

Charakterystyki przełączalnych napędów reluktancyjnych z różnymi układami zasilania

Streszczenie. W artykule przedstawiono modele dwóch napędów z dwupasmowym przełączalnym silnikiem reluktancyjnym. Model silnika oparto na charakterystykach strumienia i momentu uzyskanych na podstawie obliczeń rozkładu pola magnetycznego. Model dynamiczny napędu o parametrach skupionych opracowano w programie Matlab-Simulink. Układ energoelektroniczny zasymulowano w programie PLECS. Z zastosowaniem opracowanych programów symulacyjnych wykonano obliczenia porównawcze parametrów dwóch układów napędowych, bazujących na tym samym silniku, a różniących się układami zasilania.

Abstract. The paper presents models of two-phase for switched reluctance motor-based drives. Model based on the flux and torque characteristics obtained by calculation of magnetic field distribution. Dynamic drive model was developed in Matlab-Simulink. For power electronics simulation program PLECS was used. Using this model were made a series of calculations for both drives. Then the characteristics of both drives were compared. (**Characteristics of switched reluctance drives with different power converters**).

Słowa kluczowe: przełączalny silnik reluktancyjny, symulacja, napęd elektryczny, układ C-dump.

Keywords Switched reluctance motor drives, electromagnetic calculations, variable-speed drives, C-dump converter.

Wstęp

Napędy z przełączalnymi silnikami reluktancyjnymi SRM mają stosunkowo mały udział w ogólnej liczbie produkowanych napędów elektrycznych. Wynika to w głównej mierze z dynamicznego rozwoju napędów z bezszczotkowymi silnikami z magnesami trwałymi BLDC. Silniki te cieszą się olbrzymią popularnością ze względu na bardzo wysoką sprawność, dobrą dynamikę i małą masę. Właściwości te wynikają ze stosowania tanich magnesów neodymowych, o bardzo dobrych parametrach. Dzięki temu silniki te są znacznie tańsze od silników SRM.

Niezależnie od wymienionych zalet silników BLDC istnieją zastosowania, w których lepszymi właściwościami cechują się silniki SRM. Głównymi zaletami tych maszyn są: charakterystyka momentu zbliżona do charakterystyki silnika szeregowego oraz bardzo duża wytrzymałość mechaniczna i termiczna oraz stabilność czasowa charakterystyk. Charakterystyka momentu SRM powoduje, że znalazły one zastosowanie np. w napędach pojazdów trakcyjnych. Natomiast masywny, stalowy wirnik odporny jest na działanie bardzo dużych sił odśrodkowych, co pozwala na uzyskiwanie największych prędkości obrotowych [1]. Pod tym względem jedynym konkurentem SRM są silniki histerezy, które jednak cechują się znacznie gorszymi parametrami w zakresie małych prędkości obrotowych. Na wysoką bezawaryjność SRM wpływa to, że nie posiadają one uzwojeń ani magnesów trwałych w elementach ruchomych. W stojanie posiadają zwykle proste uzwojenia. Powoduje to dobre warunki chłodzenia. Te właściwości sprawiają, że drugim obszarem zastosowania silników SRM są napędy wysokoobrotowe, szczególnie o szerokim zakresie regulacji prędkości.

Wadami SRM w zakresie dużych prędkości są natomiast: wzrost strat związanych z prądami wirowymi i histerezą obwodu magnetycznego oraz konieczność zachowania wysokiej precyzji wykonania, ze względu na bardzo wąską szczelinę magnetyczną, co zwiększa koszt ich wykonania.

Zakres prędkości roboczych silników SRM zależy nie tylko od ich konstrukcji, parametrów uzwojeń, ale również w bardzo dużym stopniu od stosowanego algorytmu sterowania i budowy układu zasilania. Ze względu na wąską szczelinę magnetyczną uzwojenia stojana posiadają dużą indukcyjność. Wpływa to niekorzystnie na proces zasilania pasm silnika oraz na proces zwrotu energii do źródła po wyłączeniu zasilania pasma. W celu uzyskania

dużej wartości momentu, silnik powinien być zasilany impulsami prądowymi o kształcie zbliżonym do prostokątnego. Duża indukcyjność uzwojeń wpływa na wydłużenie zбоч impulsów zasilających co wraz ze wzrostem prędkości silnika powoduje zmniejszenie wartości średniej prądów pasm. W efekcie pojawiają się również inne efekty ograniczające wartość momentu w zakresie dużych prędkości. Jednym z nich jest wzrost wartości składowych hamujących momentu, wynikający z przepływu prądów w pasmach podczas zwrotu energii z uzwojeń po przekroczeniu położenia o minimalnej reluktancji magnetycznej.

Charakterystyki momentu w zakresie wysokich prędkości można poprawić poprzez stosowanie odpowiednio zmodyfikowanych energoelektronicznych układów zasilania. Istotą działania tych układów jest wymuszenie szybszych zmian prądów w uzwojeniach silnika. W większości z nich uzyskuje się to poprzez zwiększanie wartości napięcia źródła zasilania.

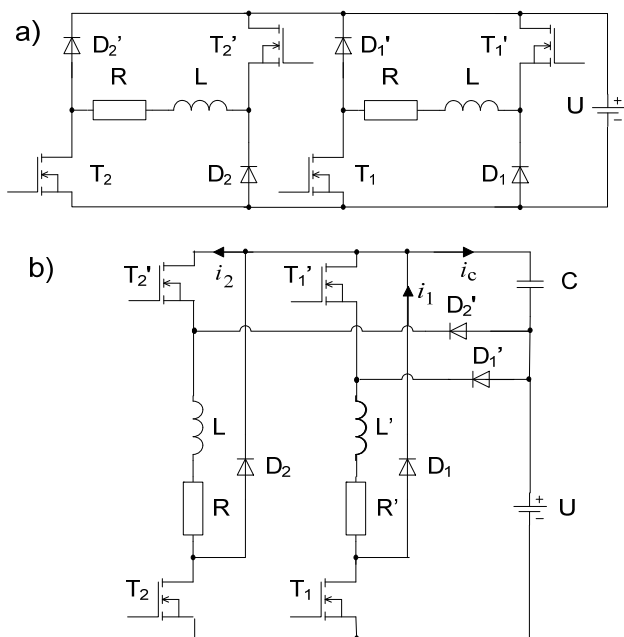
Na rys. 1. pokazane zostały dwa układy zasilania SRM: podstawowy - złożony z półmostków tranzystorowych typu H [2] i zmodyfikowany układ z kondensatorem C-dump [3]. Pierwotnie prezentowany układ C-dump [2] został opracowany jako tzw. układ oszczędnościowy i zawierał $N+1$ tranzystorów (gdzie N oznacza liczbę pasm silnika). Układ ten został opracowany w okresie, gdy liczba kluczy energoelektronicznych w sposób istotny wpływała na koszt napędu. Układ ten został zmodyfikowany w ten sposób, że utworzono N oddzielnych sekcji zawierających po dwa tranzystory dla każdego pasma silnika oddzielnie [4]. Spowodowało to zwiększenie liczby tranzystorów do $2N$, jednocześnie wpłynęło to na znaczną poprawę charakterystyki momentu w zakresie dużych prędkości obrotowych. Oba przedstawione na rysunkach 1. układy zawierają jednakową liczbę elementów kluczkujących lecz stosując zmodyfikowany układ C-dump można uzyskać znacznie szerszy zakres prędkości obrotowych napędu przy stałym momencie i przy stałej mocy oraz większą moc maksymalną. W stosunku do układu podstawowego układ z kondensatorem C-dump zawiera tylko jeden dodatkowy element - kondensator pełniący rolę dynamicznego magazynu energii, który jest połączony ze źródłem szeregowo. Znane są też rozwiązania z kondensatorem podłączonym quasi-równolegle do źródła [5, 6]. Ze względu na impulsowy charakter przepływu prądu w układach tego

typu powinny być stosowane kondensatory o małej stratności, np. polipropylenowe.

Zastosowanie niezależnych sekcji zasilających pasma silnika zmienia częściowo zasadę działania układu. Od chwili przełączenia zasilania na kolejne pasmo prąd z wyłączonego pasma przekazywany jest do pasma załączonego, a kondensator ładowany jest prądem o wartości będącej różnicą prądów obu pasm. Po zrównaniu się wartości prądów w pasmach, pasmo załączone zasilane jest prądem z pasma wyłączonego, a jego niedobór uzupełniany jest prądem rozładowującym kondensator.

W przypadku układu ze wspólnym tranzystorem T' [2], stany ładowania kondensatora i zasilania pasma podwyższonym napięciem wzajemnie się wykluczają. W celu doładowania kondensatora konieczne jest zasilanie w tym czasie silnika napięciem znamionowym ze źródła U , co spowalnia proces narastania prądu. Natomiast podczas zasilania pasma napięciem podwyższonym niemożliwy jest zwrot energii do kondensatora. Energia wyłączanego pasma wytracana jest w pętli jałowej, co wydłuża ten proces. Z tego powodu układ ze wspólnym tranzystorem ma charakterystyki zbliżone do układu z półmostkami typu H.

Zastosowanie niezależnych sekcji z tranzystorami T_k' (rys. 1b) umożliwia jednoczesny zwrot energii z wyłączanego pasma przy załączonym zasilaniu podwyższonym napięciem pasma załączonego. Dodatkowo, bezpośrednie przekazywanie części energii pomiędzy pasmami z pominięciem kondensatora umożliwia zastosowanie w prezentowanym układzie kondensatora o mniejszej pojemności, niż w układzie ze wspólnym tranzystorem T' .



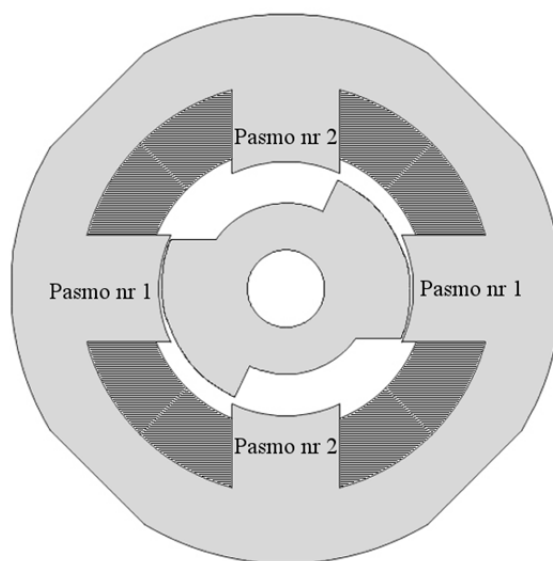
Rys. 1. Układ zasilania dwupasmowego silnika SRM a) z półmostkami H, b) ze zmodyfikowanym układem C-dump

Obliczenia magnetyczne parametrów silnika SRM

Do przeprowadzenia badań porównawczych napędów z różnymi układami zasilania pokazanymi na rysunku 1. wybrano napęd z dwupasmowym SRM o mocy 1200W przy prędkości 3600 obr./min. Wymiary silnika: średnica zewnętrzna 135mm, długość pakietu blach rdzenia 120 mm. Silnik zasilany jest napięciem 36V. Znamionowa wartość prądu pasma wynosi 65A. Wartość maksymalną prądu pasma w badanych układach ograniczano do 90A.

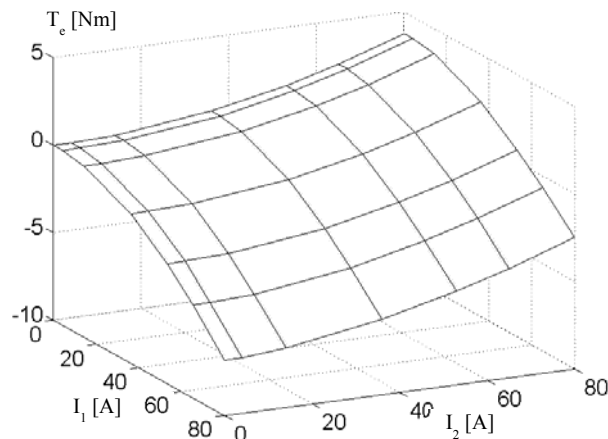
Przekrój obwodu magnetycznego silnika pokazano na rys. 2. Prąd zasilający pasmo nr 1 oznaczano dalej jako I_1 , a pasmo nr 2 jako I_2 .

Opracowane modele obliczeniowe napędów są modelami pośrednio sprzężonymi, czyli w pierwszym kroku wykonano obliczenia połowe parametrów silnika, w drugim kroku wykorzystano je w modelu obwodowym o parametrach skupionych. Do wyznaczenia parametrów całkowitych silnika wykorzystano program FEMM (Finite Element Method Magnetics). Obliczenia przeprowadzono dla zakresu kąta obrotu wirnika od $\theta = -180^\circ$ do 0° z krokiem co 2° , przy czym kąt obrotu wirnika $\theta = 0^\circ$, przyjęto dla położenia wirnika zgodnym z rys. 2. Wartości prądów w modelu połowym zmieniano w zakresie 0-140A. Ze względu na przejrzystość prezentacji wyników oraz na to, że wartość znamionowa prądu w pasmach wynosi 65A, na rysunkach ograniczono zakres prądów pasm do 80A. Rysunki 3, 4 i 5 prezentują zależności momentu elektromagnetycznego oraz strumieni sprzężonych z danym pasmem dla kąta obrotu wirnika $\theta = 20^\circ$ od prądów pasm I_1 i I_2 .

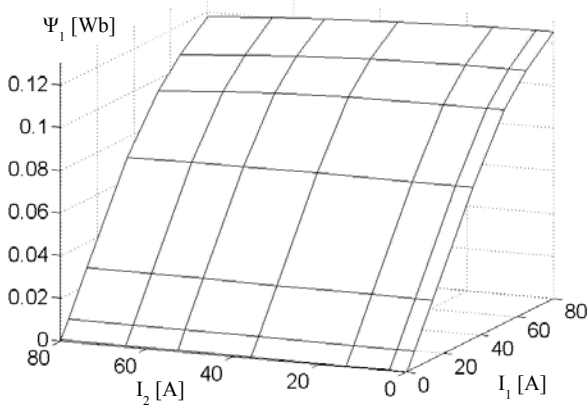


Rys. 2. Przekrój poprzeczny modelu silnika, kąt obrotu wirnika $\theta = 0^\circ$

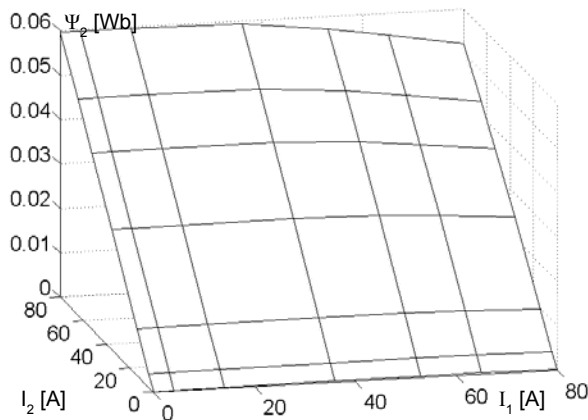
Na rysunku.6. przedstawiono zmienność strumienia sprzężonego z pasmem pierwszym Ψ_1 od wartości: kąta obrotu wirnika θ oraz prądu płynącego w pasmie pierwszym I_1 . Wartość prądu w pasmie drugim przyjęto w tym przypadku $I_2 = 0A$.



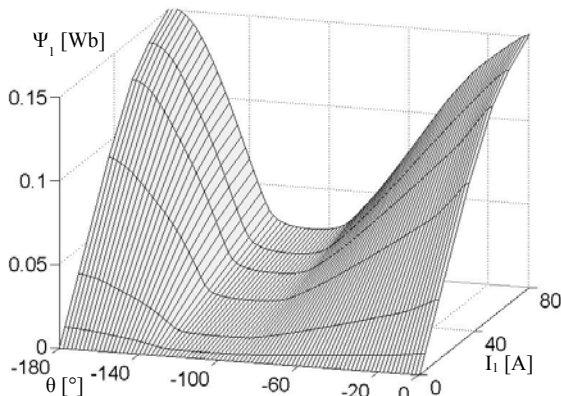
Rys. 3. Moment elektromagnetyczny modelowanego silnika w funkcji prądów zasilania pasm I_1 i I_2 , dla kąta obrotu wirnika $\theta = 20^\circ$



Rys. 4. Strumień pasma pierwszego modelowanego silnika w funkcji prądów zasilania pasm I_1 i I_2 , dla kąta obrotu wirnika $\theta=20^\circ$



Rys. 5. Strumień pasma drugiego modelowanego silnika w funkcji prądów zasilania pasm I_1 i I_2 , dla kąta obrotu wirnika $\theta=20^\circ$



Rys. 6. Strumień pasma pierwszego Ψ_1 modelowanego silnika w funkcji kąta obrotu wirnika θ i prądu pasma pierwszego I_1 , dla $I_2=0$ [A]

Model matematyczny napędów SRM

Modele napędów sformułowano metodą Lagrange'a. Przy ich formułowaniu uwzględniono nieliniowość charakterystyki magnesowania obwodu magnetycznego silnika, natomiast nie uwzględniano zjawiska histerezy magnetycznej oraz przepływu prądów wirowych. W modelowaniu silników SRM istotne jest uwzględnienie zjawiska nasycania rdzenia oraz wzajemnych sprzężeń magnetycznych [7]. W niniejszej pracy wzajemne sprzężenia magnetyczne pomiędzy pasmami silnika uwzględniono w sposób przybliżony.

Moment elektromagnetyczny SRM T_e jest równy zmianie koenergii pola magnetycznego W' względem kąta obrotu wirnika θ

$$(1) \quad T_e = \left. \frac{\partial W'(\theta, i)}{\partial \theta} \right|_{i=const}$$

natomiast koenergia pola magnetycznego może być wyznaczona jako

$$(2) \quad W' = \int_0^{i_k} \Psi(\theta, i) di^T$$

gdzie $\Psi(\theta, i)$ jest wektorem strumieni magnetycznych. Funkcja Lagrange'a L dla silnika o m pasmach przyjmuje postać:

$$(3) \quad L = \sum_{k=1}^m \int \Psi(\theta, \tilde{i}) d\tilde{i}^T + \frac{1}{2} J \dot{\theta}^2$$

a równanie modelu matematycznego

$$(4) \quad \frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{q}} - \frac{\partial L}{\partial q} = \frac{\partial (\partial A)}{\partial (\delta q)}$$

gdzie

$$(5) \quad \delta A = (u - Ri) \delta Q^T + (-T_l - D\dot{\theta}) \delta \theta$$

jest pracą wirtualną wykonaną w tym układzie.

Zgodnie z (4) równanie równowagi mechanicznej przyjmuje postać

$$(6) \quad \frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}} - \frac{\partial L}{\partial \theta} = -T_l - D\dot{\theta}$$

natomiast dla obwodów elektrycznych

$$(7) \quad \frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{Q}_k} - \frac{\partial L}{\partial Q_k} = u_k - R_k i_k$$

Końcową postać równań modelu matematycznego SRM, przy założeniu braku wzajemnych sprzężeń magnetycznych między pasmami opisują wyrażenia:

$$(8) \quad J \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_l - D\dot{\theta}$$

$$(9) \quad \frac{d\Psi(\theta, i_k)}{dt} = u_k - R_k i_k$$

dla $k=1, 2, \dots, N$, gdzie k – numer pasma, a N – liczba pasm silnika.

Do obliczeń w programie symulacyjnym wykorzystano stabilizowane wartości strumieni i momentu elektromagnetycznego, uzyskane z obliczeń rozkładu pola magnetycznego metodą elementów skończonych dla różnych wartości prądów i kąta obrotu wirnika. Tablicę zawierającą wartości strumieni magnetycznych przekształcono do postaci tablicy zawierającej wartości prądów dla różnych wartości kąta obrotu wirnika i strumienia magnetycznego. Wartości pośrednie uzyskiwano metodą interpolacji.

W celu uwzględnienia wzajemnych sprzężeń magnetycznych obliczenia polowe wykonano dla różnych wartości prądów w obu pasmach. Na tej podstawie wyznaczono współczynnik ε określający wpływ wartości prądu drugiego pasma na strumień magnetyczny rozpatrywanego pasma silnika

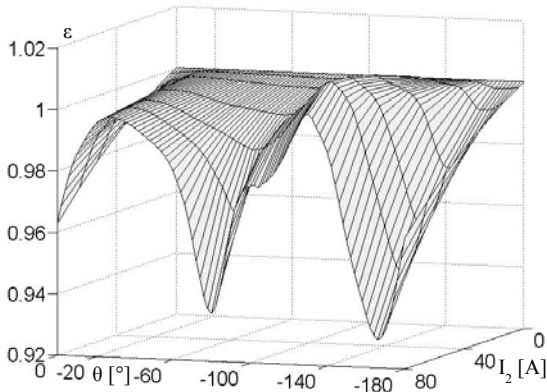
$$(10) \quad \varepsilon(\theta, i_k, i_l) = \frac{\Psi_k(\theta, i_k, i_l)}{\Psi_k(\theta, i_k, 0)}$$

gdzie l – numer sąsiedniego pasma.

W rezultacie uzyskano końcową postać równań dla obwodów elektrycznych

$$(11) \quad \frac{d(\Psi_k(\theta, i_k, 0)\varepsilon(\theta, i_k, i_l))}{dt} = u_k - Ri_k$$

Na rys.7 przedstawiono wartości współczynnika sprzężenia strumieni ε pomiędzy pasmami pierwszym a drugim, wyznaczonego zgodnie z (10). Wartości współczynnika sprzężenia nie odbiegają znacząco od jedności. Wynika z tego, że uzwojenia sąsiednich pasm w silniku dwupasmowym są obrócone względem siebie o kąt 90° . Tak więc wartości tego współczynnika wynikają głównie z asymetrii i nieliniowości obwodu magnetycznego.



Rys. 7. Współczynnik sprzężenia ε pasma pierwszego z pasmem drugim modelowanego silnika w funkcji kąta obrotu wirnika θ i prądu pasma drugiego I_2 , dla prądu pasma pierwszego $I_1=65[A]$

W przypadku dużych prędkości obrotowych silnika, wyprzedzenie załączania zasilania pasma w stosunku do położenia o minimalnej reluktancji magnetycznej należy zwiększać. W rezultacie w badanych układach kąt załączania zasilania pasm może osiągać wartości rzędu 110° . Biorąc pod uwagę przedział kątowy, w którym prąd pasma osiąga wartości bliskie prądowi znamionowemu, można powiedzieć, że sprzężenie pomiędzy pasmami, przy rozważanej geometrii silnika, nie przekracza 4%.

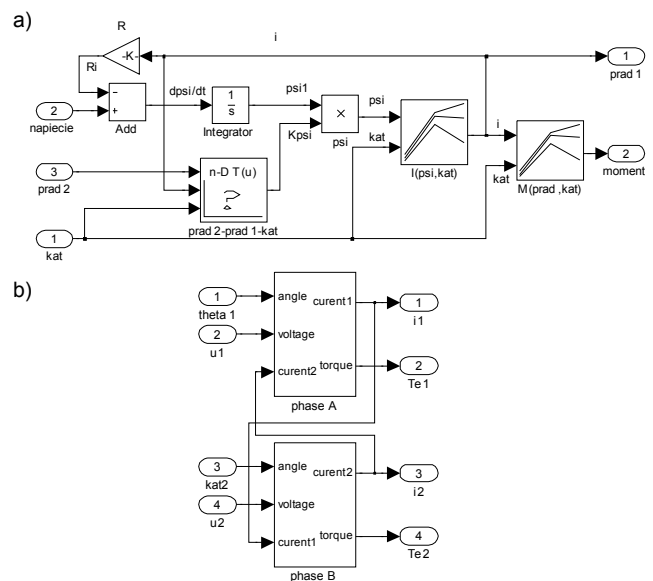
Obliczenia dynamiczne napędów SRM

W celu wyznaczenia zależności momentu i mocy badanych napędów od prędkości obrotowej przeprowadzono obliczenia symulacyjne w programie Matlab Simulink. Modele numeryczne badanych układów zasilania zostały opracowane w programie PLECS i dołączone do programu symulacyjnego.

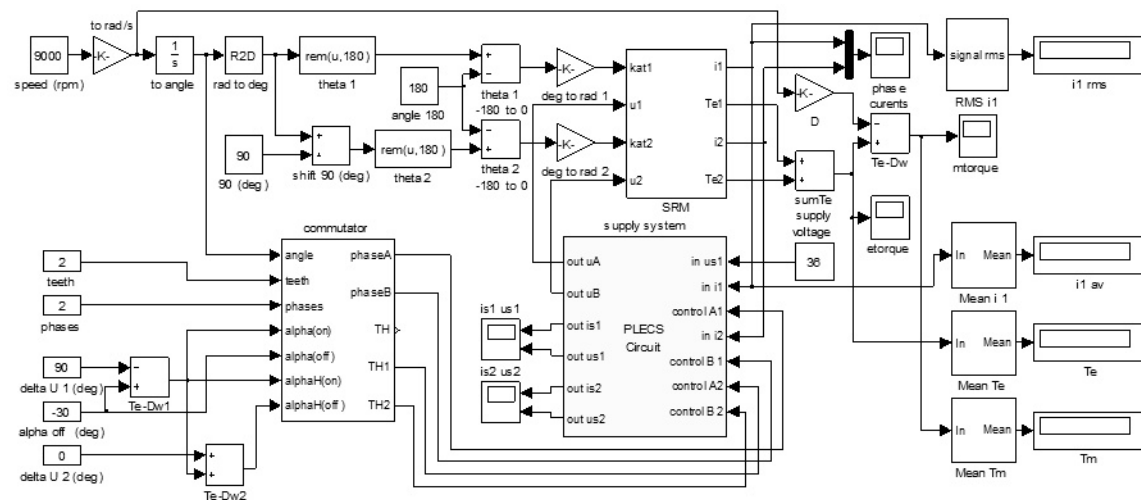
Dla badanych napędów z silnikiem dwupasmowym, pozwoliło to uwzględnić w sposób przybliżony wszystkie wzajemne sprzężenia magnetyczne występujące w silniku. W modelu numerycznym zostało to zrealizowane w sposób przedstawiony na rys. 8.

Kompletny model symulacyjny napędów pokazano na rys. 9. Modele obu układów różnią się tylko modulem układu energoelektronicznego opracowanym w programie PLECS.

Zastosowany program symulacyjny został przystosowany do obliczeń przy stałej prędkości. Obliczenia charakterystyk układu C-dump wykonano dla pojemności kondensatora C równej $470\mu F$, utrzymując jego napięcie w zakresie pomiędzy $90V$ a $100V$.



Rys. 8. Model symulacyjny w programie Matlab Simulink, a) model pojedynczego pasma, b) model silnika dwupasmowego



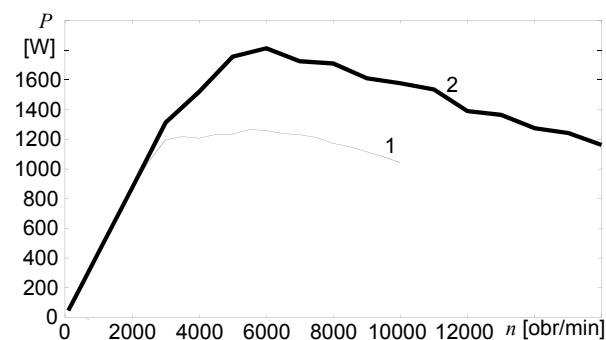
Rys. 9. Pełny model symulacyjny napędu

Wyniki obliczeń

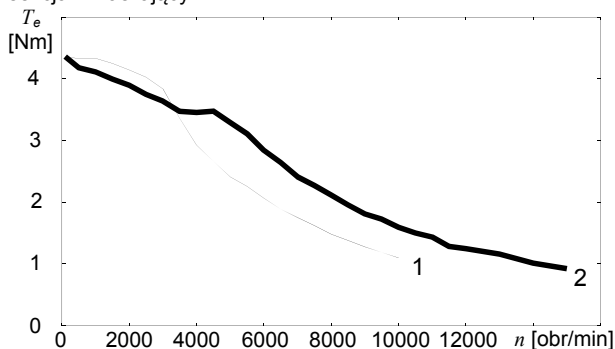
W trakcie obliczeń wyznaczono graniczne zależności momentu i mocy od prędkości. W tym celu przeprowadzono obliczenia dla zadanych wartości prędkości, zmieniając parametry zasilania silnika (kąta komutacji). Wartości tych kątów dobierano w ten sposób, aby uzyskać maksymalne wartości momentu. W związku z tym, wyznaczone charakterystyki nie odpowiadają warunkom sterowania /parametrom/ przy jakich uzyskuje się maksymalną sprawność lecz wartościom maksymalnym możliwym do uzyskania w tych układach. W rezultacie uzyskano dla obu badanych układów graniczne charakterystyki mocy i momentu, które przedstawiono na rys. 10 i 11.

Zakres pracy przy momencie znamionowym 3 Nm z 4000 obr/min w układzie z półmostkami H rozszerzono do około 6000 obr/min w układzie C-dump. Natomiast spadek momentu do wartości 1 Nm w układzie z półmostkiem H następował przy prędkości około 10000 obr/min, a w układzie C-dump przy prędkości około 14 000 obr/min.

Przy zastosowaniu badanego układu C-dump uzyskano również wzrost mocy maksymalnej z ok. 1200W do 1800W. Zakres pracy przy stałym momencie został rozszerzony około dwukrotnie do prędkości ponad 6000 obr./min, natomiast moc znamionowa 1200W uzyskiwana przy zasilaniu silnika z mostka H do prędkości ok. 8000 obr./min, przy zastosowaniu układu C-dump została uzyskana w zakresie prędkości do 16000 obr./min.



Rys. 10. Zależność mocy wyjściowej od prędkości obrotowej 1) półmostek H, 2) zmodyfikowany układ C-dump z niezależnymi sekcjami zasilającymi



Rys. 11. Zależność momentu elektromagnetycznego od prędkości obrotowej 1) półmostek H, 2) zmodyfikowany układ C-dump z niezależnymi sekcjami zasilającymi

Wnioski

Charakterystyki wyjściowe napędów z SRM w dużym stopniu zależą od sposobu ich zasilania. Istnieje szereg różnych rozwiązań układów zasilania SRM. Znaczna część

z nich powstała w okresie, gdy koszt elementów elektronicznych dużej mocy stanowił znaczny udział w całkowitym koszcie napędu. Z tego względu celem projektantów nowych układów była redukcja liczby tranzystorów przy zachowaniu parametrów układu zbliżonych do rozwiązania opartego o półmostek H.

Modyfikacja układu C-dump, umożliwiająca zasilanie pasm silnika z niezależnych sekcji, umożliwiła prawie dwukrotne rozszerzenie zakresu pracy napędu z mocą znamionową jaka jest uzyskiwana w układzie z półmostkiem H. Uzyskano również wzrost mocy maksymalnej o około 50%. Uzyskano to bez przekraczania wartości znamionowej prądów pasm, jedynie dzięki przyspieszeniu procesów komutacyjnych, ograniczającemu prędkość spadku wartości średniej prądów pasm ze wzrostem prędkości obrotowej.

Dzięki takiej modyfikacji układu zasilania, na bazie posiadanego silnika można uzyskać napęd o większej mocy i szerszym zakresie regulacji prędkości lub stosując odpowiednie algorytmy sterowania wykorzystać uzyskaną nadwyżkę mocy do poprawy innych parametrów napędu, takich jak sprawność czy poziom pulsacji momentu.

Zaproponowane rozwiązanie układu zasilania zawiera tylko jeden element więcej niż w typowym układzie z półmostkami tranzystorowymi typu H, tj. kondensator stanowiący dodatkowy magazyn energii, umożliwiający chwilowe zasilanie silnika wyższym napięciem i szybsze rozładowanie energii z obwodu magnetycznego po wyłączeniu zasilania pasm.

Autorzy. dr inż. Krzysztof Wróbel, dr hab. inż. Krzysztof Tomczewski, Politechnika Opolska, Instytut Układów Elektromechanicznych i Elektroniki Przemysłowej, ul. Prószkowska 76, bud. nr.1, 45-758 Opole, E-mail: k.wrobel@po.opole.pl; k.tomczewski@po.opole.pl

LITERATURA

- [1] Bogusz P., Korkosz M., Prokop J., Wysokoobrotowy napęd z dwupasmowym silnikiem reluktancyjnym przełączalnym, *Przegląd Elektrotechniczny*,
- [2] Dong-Hee L., Jin-Woo A.: A Novel Four-Level Converter and Instantaneous Switching Angle Detector for High Speed SRM Drive, *IEEE Transactions on Power Electronics*, September 2007, vol. 22, No. 5, 2034-2041
- [3] Tomczewski K., Unipolarny układ zasilania obwodów rezystancyjno-indukcyjnych, zwłaszcza silników reluktancyjnych, *Patent PAT.223842*, 2016
- [4] Tomczewski K., Wróbel K., Improved C-Dump converter for switched reluctance motor drives, *IET Power Electronics*, 2014, 10/2014, 2628-2635
- [5] Yong-Ho Y., Sang-Hoon S., Tae-Won L., Chung-Yüen W., Gyu-Sik K., High Performance Control of C-dump Converters fed Switched Reluctance Motor for Automobiles, *35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference Aachen*, 2004, Germany, vol. 2, 1322 – 1328
- [6] Hava A. M., Blasko V., Lipo T. A., A Modified C-Dump Converter for Variable-Reluctance Machines, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1992, Vol. 28, No 5, 1017-1022
- [7] J. Prokop: Metoda modelowania maszyn elektrycznych z nieliniowym obwodem magnetycznym, *Przegląd Elektrotechniczny*, R. 86 NR 8, 2010, 205-209