadkowego zmieniają się w bardzo niewielkim, akceptowalnym zakresie.



Rys. 5. Zależność a) momentów pasmowych oraz b) momentu wypadkowego w funkcji położenia wirnika dla prądu maksymalnego $I = 7$ A

Innym parametrem określanym dla silników SRM jest stosunek wartości indukcyjności położenia współosiowego L_a do wartości indukcyjności położenia niewspółosiowego L_u określane jako $k = L_a/L_u$. Na rysunku 6 przedstawiono zależność współczynnika k w funkcji prądu I dla różnych wartości grubości szczeliny powietrznej δ , odpowiednio dla pasma Ph1 (rys. 6a) oraz pasma Ph2 (rys. 6b).



Rys. 6. Zależność współczynnika $k = L_a/L_u$ w funkcji wartości prądu I dla różnych grubości szczeliny powietrznej odpowiednio dla pasma: a) Ph1, b) Ph2

Uzyskane wartości współczynnika k dla pasma $Ph1$ są większe niż w pozostałych pasmach. Indukcyjność położenia niewspółosiowego L_u pasma $Ph1$ jest mniejsza w porównaniu z pozostałymi pasmami. Uzyskane wartości indukcyjności położenia współosiowego L_a dla pasma $Ph1$ były o kilka procent większe. Pasma $Ph1$ z uwagi na nieco inny kształt obwodu magnetycznego jest bardziej podatne na nasycenie się obwodu magnetycznego.

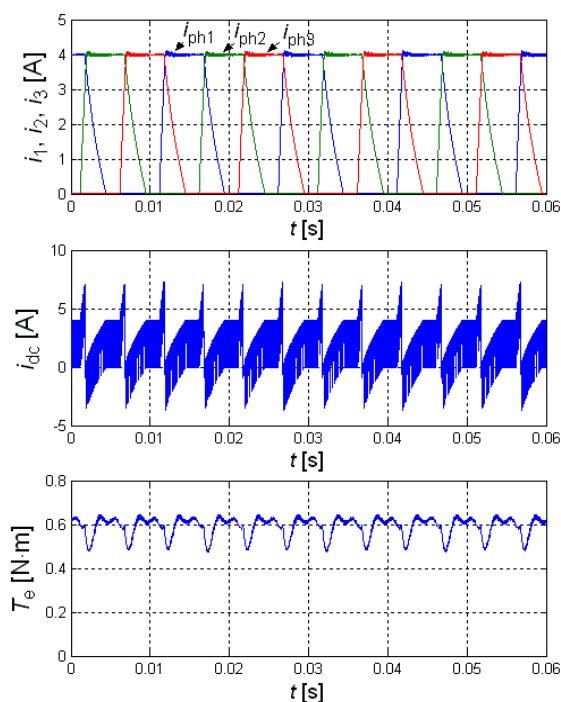
3.2. Wyniki obliczeń przebiegów prądów i momentu

Wykorzystując obliczenia polowe autorzy zbudowali model symulacyjny omawianego silnika SRM w programie Matlab/Simulink [9]. Na podstawie tego modelu wyznaczono przebiegi czasowe prądów pasmowych (i_{ph1} , i_{ph2} , i_{ph3}), prądu źródła (i_{dc}) oraz momentu elektromagnetycznego silnika (T_e) dla dwóch trybów pracy. W badaniach symulacyjnych założono, że silnik jest zasilany napięciem stałym ($U_{dc} = 63$ V).

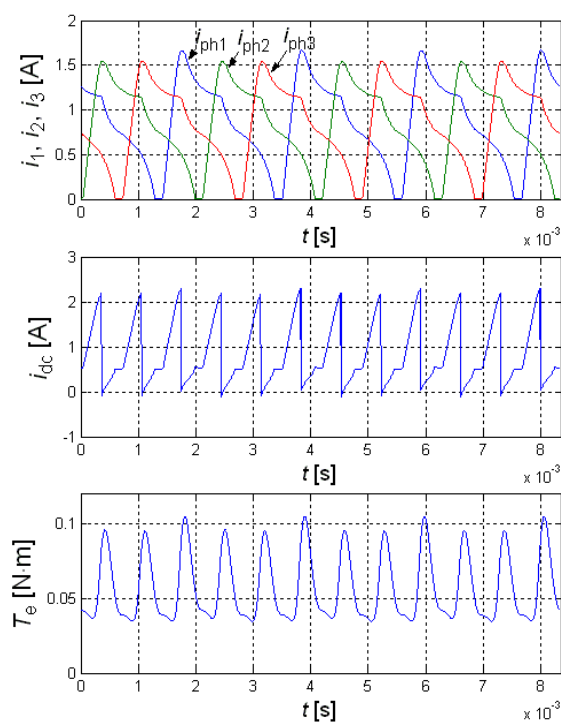
Na rysunku 7 przedstawiono przebiegi czasowe prądów pasmowych (i_{ph1} , i_{ph2} , i_{ph3}), prądu źródła (i_{dc}) oraz wypadkowego momentu elektromagnetycznego (T_e) dla prędkości silnika $n = 1000$ min^{-1} przy sterowaniu prądowym. W tym przypadku wpływ niesymetrii na przebiegi czasowe prądów i wypadkowego momentu elektromagnetycznego jest praktycznie niezauważalny.

Na rysunku 8 przedstawiono przebiegi czasowe prądów pasmowych (i_{ph1} , i_{ph2} , i_{ph3}), prądu źródła (i_{dc}) oraz wypadkowego momentu elektromagnetycznego (T_e) dla prędkości silnika $n = 7400$ min^{-1} przy sterowaniu jednopulsowym.

Przy sterowaniu jednopulsowym, w zależności od przyjętych wartości kątów sterowania, daje się już zauważyć różnice w kształcie prądów pasmowych, prądzie źródła zasilającego i wypadkowym momencie silnika. Zastosowanie wcześniejszego załączenia będzie powodowało zwiększenie pulsacji momentu elektromagnetycznego silnika.



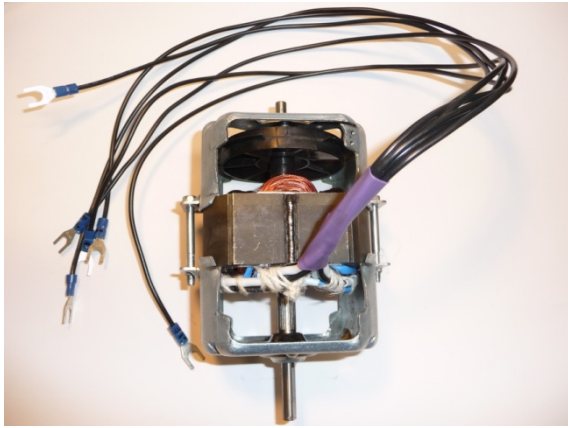
Rys. 7. Przebiegi czasowe prądów i momentu elektromagnetycznego dla $n = 1000$ min^{-1} przy sterowaniu prądowym



Rys. 8. Przebiegi czasowe prądów i momentu elektromagnetycznego dla $n = 7400$ min^{-1} przy sterowaniu jednopulsowym

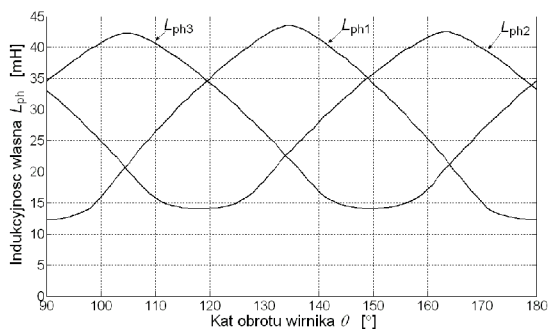
4. Wyniki badań laboratoryjnych

W oparciu o wnioski z badań symulacyjnych autorzy wykonali funkcjonalny model silnika SRM będący obiektem badań laboratoryjnych. Widok modelu silnika SRM użytego w badaniach przedstawiono na rysunku 9.



Rys. 9. Widok modelu silnika SRM o konstrukcji 6/4 będącego obiektem badań laboratoryjnych

Wstępnie wykonano pomiary indukcyjności własnej poszczególnych pasm w funkcji kąta położenia wirnika dla trzech grubości szczeliny powietrznej: 0.3 mm, 0.4 mm oraz 0.5 mm. Na rysunku 10 przedstawiono zmierzone kształty indukcyjności uzwojeń poszczególnych pasm dla grubości szczeliny $\delta=0.5$ mm.



Rys. 10. Kształt indukcyjności własnych dla grubości szczeliny powietrznej równej 0.5 mm

Badania laboratoryjne potwierdziły, że grubość szczeliny powietrznej w istotny sposób wpływa na zmianę kształtu indukcyjności własnych poszczególnych uzwojeń. Ogólnie uzyskane kształty indukcyjności własnych są zbliżone do tych, wyznaczonych na bazie obliczeń połowych. Uzyskano nieco mniejsze wartości indukcyjności w położeniach współosiowych. Duży wpływ na to ma sam sposób łączenia blach. W badanym przypadku blachy stojana

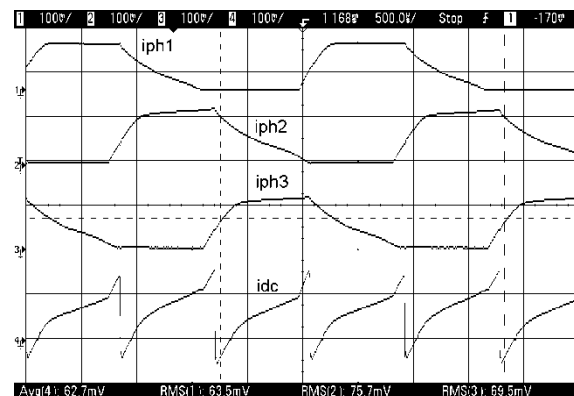
były łączone metodą spawania. Indukcyjność własna położenia niewspółosiowego pasma $Ph1$ jest zauważalnie mniejsza niż w pasmach $Ph2$ i $Ph3$, co jednocześnie jest zgodne z wynikami uzyskanymi z obliczeń. Indukcyjność własna położenia współosiowego pasma $Ph1$ jest jednak nieco większa niż w pozostałych pasmach. Różnica ta zwiększa się w przypadku zmniejszania się grubości szczeliny powietrznej. Wyznaczone na podstawie pomiarów współczynniki stosunku indukcyjności położenia charakterystycznych $k = L_a/L_u$ zamieszczono w Tabeli 1.

Tabela 1. Zależność współczynnika $k = L_a/L_u$ w funkcji grubości szczeliny powietrznej dla wszystkich pasm silnika

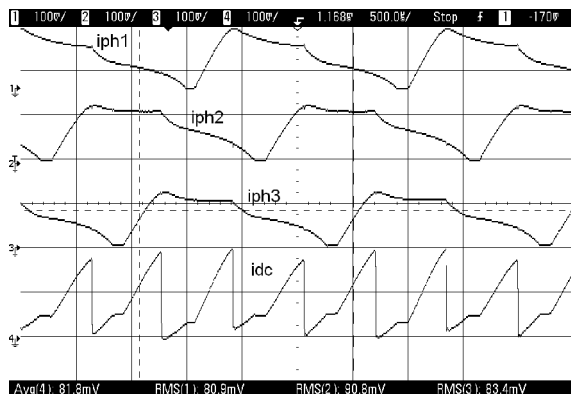
	$\delta=0.3$ mm	$\delta=0.4$ mm	$\delta=0.5$ mm
Ph1	4.54	4.12	3.54
Ph2	3.83	3.55	3.02
Ph3	3.84	3.47	3.02

Zauważalny spadek wartości współczynnika k dla szczeliny powietrznej $\delta=0.5$ mm spowodowany był przesunięciem się pakietu blach wirnika o kilka milimetrów w porównaniu do pozostałych wirników.

Na rysunkach 11 i 12 przedstawiono przebiegi czasowe prądów pasmowych oraz prądu źródła zarejestrowane dla silnika ze szczeliną powietrzną o grubości $\delta=0.5$ mm. W obu przypadkach wartość napięcia zasilającego U_{dc} była stała i wynosiła 63 V. Przebiegi przedstawione na rysunku 11 uzyskano przy następujących kątach sterowania: kąt załączenia $\theta_{on} = -2.5^\circ$, kąt wyłączenia $\theta_{off} = 31^\circ$. Dla przebiegów przedstawionych na rysunku 12 kąty sterowania wynosiły odpowiednio: kąt załączenia $\theta_{on} = -10^\circ$, kąt wyłączenia $\theta_{off} = 36^\circ$.



Rys. 11. Oscylogram prądów dla prędkości $n = 6200 \text{ min}^{-1}$



Rys. 12. Oscylogram prądów dla prędkości $n = 7400 \text{ min}^{-1}$

5. Wnioski

W analizowanym przypadku maszyny reluktancyjnej przełączalnej 6/4 jedno z pasm silnika posiadało zmienione wymiary geometryczne w stosunku do dwóch pozostałych pasm. Ta niesymetria budowy obwodu magnetycznego stojana wprowadziła zarówno niesymetrię magnetyczną jak i elektryczną. Pasma o zmienionej geometrii posiadało większą wartość rezystancji, z uwagi na powiększone połączenia czołowe. Wpływ niesymetrii magnetycznej powodował, że charakterystyki momentowe poszczególnych pasm nie były identyczne. Wartości średnie uzyskiwanych momentów różniły się o kilka procent. Podobny efekt uzyskano w przypadku indukcyjności własnych, których kształty nieco się różniły. Pasma o zmienionej geometrii posiadało zauważalnie mniejszą wartość indukcyjności własnej położenia niewspółosiowego. Podobnie było z wartością indukcyjności położenia współosiowego, która była o kilka procent większa niż w pozostałych pasmach. Przebiegi czasowe prądów i wypadkowego momentu elektromagnetycznego uzyskane w zakresie sterowania prądowego są praktycznie niewrażliwe na tego typu niesymetrię. W przypadku sterowania napięciowego różnice są już zauważalne, ale są jeszcze na akceptowalnym poziomie. Jednak należy wyraźnie zauważyć, że zastosowanie małej wartości szczeliny powietrznej powoduje większy wzrost dysproporcji pomiędzy poszczególnymi pasmami.

6. Literatura

- [1] Pengov W., Hendershot J.R., Miller T.J.E.: *A new low-noise two-phase switched reluctance motor*, IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, pp. 1281 – 1284, May 2005
- [2] Lee Ji-Young, Lee Geun-Ho, Lee Jeong-Jong, Hong Jung-Pyo, Ha Kyung-Ho: *An improved 2-phase snail-cam type fan motor design*, Sixth International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2003, Vol. 1, pp. 166-169, Nov. 2003
- [3] Afjei E., Navi K., Ataei S.: *A New Two Phase Configuration for Switched Reluctance Motor with High Starting Torque*, 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'07, pp. 517 – 520, Nov. 2007
- [4] Krishnan R.: *Switched Reluctance Motor Drives, Modeling, Simulation, Analysis, Design and Applications*, CRC Press, 2001
- [5] Kano Y., Kosaka T., Matsui, N.: *Optimum Design Approach for Two-Phase Switched Reluctance Compressor Drive*, IEEE International Electric Machines & Drives Conference, IEMDC'07, Vol. 1, pp. 797 – 804, May 2007
- [6] Vujcic V.P., Vukosavic S.N., Jovanovic M.B.: *Asymmetrical switched reluctance motor for a wide constant power range motor*, IEEE Trans. Energy Con., Vol. 21, Issue 1, pp. 44-51, March 2006
- [7] Sheth N. K., Rajagopal K. R.: *Torque profiles of a switched reluctance motor having special pole face shapes and asymmetric stator poles*, IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 40, Issue 4, Part 2, July 2004 pp. 2035 – 2037, July 2004
- [8] *Ansys Documentation*, ANSYS, Inc.
- [9] *Matlab/Simulink Documentation*, The Math-Works Inc.

Autorzy

Dr inż. Piotr Bogusz,
e-mail: pbogu@prz.edu.pl
Dr inż. Mariusz Korkosz,
e-mail: mkosz@prz.edu.pl
Dr inż. Jan Prokop,
e-mail: jprokop@prz.edu.pl
Politechnika Rzeszowska,
Wydział Elektrotechniki i Informatyki,
ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów