

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

MINIMALIZACJA MOMENTU ZACZPOWEGO SILNIKA BLDC PRZEZNACZONEGO DO NAPĘDU BEZZAŁOGOWEGO APARATU LATAJĄCEGO

COGGING TORQUE REDUCTION OF BLDC MOTOR FOR DRIVE OF AN UNMANNED AERIAL VEHICLE

Abstract: The paper presents the analysis of a possibility of cogging torque reduction for BLDC motor assigned for drive of an unmanned aerial vehicle (UAV). For UAV drive the smallest value of cogging torque and simultaneously the biggest value of electromagnetic torque are required. The influence of different forms of permanent magnets and manners of polarization on received maximum value of cogging torque and on average value of electromagnetic torque has been analyzed. This analysis was based on a FEM simulation model of the projected BLDC motor. On the basis of the calculated results some conclusions concerning the choice of form and magnetize manner of permanent magnets have been included. Taking simulation results into consideration and using CAD program the complete 3D model of the designed BLDC motor has been made.

1. Wstęp

W ostatnich latach nastąpił znaczny wzrost zainteresowania napędami hybrydowymi [1]. Szczególnie jest to widoczne w przemyśle motoryzacyjnym, gdzie najbardziej znaczący producenci oferują pojazdy z napędem hybrydowym. Innym przykładem intensywnego rozwoju napędów jest lotnictwo, gdzie od kilku lat trwają prace nad koncepcją napędów hybrydowych w bezzałogowych aparatach latających [2-3]. Opracowywane są różne koncepcje napędów, które ogólnie w bezzałogowych aparatach latających można podzielić na: spalinowe, elektryczne i hybrydowe. Napęd hybrydowy ma z założenia połączyć w sobie zalety napędu spalinowego i elektrycznego. W skład struktury napędu hybrydowego, niezależnie od zastosowanego układu, wchodzi co najmniej jeden silnik elektryczny. W niniejszej pracy jest omawiany napęd hybrydowy bezzałogowego aparatu latającego o strukturze równoległej. Przyjęcie takiego rozwiązania stawia wysokie wymagania dla silnika elektrycznego odnośnie jego parametrów eksploatacyjnych. Jedną z maszyn elektrycznych, która może być zastosowana w lotniczym napędzie hybrydowym jest bezszczotkowy silnik z magnesami trwałymi. Od tego silnika w stanie bezprądowym wymaga się, aby stawiany opór był możliwie jak najmniejszy. To powoduje, że już na etapie projektowania należy rozwiązać problem minimalizacji momentu zaczepowego [4-11].

W artykule przedstawiono analizę wpływu kształtu, wymiarów geometrycznych oraz sposobu polaryzacji magnesów trwałych, na wartość wytwarzanego momentu elektromagnetycznego oraz momentu zaczepowego, projektowanego silnika BLDC, przeznaczonego do zastosowania w hybrydowym napędzie równoległym bezzałogowego aparatu latającego.

W pracy, na podstawie wyników obliczeń polowych, dla każdego z czterech rozpatrywanych przypadków kształtów i sposobu polaryzacji, wybrano optymalne wymiary geometryczne magnesu trwałego. Ze wszystkich rozwiązań wskazano dwa, które są brane pod uwagę w dalszym procesie projektowania napędu.

2. Wymagania dla hybrydowego napędu bezzałogowego aparatu latającego

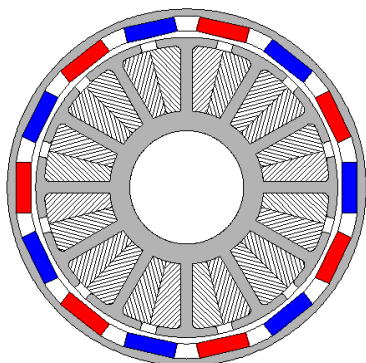
Dla hybrydowego napędu bezzałogowego aparatu latającego zdefiniowano następujące wymagania:

- Wypadkowa waga całego napędu nie może przekroczyć 5 kg.
- Napęd elektryczny nie może ważyć więcej niż 1.8 kg łącznie z baterią akumulatorów.
- Silnik elektryczny musi wspomagać silnik spalinowy od momentu startu, aż do osiągnięcia pułapu przelotowego oraz w trakcie lotu w chwilach gwałtownego wzrostu zapotrzebowania na moc.

- Napęd elektryczny powinien zapewniać możliwość ładowania baterii akumulatorów w trakcie lotu na pułapie przelotowym.
- Silnik elektryczny musi być zdolny do wytworzenia mocy 800 W przy prędkości 8000 rpm.
- W trakcie stanu bezprądowego silnika elektrycznego wymaga się od niego aby stawał minimalny opór.
- Sprawność przetwarzania energii napędu elektrycznego powinna przekraczać 80%.
- Dopuszczalny prąd pobierany z baterii akumulatorów nie może przekroczyć 64A.

3. Model projektowanego silnika z magnesami trwałymi

W projektowanym napędzie hybrydowym autorzy założyli zastosowanie silnika z magnesami trwałymi o zasilaniu napięciem trapezoidalnym (BLDCM). Z uwagi na konieczność minimalizacji amplitudy momentu zaczepowego zdecydowano się na zastosowanie rozwiązania o większej liczbie par biegunów, które zapewnia kilkukrotny wzrost liczby okresów tego momentu przypadających na jeden obrót wirnika. Dla analizowanego przypadku przyjęto rozwiązanie o 12 biegunach stojana i 14 magnesach trwałych umieszczonych na wirniku.



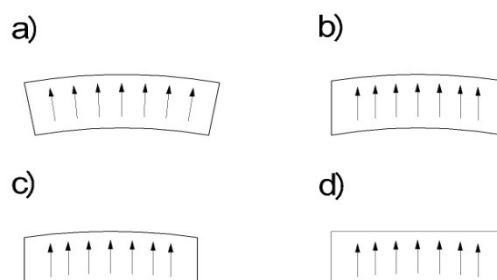
Rys. 1. Schemat przekroju poprzecznego projektowanego silnika BLDC

Z uwagi na konieczność uzyskania możliwie jak największej wartości momentu elektromagnetycznego zdecydowano się na zastosowanie rozwiązania z wirnikiem zewnętrznym. Na rysunku 1 przedstawiono przekrój poprzeczny projektowanego silnika BLDC. W projekcie silnika założono zastosowanie magnesów z domieszkami pierwiastków ziem rzadkich klasy N42SH o pod-wyższonej temperaturze pracy (do 150 °C). Magnesy te mają indukcję remanentu $B_r=1.293T$.

Praktycznie są możliwe dwa sposoby polaryzacji zastosowanych magnesów:

- promieniowa oznaczana dalej jako RAD,
- równoległa oznaczana jako DIR.

Dodatkowo możliwe są różne kształty zastosowanych magnesów. Na rysunku 2 przedstawiono cztery rozpatrywane warianty możliwych do zastosowania magnesów z podaniem ich sposobu polaryzacji oraz sposobem oznaczania.



Rys. 2. Kształty magnesów z zaznaczeniem ich polaryzacji: a) promieniowa - RAD, b) równoległa - DIR0, c) równoległa - DIR1, d) równoległa - DIR2

4. Wyniki badań symulacyjnych

Dla wszystkich czterech rozpatrywanych wariantów z rysunku 2 zbudowano odpowiednie modele symulacyjne polowe. W oparciu o metodę elementów skończonych analizowano wpływ zmiany rozpiętości kąta magnesów α na wytwarzaną wartość momentu elektromagnetycznego oraz momentu zaczepowego. W przypadku wyznaczania momentu zaczepowego obliczenia przeprowadzono w zakresie zmiany kąta obrotu wirnika θ za jeden okres zmienności momentu zaczepowego, który w analizowanym przypadku wynosił 4.286° stopnia mechanicznego. Położenie wirnika w przypadku wyznaczania momentu zaczepowego zmieniano z krokiem 0.0857°.

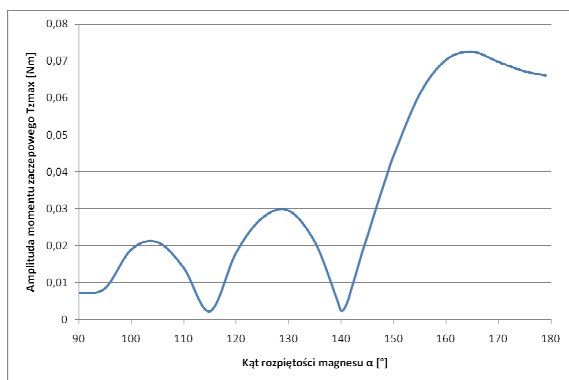
Moment elektromagnetyczny wyznaczano przy jednoczesnym zasilaniu dwóch pasm stałą wartością prądu $I=45A$. Położenie wirnika θ zmieniano w zakresie jednego pełnego okresu elektrycznego (51.43°) co 0.5143°.

Dla każdego rozpatrywanego przypadku wartość rozpiętości kątowej magnesów α zmieniano w zakresie od 90° do 180° stopni elektrycznych z krokiem 5°.

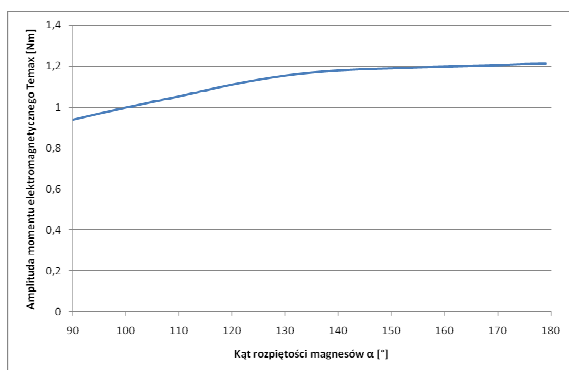
4.1. Magnesy o polaryzacji promieniowej typu RAD

Kształt magnesów przedstawiony na rysunku 2a oznaczony jako RAD jest odpowiedni do zasto-

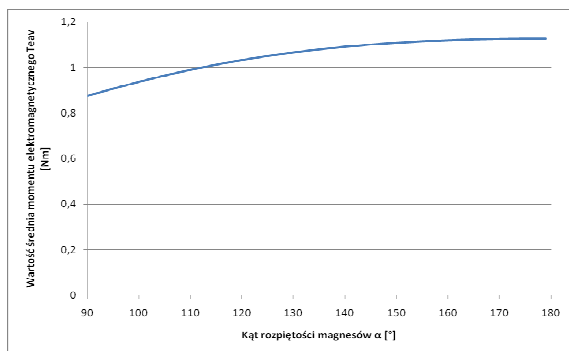
sowania polaryzacji promieniowej. Jest to jednocześnie jedyny przypadek, w którym analizowano polaryzację promieniową magnesów. Na rysunkach 3 - 5 przedstawiono odpowiednio, zależność amplitudy momentu zaczepowego T_{zmax} (rys.3), amplitudy momentu elektromagnetycznego T_{emax} (rys.4) oraz wartości średniej momentu elektromagnetycznego T_{eav} (rys.5) od kąta rozpiętości magnesów α .



Rys. 3. Zależność amplitudy momentu zaczepowego T_{zmax} od kąta rozpiętości magnesów α – oznaczenie RAD



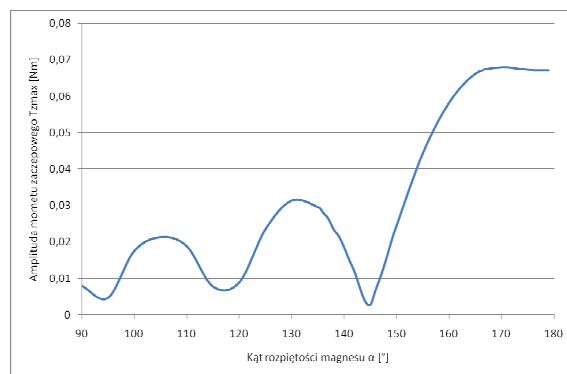
Rys. 4. Zależność amplitudy momentu elektromagnetycznego T_{emax} od kąta rozpiętości magnesów α – oznaczenie RAD



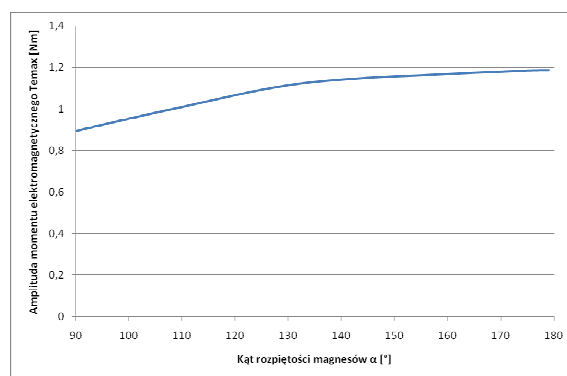
Rys. 5. Zależność wartości średniej momentu elektromagnetycznego T_{eav} od kąta rozpiętości magnesów α – polaryzacja RAD

4.2. Magnesy o polaryzacji kierunkowej typu DIR0

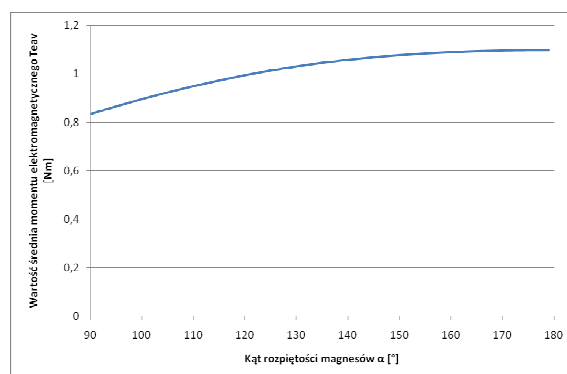
Na rysunkach 6 - 8 przedstawiono zależność amplitudy momentu zaczepowego T_{zmax} (rys.6), amplitudy momentu elektromagnetycznego T_{emax} (rys.7) oraz wartości średniej momentu elektromagnetycznego T_{eav} (rys.8) od kąta rozpiętości magnesów α dla magnesów z rysunku 2b oznaczonych, jako DIR0.



Rys. 6. Zależność amplitudy momentu zaczepowego T_{zmax} od kąta rozpiętości magnesów α – oznaczenie DIR0



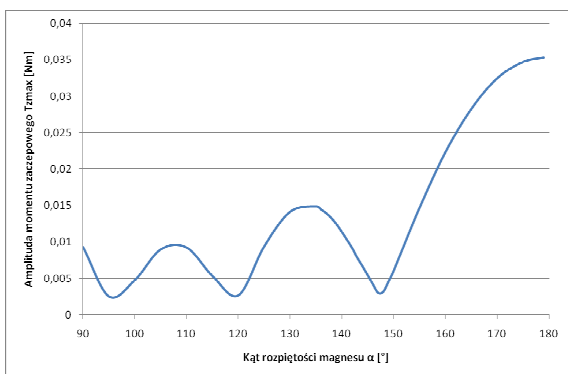
Rys. 7. Zależność amplitudy momentu elektromagnetycznego T_{emax} od kąta rozpiętości magnesów α – oznaczenie DIR0



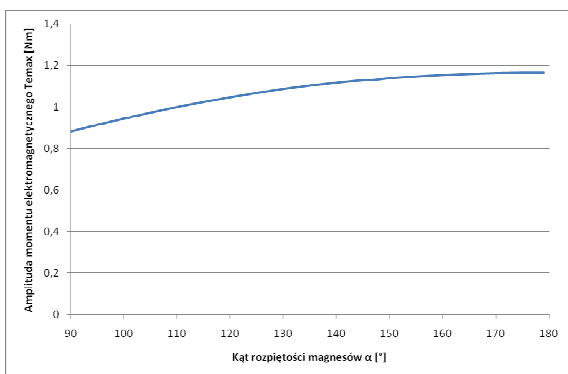
Rys. 8. Zależność wartości średniej momentu elektromagnetycznego T_{eav} od kąta rozpiętości magnesów α – oznaczenie DIR0

4.3. Magnesy o polaryzacji kierunkowej typu DIR1

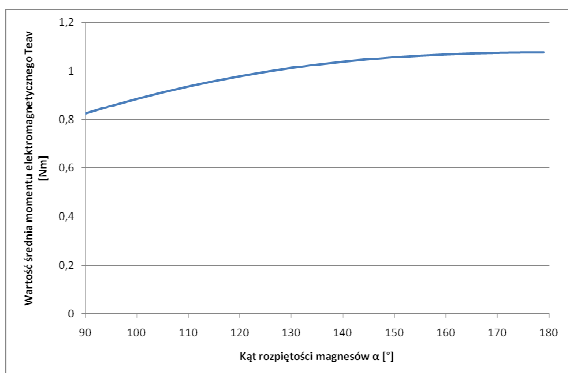
Na rysunkach 9 - 11 przedstawiono zależność amplitudy momentu zaczepowego T_{zmax} (rys.9), amplitudy momentu elektromagnetycznego T_{emax} (rys.10) oraz wartości średniej momentu elektromagnetycznego T_{eav} (rys.11) od kąta rozpiętości magnesów α dla magnesów z rysunku 2c oznaczonych, jako DIR1.



Rys. 9. Zależność amplitudy momentu zaczepowego T_{zmax} od kąta rozpiętości magnesów α – oznaczenie DIR1



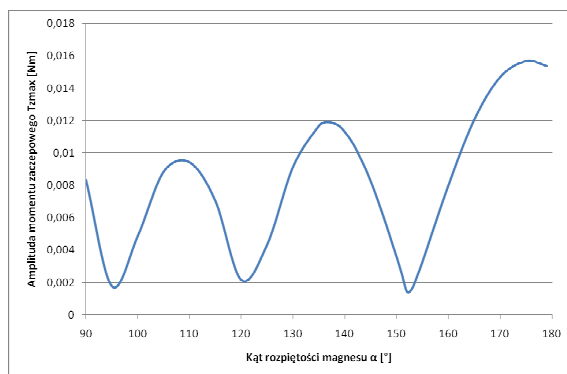
Rys. 10. Zależność amplitudy momentu elektromagnetycznego T_{emax} od kąta rozpiętości magnesów α – oznaczenie DIR1



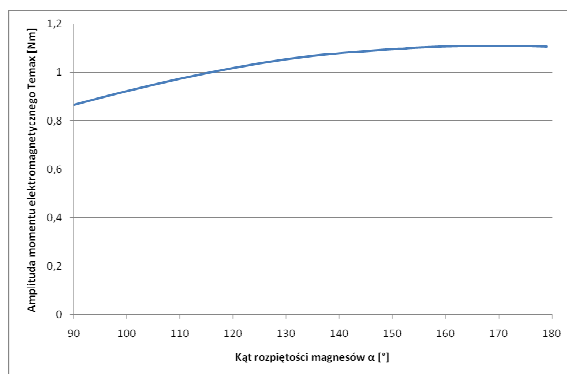
Rys. 11. Zależność wartości średniej momentu elektromagnetycznego T_{eav} od kąta rozpiętości magnesów α – oznaczenie DIR1

4.4. Magnesy o polaryzacji kierunkowej typu DIR2

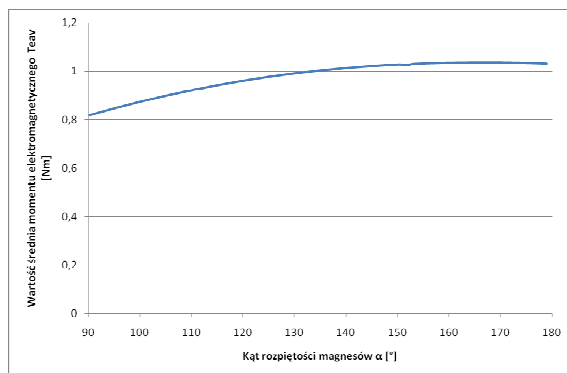
Na rysunkach 12 - 14 przedstawiono zależność amplitudy momentu zaczepowego T_{zmax} (rys.12), amplitudy momentu elektromagnetycznego T_{emax} (rys.13) oraz wartości średniej momentu T_{eav} (rys.14) od kąta rozpiętości magnesów α dla przypadku oznaczonego, jako DIR2



Rys. 12. Zależność amplitudy momentu zaczepowego T_{zmax} od kąta rozpiętości magnesów α – oznaczenie DIR2



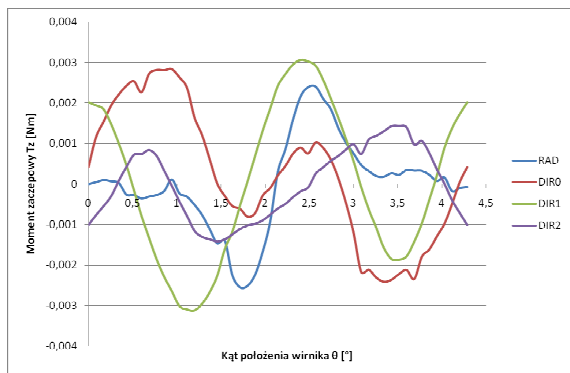
Rys. 13. Zależność amplitudy momentu elektromagnetycznego T_{emax} od kąta rozpiętości magnesów α – oznaczenie DIR2



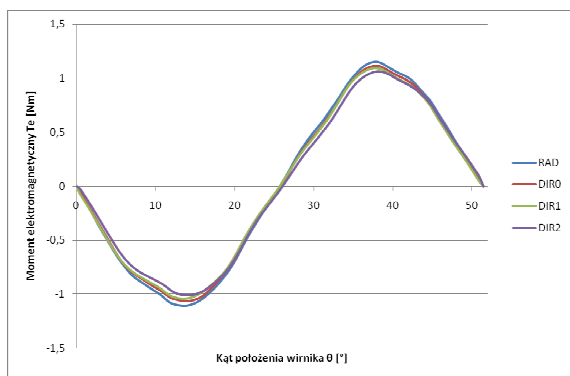
Rys. 14. Zależność wartości średniej momentu elektromagnetycznego T_{eav} od kąta rozpiętości magnesów α – oznaczenie DIR2

5. Porównanie wyników badań symulacyjnych

Na rysunkach 15 - 16 przedstawiono odpowiednio zależność momentu zaczepowego i momentu elektromagnetycznego od kąta położenia wirnika dla poszczególnych kątów rozpiętości magnesów podanych w tabeli 1.



Rys. 15. Zależność momentu zaczepowego T_z od kąta położenia wirnika θ



Rys. 16. Zależność momentu elektromagnetycznego T_e od kąta położenia wirnika θ

W tabeli 1 zamieszczono porównanie wszystkich czterech rozpatrywanych wariantów pod kątem zapewnienia możliwie jak najmniejszej wartości amplitudy momentu zaczepowego T_{zmax} oraz możliwie jak największej wartości średniej momentu elektromagnetycznego T_{eav} . Tętnienia momentu elektromagnetycznego ε obliczono z zależności:

$$\varepsilon = \frac{T_{emax} - T_{emin}}{T_{eav}} \quad (1)$$

gdzie: T_{emax} – wartość maksymalna momentu elektromagnetycznego,

T_{emin} – wartość minimalna momentu elektromagnetycznego,

T_{eav} – wartość średnia momentu elektromagnetycznego.

Tabela 1. Porównanie czterech analizowanych wariantów konstrukcyjnych z rysunku 2

| | RAD | DIR0 | DIR1 | DIR2 |
|---|-------|-------|-------|-------|
| Kąt rozpiętości magnesów α [°] | 140 | 145 | 147 | 152 |
| Wartość maksymalna momentu zaczepowego T_{zmax} [mNm] | 2.404 | 2.841 | 3.062 | 1.628 |
| Wartość maksymalna momentu T_{emax} [Nm] | 1.17 | 1.14 | 1.12 | 1.09 |
| Wartość minimalna momentu T_{emin} [Nm] | 0.987 | 0.961 | 0.936 | 0.898 |
| Wartość średnia momentu T_{eav} [Nm] | 1.09 | 1.07 | 1.05 | 1.02 |
| Tętnienia momentu ε [%] | 16.8 | 16.7 | 17.5 | 18.7 |

W analizowanym przypadku magnesy o polaryzacji promienowej RAD zapewniają największą z możliwych wartości średnich T_{eav} dla optymalnej wartości kąta rozpiętości magnesów α . Nieznacznie gorsze wyniki uzyskano dla magnesów o orientacji równoległej oznaczone jako DIR0. Najgorsze wyniki otrzymano dla magnesów oznaczonych jako DIR1. Najmniejszą wartość średniego momentu elektromagnetycznego T_{eav} uzyskano dla magnesów oznaczonych jako DIR2. Jednocześnie dla magnesów DIR2 uzyskano najmniejszą wartość amplitudy momentu zaczepowego T_{zmax} . Magnesy oznaczone jako RAD i DIR0 stanowią kompromis pomiędzy możliwie dużą wartością momentu elektromagnetycznego oraz małą wartością momentu zaczepowego. W dalszych badaniach projektowanego silnika zostaną uwzględnione tylko te dwa typy magnesów.

6. Wnioski

W pracy przedstawiono wyniki analizy możliwości konstrukcyjnego ograniczenia wartości maksymalnej momentu zaczepowego silnika BLDC przeznaczonego do hybrydowego napędu bezzałogowego aparatu latającego. Dzięki odpowiednio dobranej konstrukcji, zastosowaniu wysokoenergetycznych magnesów z pier-

wiastków ziem rzadkich oraz dobraniu odpowiedniej rozpiętości kątowej, jest możliwa duża redukcja amplitudy momentu zaczepowego. Jednocześnie jest możliwe uzyskanie dużej wartości momentu elektromagnetycznego. Zastosowanie magnesów o polaryzacji promieniowej zapewnia uzyskanie największej wartości średniej momentu elektromagnetycznego. Porównując zależność wartości maksymalnej momentu zaczepowego od kąta rozpiętości magnesów dla różnych kształtów i polaryzacji nie można jednoznacznie określić optymalnych ekstremów przebiegu. Każdy typ magnesów posiada nieco inne wartości optymalne, przy których następuje znaczące ograniczenie amplitudy momentu zaczepowego.

7. Literatura

- [1]. Szumanowski A: *Fundamentals of hybrid vehicle driver*, Monographic book. ITE Warsaw-Radom, 2000.
- [2]. Glasscock R. R., Hung J. Y. Gonzalez L.F. and Walker Rodney A: *Multimodal hybrid Powerplant for Unmanned Aerial Systems (UAS) Robotics*, Twenty-Fourth Bristol International Unmanned Air Vehicle Systems Conference, March 30th to April 1st 2009, Bristol United Kingdom.
- [3]. Harmon F. G., Frank A. A. and Chattot J.J. : *Conceptual Design and Simulation of a Small Hybrid-Electric Unmanned Aerial Vehicle*, Journal of Aircraft, vol. 43, pp. 1490-1498, 2006.
- [4]. Atallah K., Wang J., Howe D.: *Torque-ripple minimization in modular permanent-magnet brushless machines*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.39, No.6, November/December 2003, pp.1689-1694.
- [5]. Jahns T.M., Soong W.L.: *Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet AC motor drivers*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.43, No.2, April 1996, pp. 321-330.
- [6]. Koh C.S., Kang B.K., Ryu J.S., Seol J.S.: *The effects of the distribution of residual magnetization on the cogging torque and switching signals in permanent magnet (PM) motors*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.38, No.2, March 2002.
- [7]. Łukaniszyn M., Młot A.: *Analiza momentu elektromagnetycznego i składowych pulsujących w bezszczotkowym silniku prądu stałego wzbudzonym magnesami trwałymi*, Przegląd Elektrotechniczny, 1'2005, Warszawa, s. 21-25.
- [8]. Łukaniszyn M., Młot A.: *Wpływ zmiennego wektora magnetyzacji na moment zaczepowy bezszczotkowego silnika prądu stałego*, Proc. Of XLII Int. Symp. On Electrical Machines, SME 2006, Cracow, Poland, pp. 111-114.
- [9]. Mohammad S., Sayeed M., Tomy S.: *Issues in reducing the cogging torque of mass-produced permanent-magnet brushless dc motor*, IEEE Transactions on Applications, Vol.40, No.3, May/June 2004, pp.813-820.
- [10]. Seok-Myeong Jang, Han-Wook Cho, Dae-Joon You: *Cogging torque minimization in permanent magnet brushless DC motors for high-speed application*, KIEE International Transactions on Electrical Machinery and Energy Conversion Systems, Vol.5-B, No.2, 2005, pp.146-153.
- [11]. Zhu Z.Q., Howe D.: *Influence of design parameters on cogging torque in permanent magnet machines*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.15, No.4, December 2000, pp.407-412.

Pracę wykonano w ramach projektu badawczego R10 0026 06

Badania przeprowadzono z zastosowaniem oprogramowania AUTODESK INVENTOR zakupionego 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. Adam Mazurkiewicz
madam@prz.edu.pl
 dr inż. Jan Prokop, jprokop@prz.edu.pl
 Politechnika Rzeszowska
 Wydział Elektrotechniki i Informatyki
 ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów