

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

ANALIZA ROZWIĄZAŃ KONSTRUKCYJNYCH SILNIKÓW RELUKTANCYJNYCH PRZEŁĄCZALNYCH PRZEZNACZONYCH DO NAPĘDÓW WYSOKOOBROTOWYCH

CONSTRUCTION ANALYSIS OF THE SWITCHED RELUCTANCE MOTORS FOR HIGH SPEED DRIVES

Abstract: The article discusses the use of switched reluctance motors (SRM) for high speed drives home appliances. A comparison of two-phase 4/2 and three-phase 6/2 design motors, based on field calculations. Three machines was taken into consideration with: symmetric rotor, symmetric rotor with discrete air gap and asymmetric rotor with discrete air gap. For both analyzed cases, the structure 4/2 and 6/2 static characteristics was calculated. Posted conclusions on each design.

1. Wstęp

Sprzęt gospodarstwa domowego (AGD) jest istotnym segmentem rynku napędów elektrycznych. W chwili obecnej jest on zdominowany przez napędy elektryczne z silnikami komutatorowymi prądu przemiennego. Zaletą silników komutatorowych jest łatwość sterowania, wadą relatywnie niska trwałość z uwagi na istnienie zestyku komutator-szczotka. Jeżeli jednym z wymogów stosowanego napędu jest podwyższona trwałość, to należy stosować napędy elektryczne z komutacją elektroniczną. Jedną z odmian takich napędów są maszyny reluktancyjne przełączalne [1]. Są to bardzo niezawodne maszyny o znacznej trwałości limitowanej żywotnością zastosowanych łożysk. Sprawność przetwarzania energii jest wyższa niż w tradycyjnych silnikach komutatorowych, chociaż niższa niż w napędach bezszczotkowych z magnesami trwałymi. Brak magnesów w konstrukcji silnika jest wadą ze względu na niższą sprawność, ale też zaletą, ze względu na niższe koszty produkcji.

Celem niniejszej pracy jest analiza, na drodze obliczeń symulacyjnych, różnych rozwiązań konstrukcyjnych silników reluktancyjnych przełączalnych możliwych do zastosowania w wysokoobrotowym napędzie sprzętu AGD. W pracy przy uwzględnieniu ograniczeń technologicznych projektowanego napędu analizowano właściwości sześciu wybranych konstrukcji silników SRM.

2. Wymagania układu napędowego i proponowane rozwiązania konstrukcyjne

Analizowany napęd wysokoobrotowy wymaga podwyższonej trwałości w stosunku do istniejących na rynku silników komutatorowych. Od projektowanego silnika wymaga się minimum 1000 godzin bezawaryjnej pracy. Czas pracy silnika wynika z założonej liczby godzin przypadającej na okres gwarantowany przez producenta. Od projektowanego silnika wymaga się wytwarzania mocy na wale P_{out} równej 700 W przy prędkości obrotowej $n=45000$ obr/min. Sprawność napędu nie jest w tym przypadku najistotniejszym parametrem, chociaż oczywiście wskazane jest, aby była ona możliwie jak największa. Seryjnie produkowany silnik komutatorowy w tym punkcie pracy osiąga sprawność nieprzekraczającą 45%, chociaż jego sprawność maksymalna jest znacznie wyższa. Zatem należy przyjąć, że projektowany napęd powinien posiadać nieco wyższą sprawność w tym punkcie pracy. Średnica wałka silnika d_{shaft} nie powinna być mniejsza niż 10 mm. W trakcie projektowania nowego napędu założono, że tarcza wchodząca w skład turbiny do wytwarzania podciśnienia pozostanie niezmienną. Pozostawiono również identyczną metodę pakietowania blach stojana. Z uwagi na wysoką prędkość obrotową w trakcie projektowania układu napędowego należy szczególną uwagę zwrócić na konieczność ograniczania strat w samym silniku. Straty w żelazie wysokoobrotowego silnika SRM są jednym z kluczowych czynników ograniczających sprawność wypadkową napędu. Zatem należy zaprojektować silnik tak, aby straty te zminimalizować.

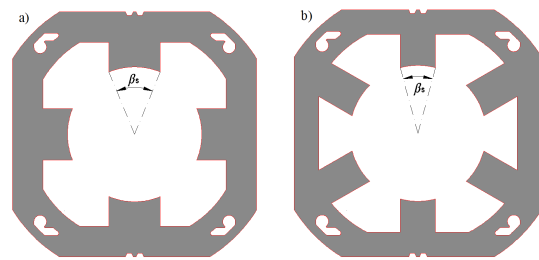
zować. We wstępnym etapie projektowania rozpatrywano dwie możliwości ograniczania strat w żelazie, tj.:

- zastosowanie blachy o możliwie małej stratności,
- zmniejszenie częstotliwości przełączeń poszczególnych uzwojeń.

W pierwszym przypadku należy starać się zastosować blachę magnetyczną prądnicową o mniejszej stratności, np. blachę o grubości 0.35 mm zamiast 0.5 mm. Rozwiązanie to w praktyce jest trudne w realizacji z uwagi na problemy w pozyskaniu blachy magnetycznej o grubości 0.35 mm. Dodatkowo w przypadku produkcji seryjnej taka blacha jest droższa i sprawia znacznie więcej problemów produkcyjnych. Znacznie korzystniejszym sposobem redukcji strat w żelazie jest ograniczenie częstotliwości przełączeń poszczególnych pasm. Oznacza to rozważenie konstrukcji maszyn, w których liczba biegunów wirnika jest sprowadzona do wartości minimalnej, czyli dwóch. W praktyce można analizować tylko konstrukcje jedno, dwu i trójpasmowe. Konstrukcje jednopasmowe, pozornie najatrakcyjniejsze posiadają jednak poważną wadę, mianowicie charakteryzują się brakiem momentu rozruchowego. Dla wytworzenia momentu rozruchowego należy zastosować dodatkowy magnes lub uzwojenie rozruchowe [1]. W przypadku maszyn dwupasmowych moment rozruchowy można wytworzyć stosując odpowiednią procedurę startową [2]. W ramach prac analizowano silniki reluktancyjne przełączalne dwupasmowe i trójpasmowe.

Silniki dwupasmowe przeznaczone do napędu wysokoobrotowego analizowano w konfiguracji 4/2. W trakcie projektowania konstrukcji silnika dwupasmowego uwzględniono ograniczenia związane z otworami montażowymi, średnicą zewnętrzną stojana d_{se} , oraz średnicą wałka wirnika d_{shaft} . Dla konstrukcji standardowej silnika dwupasmowego o czterech biegunach stojana ($N_s=4$) minimalna wartość kąta β_s nie powinna być mniejsza niż 45° [3]. W przypadku napędów wysokoobrotowych wskazane jest również stosowanie, możliwie jak najmniejszej wartości kąta szerokości bieguna stojana β_s . W projekcie przyjęto wartość tego kąta równą $\beta_s=45^\circ$. Biorąc pod uwagę dostępną przestrzeń żłobkową oraz wymaganą moc wyjściową przyjęto liczbę zwojów przypadających na jeden biegun równą $N_b=108$. Na rysunku 1a przedstawiono zaprojektowany wy-

krój blachy stojana silnika reluktancyjnego przełączanego dwupasmowego o konstrukcji 4/2.

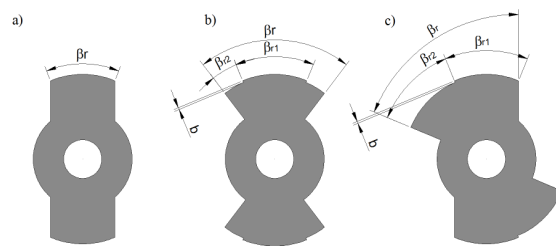


Rys. 1. Przekroje zaprojektowanych stojanów silnika SRM: a) dwupasmowego 4/2, b) trójpasmowego 6/2

W przypadku konstrukcji trójpasmowej minimalna wartość kąta bieguna stojana β_s wynosi 30° . Po uwzględnieniu ograniczeń konstrukcyjnych zaprojektowano geometrię stojana konstrukcji trójpasmowej 6/2, którą przedstawiono na rysunku 1b. Uwzględniając dostępną przestrzeń żłobkową oraz liczbę pasm dobrano dla tego przypadku liczbę zwojów przypadającą na jeden biegun $N_b=110$.

W obu przypadkach, tj. maszyny dwupasmowej 4/2 oraz maszyny trójpasmowej 6/2 możliwe są do zastosowania identyczne kształty wirników. Analizie poddano trzy, znane z literatury, a przedstawione na rysunku 2, różne warianty wirników:

- wirnik symetryczny (rys.2a),
- wirnik symetryczny ze skokową szczeliną powietrzną (rys.2b),
- wirnik niesymetryczny ze skokową szczeliną powietrzną (rys.2c).



Rys. 2. Widok analizowanych wirników silników reluktancyjnych przełączalnych

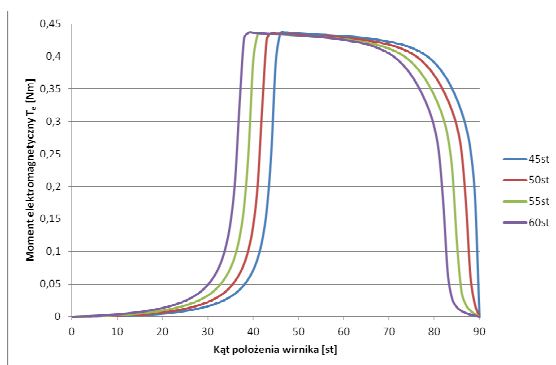
W programie FEM zbudowano model symulacyjny i wyznaczono charakterystyki statyczne projektowanego silnika.

3. Analiza konstrukcji dwupasmowych

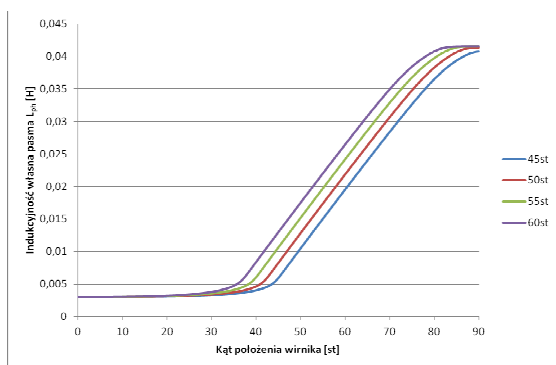
Analizie poddano trzy silniki dwupasmowe zbudowane w oparciu o stojan z rysunku 1a oraz odpowiednio trzy wirniki przedstawione na rysunku 2.

3.1. Konstrukcja dwupasmowa z wirnikiem symetrycznym

W przypadku silnika dwupasmowego z wirnikiem symetrycznym problemem jest rozruch silnika z każdego położenia wirnika ze względu na stosunkowo małe wartości momentu rozruchowego. Problem ten zazwyczaj się rozwiązuje stosując odpowiednią procedurę startową. W przypadku projektowanego napędu nie jest wymagana duża wartość momentu rozruchowego, który powinien wynosić około 0,1 N.m. Założona wartość kąta $\beta_s=45^\circ$ narzuca jednocześnie minimalną wartość kąta bieguny wirnika $\beta_r=45^\circ$. Na rysunku 3 przedstawiono zależność momentu elektromagnetycznego T_e w funkcji położenia wirnika θ przy wymuszeniu $I=4A$ dla kilku wartości kąta szerokości wirnika $\beta_r=45^\circ, 50^\circ, 55^\circ, 60^\circ$.



Rys.3. Zależność momentu elektromagnetycznego T_e w funkcji kąta położenia wirnika θ dla prądu $I=4A$ i różnych wartości kąta β_r



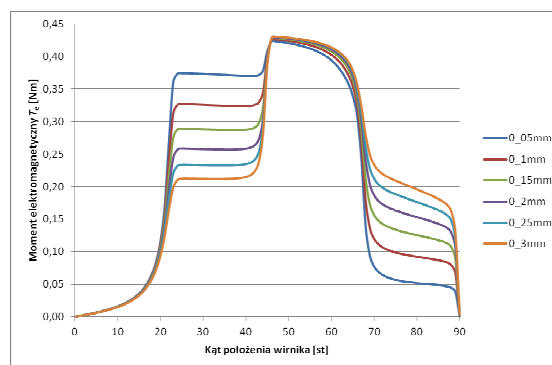
Rys. 4. Zależność indukcyjności własnej pasma L_{ph} w funkcji kąta położenia wirnika θ dla prądu $I=4A$ i różnych wartości kąta β_r

Zależności indukcyjności własnych L_{ph} od kąta położenia wirnika θ dla czterech wartości kąta szerokości wirnika β_r przedstawiono na rys. 4. Zmiana szerokości kąta bieguny wirnika wpływa w niewielkim stopniu na wytwarzaną wartość średnią T_{eav} momentu statycznego.

Zmianie ulegają jednak wartości kątów brzegowych, które są zależne od wartości kąta β_r . Ma to przełożenie na dobór wartości kątów sterowania silnika.

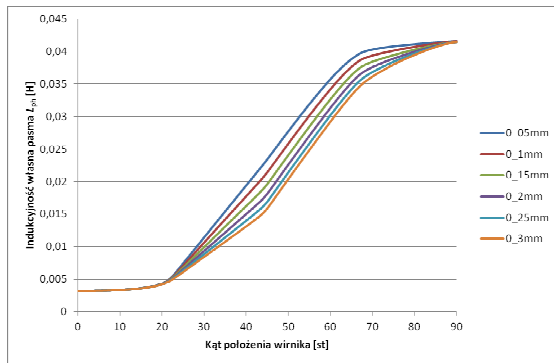
3.2. Konstrukcja dwupasmowa z wirnikiem symetrycznym ze skokową szczeliną powietrzną

W przypadku konstrukcji wirnika o budowie symetrycznej, w którym występuje skokowa szczelina powietrzna (rys.2b), są do dyspozycji dwa parametry więcej niż w przypadku klasycznego wirnika. Kąt szerokości wirnika β_r składa się z sumy kątów β_{r1} i podwójnej wartości kąta β_{r2} . Dodatkowo występuje jeszcze parametr określający grubość dodatkowej szczeliny b . W rozważaniach przyjęto stałą wartość kąta $\beta_{r1}=\beta_s$. Dla wstępnie przyjętej wartości kąta $\beta_{r2}=22.5^\circ$ określono wpływ parametru b na kształt charakterystyk momentu statycznego (rys.5) i indukcyjności własnej (rys.6), przy założeniu stałej wartości prądu pasma $I=4A$.



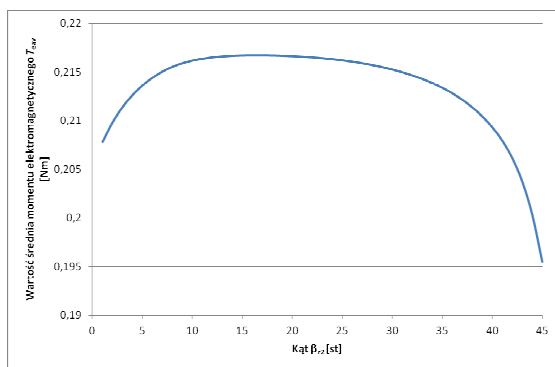
Rys. 5. Zależność momentu elektromagnetycznego T_e w funkcji kąta położenia wirnika θ dla prądu $I=4A$ i różnych wartości parametru b

Dla uzyskania wymaganej wartości momentu należy odpowiednio dobrać wartość parametru b . Aby otrzymać wymaganą wartość momentu rozruchowego przy prądzie $I=4A$ przyjęto $b=0.15$ mm. Dla kąta $\beta_{r1}=\beta_s$ i parametru $b=0.15$ mm określono wpływ kąta β_{r2} na charakterystyki statyczne momentu elektromagnetycznego oraz indukcyjność własną pasma przy założeniu, że $I=4A$.

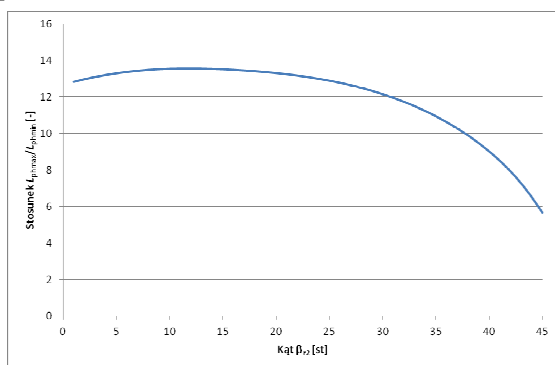


Rys. 6. Zależność indukcyjności własnej pasma L_{ph} w funkcji kąta położenia wirnika θ dla prądu $I=4A$ i różnych wartości parametru b

Na rysunku 7 przedstawiono zależność wartości średniej momentu elektromagnetycznego, natomiast na rysunku 8 zależność stosunku indukcyjności położzeń charakterystycznych L_{phmax}/L_{phmin} od kąta szerokości β_{r2} .



Rys. 7. Zależność wartości średniej momentu elektromagnetycznego T_{eav} w funkcji kąta β_{r2} dla prądu $I=4A$

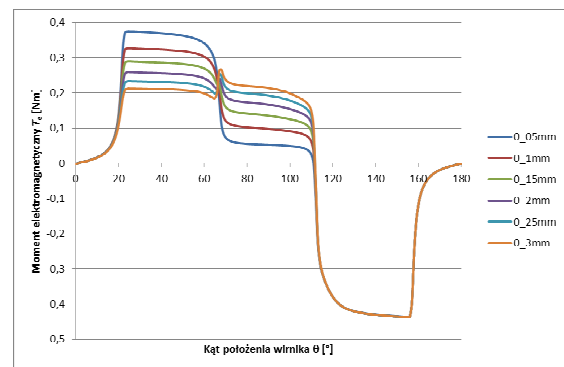


Rys. 8. Zależność stosunku indukcyjności L_{phmax}/L_{phmin} w funkcji kąta β_{r2} dla prądu $I=4A$

Największą wartość średnią momentu elektromagnetycznego T_{eav} uzyskano przy kącie $\beta_{r2}=16^\circ$. Najkorzystniejszy stosunek L_{phmax}/L_{phmin} występuje natomiast przy kącie $\beta_{r2}=12^\circ$.

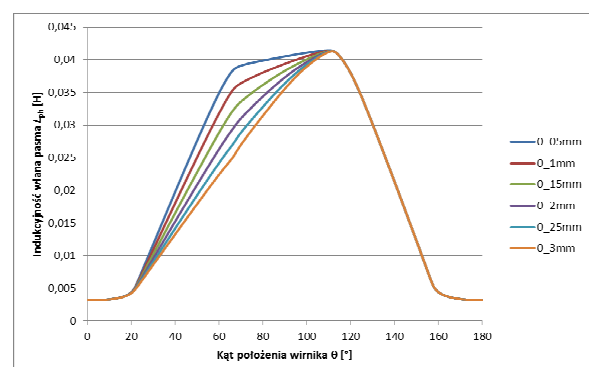
3.3. Konstrukcja dwupasmowa z wirnikiem niesymetrycznym ze skokową szczeliną powietrzną

Konstrukcję z niesymetrycznym wirnikiem ze skokową szczeliną powietrzną przedstawiono na rysunku 2c. Szerokość kąta bieguna wirnika β_r jest równa sumie kątów β_{r1} i β_{r2} . Szerokość kąta β_{r2} nie powinna przekraczać wartości kąta β_s . W analizowanym przypadku, ponieważ kąt $\beta_s=45^\circ$ to kąty β_{r1} i β_{r2} są sobie równe i wynoszą 45° . Pozostaje dobór odpowiedniej wartości parametru b . Na rysunku 9 przedstawiono zależność momentu elektromagnetycznego T_e w funkcji kąta położenia wirnika θ przy założeniu stałej wartości prądu $I=4A$ oraz skokowej zmianie wartości parametru b .



Rys. 9. Zależność momentu elektromagnetycznego T_e w funkcji kąta położenia wirnika θ dla prądu $I=4A$ i różnych wartości parametru b

Dla uzyskania wymaganej wartości momentu rozruchowego parametr b nie powinien mieć wartości mniejszej niż $0,15mm$. Zależność indukcyjności własnej L_{ph} dla analizowanego przypadku przedstawiono na rysunku 10.



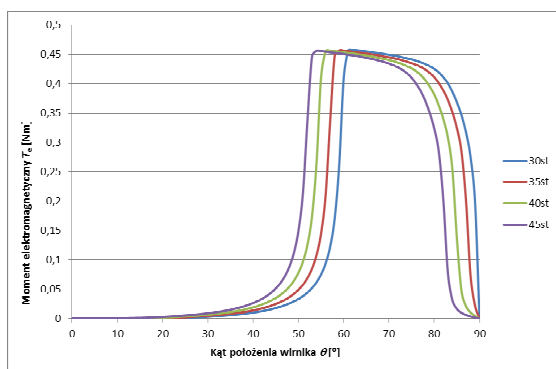
Rys. 10. Zależność indukcyjności własnej pasma L_{ph} w funkcji kąta położenia wirnika θ dla prądu $I=4A$ i różnych wartości parametru b

4. Analiza konstrukcji trójpasmowych

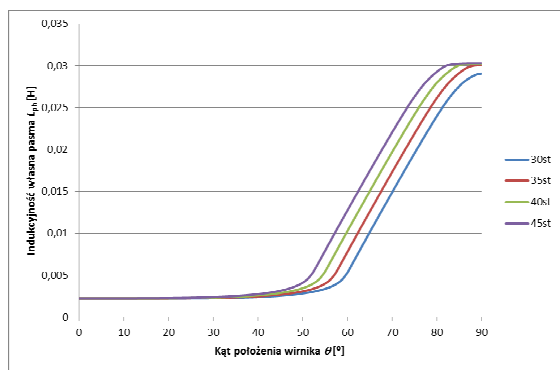
Dla konstrukcji trójpasmowych analizowano identyczne przypadki, jak dla konstrukcji dwupasmowych.

4.1. Konstrukcja trójpasmowa z wirnikiem symetrycznym

Na rysunkach 11 - 12 przedstawiono zależność momentu elektromagnetycznego T_e (rys.11) oraz indukcyjności własnej L_{ph} (rys.12) w funkcji położenia wirnika θ przy wymuszeniu $I=4A$ dla czterech wartości kąta szerokości wirnika $\beta_r=30^\circ, 35^\circ, 40^\circ, 45^\circ$.



Rys. 11. Zależność momentu elektromagnetycznego T_e w funkcji kąta położenia wirnika θ dla prądu $I=4A$ i różnych wartości kąta β_r

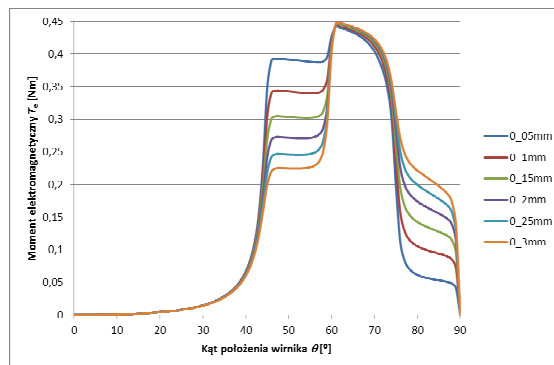


Rys. 12. Zależność indukcyjności własnej pasma L_{ph} w funkcji kąta położenia wirnika θ dla prądu $I=4A$ i różnych wartości kąta β_r

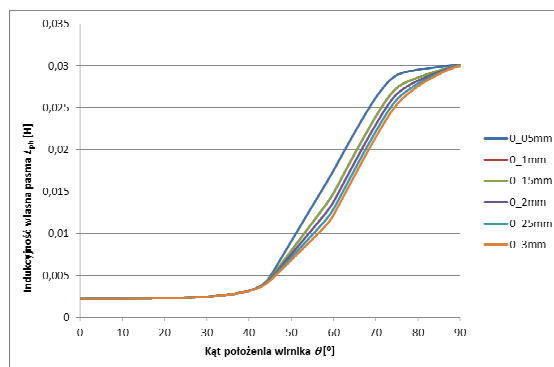
4.2. Konstrukcja trójpasmowa z wirnikiem symetrycznym ze skokową szczeliną powietrzną

W przypadku zastosowania rozwiązania z wirnikiem symetrycznym ze skokową szczeliną powietrzną minimalna wartość parametru b powinna być nie mniejsza niż 0.15mm (rys.13), podobnie jak w przypadku konstrukcji dwupasmowej. Indukcyjność własną L_{ph} przy zmianie parametru b przedstawiono na rysunku

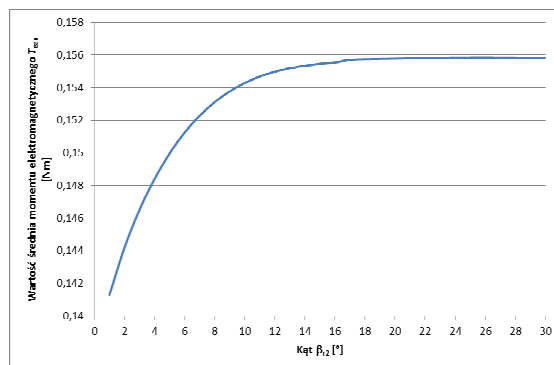
14. Na rysunku 15 pokazano zależność wartości średniej momentu T_{eav} w funkcji kąta β_{r2} , przy założeniu wymuszenia prądowego $I=4A$ oraz wartości parametru $b=0.15mm$. Największą wartość średnią momentu elektromagnetycznego uzyskano dla kąta $\beta_{r2}=26^\circ$.



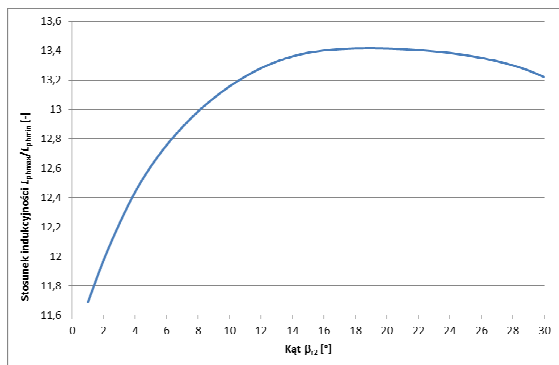
Rys. 13. Zależność momentu elektromagnetycznego T_e w funkcji kąta położenia wirnika θ dla prądu $I=4A$ i różnych wartości parametru b



Rys. 14. Zależność indukcyjności własnej pasma L_{ph} w funkcji kąta położenia wirnika θ dla prądu $I=4A$ i różnych wartości parametru b



Rys. 15. Zależność wartości średniej momentu T_{eav} w funkcji kąta β_{r2} dla prądu $I=4A$

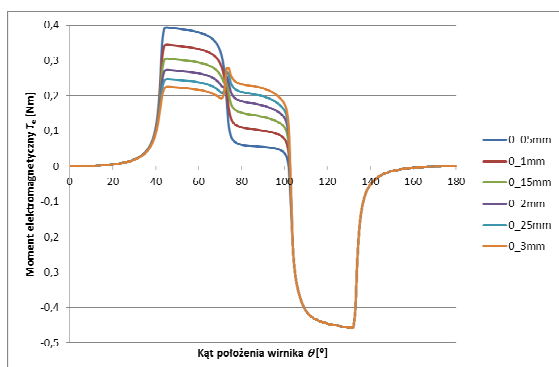


Rys. 16. Zależność stosunku indukcyjności L_{phmax}/L_{phmin} w funkcji kąta β_{r2} dla prądu $I=4A$

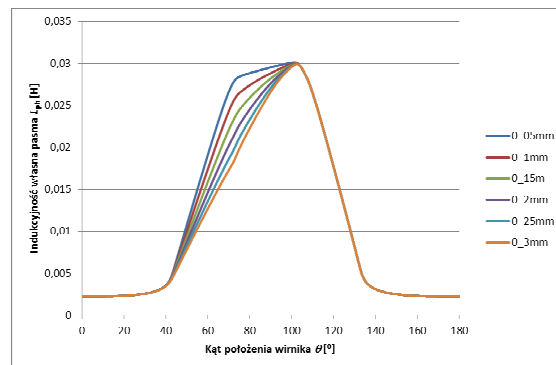
Na rysunku 16 przedstawiono stosunek indukcyjności położenia charakterystycznych L_{phmax}/L_{phmin} w funkcji kąta szerokości β_{r2} . Najkorzystniejszy stosunek indukcyjności położenia charakterystycznych L_{phmax}/L_{phmin} uzyskano dla kąta $\beta_{r2}=19^\circ$.

4.3. Konstrukcja trójpasmowa z wirnikiem niesymetrycznym ze skokową szczeliną powietrzną

Zależność momentu elektromagnetycznego T_e oraz indukcyjności własnej L_{ph} (rys.18) w funkcji kąta położenia wirnika θ przy założeniu stałej wartości prądu $I=4A$ oraz skokowej zmianie wartości parametru b dla wirnika z niesymetryczną skokową szczeliną powietrzną przedstawiono odpowiednio na rysunkach 17-18.



Rys. 17. Zależność momentu elektromagnetycznego T_e w funkcji kąta położenia wirnika θ dla prądu $I=4A$ i różnych wartości parametru b



Rys. 18. Zależność indukcyjności własnej pasma L_{ph} w funkcji kąta położenia wirnika θ dla prądu $I=4A$ i różnych wartości parametru b

5. Wnioski

W pracy, na drodze badań symulacyjnych za pomocą metod polowych, dokonano analizy rozwiązań konstrukcyjnych silników SRM przeznaczonych do napędu wysokoobrotowego. Dla określonych wymagań, co do mocy i prędkości znamionowej oraz ograniczeń konstrukcyjnych, przeanalizowano rozwiązania dwu i trójpasmowe o minimalnej liczbie biegunów wirnika. Rozpatrywano trzy konstrukcje wirnika: symetryczną, symetryczną ze skokową szczeliną powietrzną i niesymetryczną ze skokową szczeliną powietrzną. Wszystkie rozpatrywane konstrukcje są w stanie spełnić postawione wymagania projektowe odnośnie wymaganej mocy i prędkości obrotowej. Najłatwiejszy rozruch posiadają konstrukcje z wirnikiem niesymetrycznym oraz skokową wartością szczeliny powietrznej. Silniki dwupasmowe z uwagi na mniejszą liczbę wymaganych elementów energoelektronicznych będą potencjalnie tańsze w produkcji masowej. Dla pełnego porównania badanych konstrukcji wymagane jest wyznaczenie charakterystyk mechanicznych oraz sprawności. Wskazaniem jest także przeprowadzenie analizy wibroakustycznej wszystkich konstrukcji.

6. Literatura

- [1]. Krishnan R.: Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications, CRC Press, 2001.
- [2]. Hamdy, R.; Fletcher, J.; Williams, B.W.; Bidirectional starting of a symmetrical two-phase switched reluctance machine, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol.15, No. 2, June 2000, pp. 211-217.
- [3]. Miller T.J.E.: Electronic Control of Switched reluctance Machines, Newnes Power Engineering Series, 2001.

Praca wykonana w ramach projektu badawczego NN511 312 440.

Badania przeprowadzono z zastosowaniem aparatury zakupionej w wyniku realizacji Projektu nr POPW.01.03.00-18-012/09 "Rozbudowa infrastruktury naukowo-badawczej Politechniki Rzeszowskiej" współfinansowanego ze środków Unii Europejskiej w ramach Programu Operacyjnego Rozwój Polski Wschodniej 2007-2013, Priorytet I. Nowoczesna Gospodarka, Działanie 1.3 Wspieranie innowacji.

Autorzy

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