

Piotr Bogusz, Mariusz Korkosz, Jan Prokop
Politechnika Rzeszowska

ZMODYFIKOWANA METODA ZASILANIA I STEROWANIA SILNIKA RELUKTANCYJNEGO PRZEŁĄCZALNEGO

MODIFIED METHOD OF SUPPLY AND CONTROL OF SWITCHED RELUCTANCE MOTOR

Streszczenie: W pracy zaproponowano zmodyfikowany, w stosunku do klasycznego półmostka typu H, układ zasilający przeznaczony dla silników reluktancyjnych przełączalnych (SRM) o niesymetrycznym obwodzie magnetycznym wirnika. Omawiany układ zasilający przy zastosowaniu odpowiedniego algorytmu sterowania pozwala na znacznie późniejsze wyłączenie zasilania uzwojenia przy jednoczesnym skróceniu czasu przepływu prądu w zakresie opadającej indukcyjności. Zamieszczono wyniki badań w postaci przebiegów czasowych prądów, napięć oraz momentu elektromagnetycznego. Zaprezentowano wnioski wynikające z porównania właściwości silnika SRM zasilanego klasycznie i przy zastosowaniu zaproponowanego układu.

Abstract: In the paper modified power converter (compared to classical asymmetrical half-bridge) to supply switched reluctance machines (SRMs) with asymmetric magnetic circuit of rotor was proposed. Discussed circuit allows to turn off windings much later with simultaneous shorten time of current flow in falling slope of inductance by using proper control algorithm. Laboratory studies results as waveforms of currents, voltages and electromagnetic torque were placed. Conclusions from comparison of motor performances during the motor supply in a classical way and with using proposed converter were presented.

Słowa kluczowe: silnik reluktancyjny przełączalny, SRM, układ zasilania, moment elektromagnetyczny

Keywords: switched reluctance motor, SRM, power converter, electromagnetic torque

1. Wstęp

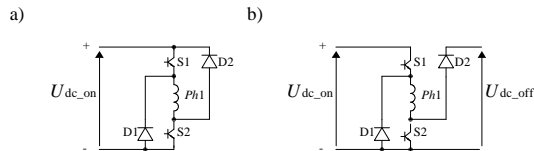
Silniki reluktancyjne przełączalne (SRM) zaliczane są do grupy maszyn z komutacją elektroniczną [1-2], tj. do ich zasilania wymagane jest zastosowanie odpowiedniego układu energoelektronicznego. Ponadto niezbędnym jest opracowanie odpowiedniego algorytmu sterowania pracą tego układu. W silnikach SRM wartość kąta wyłączenia prądu powiązana jest z tzw. położeniem współosiowym wirnika dla każdego pasma. W praktyce jest to możliwe tylko przy pracy z prędkością obrotową bliską zeru. Wraz ze wzrostem prędkości obrotowej wymagane jest znacznie wcześniejsze wyłączenie zasilania danego pasma. Jest to związane z przepływem prądu w zakresie opadającego profilu indukcyjności i w konsekwencji generowaniem wartości ujemnej momentu elektro-magnetycznego. Zbyt późne wyłączenie zasilania uzwojenia powoduje nie tylko zmniejszanie się wartości średniej momentu, ale także wzrost jego tętnień czy też zmniejszanie się sprawności maszyny. Problem ten dotyczy szczególnie konstrukcji silników w których dla uzyskania wymaganej wartości momentu rozruchowego w sposób celowy deformuje się obwód magnetyczny

wirnika [2]. Celową deformację obwodu magnetycznego wirnika można również stosować pod kątem ograniczenia tętnień wytwarzanego momentu elektromagnetycznego [2-4].

W niniejszej pracy zaproponowano modyfikację klasycznego układu zasilającego silnik SRM w postaci półmostka typu H, która pozwala na wydłużenie kąta przewodzenia. Jednocześnie zaproponowany układ zasilający pozwala na znacznie szybsze rozładowanie zgromadzonej energii w uzwojeniach silnika. W artykule pokazano przykładowe przebiegi czasowe prądów, napięć oraz momentu elektromagnetycznego uzyskane przy zasilaniu silnika SRM z zaproponowanego układu oraz z klasycznego układu półmostka typu H.

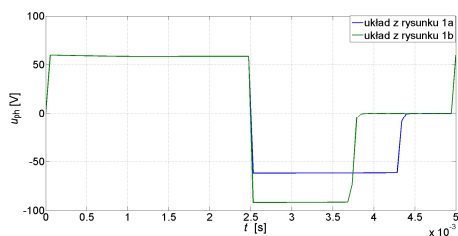
2. Przegląd układów zasilających SRM, opis problemu

W literaturze opisanych jest szereg układów zasilających silników SRM [1-2, 5-6]. Na rysunku 1a pokazano klasyczny układ półmostka typu H przeznaczony do zasilania jednego pasma N -pasmowego silnika SRM.

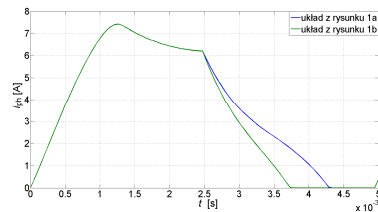


Rys.1. Klasyczny unipolarny półmostek typu H (a) oraz półmostek typu H z rozdzielonymi napięciami U_{dc_on} oraz U_{dc_off} (b)

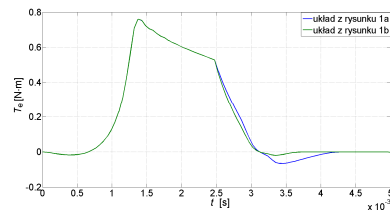
W układzie tym po załączeniu kluczy S1, S2 uzwojenie jest zasilane wartością napięcia zasilającego U_{dc} . Po wyłączeniu obu kluczy (S1 i S2) zgromadzona energia w polu magnetycznym uzwojenia $Ph1$ poprzez diody D1 i D2 jest zwracana do tego samego źródła zasilającego. Moment wyłączenia kluczy S1 i S2 uzależniony jest od warunków pracy silnika. Wraz ze wzrostem prędkości obrotowej silnika koniecznym jest uwzględnienie czasu niezbędnego na rozładowanie energii zgromadzonej w polu magnetycznym. Zbyt późne wyłączenie uzwojenia prowadzi do wytwarzania ujemnej wartości momentu elektromagnetycznego. W konsekwencji prowadzi to do wzrostu tętnień momentu elektromagnetycznego oraz zmniejszenia jego wartości średniej. Na rysunku 1b pokazano układ unipolarnego półmostka typu H w którym zostały wyodrębnione dwa napięcia, U_{dc_on} oraz U_{dc_off} [5]. W takim przypadku po załączeniu kluczy S1, S2 uzwojenie jest zasilane napięciem U_{dc_on} . Po wyłączeniu kluczy S1, S2 uzwojenie w trakcie zwrotu energii dołączone jest do źródła o napięciu U_{dc_off} . Jeżeli $U_{dc_off} > U_{dc_on}$ to proces rozładowania zgromadzonej energii ulega skróceniu. Na rysunkach 2 - 4 pokazano przykładowe przebiegi czasowe napięcia pasma u_{ph} (rys.2), prądu pasma i_{ph} (rys.3) oraz momentu elektromagnetycznego T_e (rys.4) dla układów zasilających pokazanych na rysunku 1a i 1b. W przypadku układu z rysunku 1b przyjęto założenie, że $U_{dc_off} = 1.5U_{dc_on}$.



Rys.2. Przebiegi napięć pasma u_{ph} dla układów z rysunku 1a i 1b

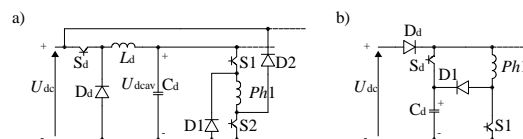


Rys.3. Przebiegi prądów pasma i_{ph} dla układów z rysunku 1a i 1b



Rys.4. Przebiegi momentu T_e dla układów z rysunku 1a i 1b

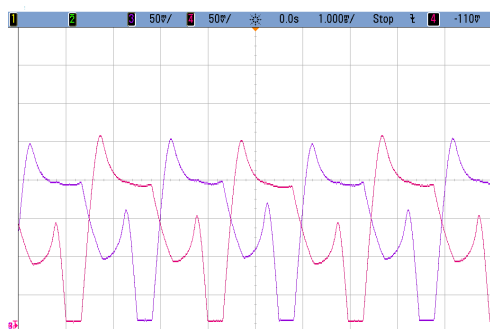
Istnieje co najmniej kilka różnych wariantów układów zasilających w których występują dwie wartości napięć, tj. gdzie $U_{dc_off} > U_{dc_on}$. Na rysunku 5 pokazano dwa różne układy zasilające, które spełniają powyższy warunek [2].



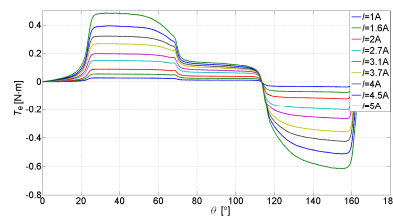
Rys.5. Klasyczny unipolarny półmostek typu H z regulacją wartości średniej napięcia U_{dc_on} (a) oraz typu C-dump z pętlą zerowego napięcia (b)

Na rysunku 5a przedstawiono schemat układu, w którym jest możliwość regulacji napięcia zasilającego silnik za pomocą obwodu z elementami S_d , L_d , D_d . Takie rozwiązanie eliminuje konieczność sterowania PWM tranzystorów S1 i S2 umieszczonych w obwodzie pasma. Wartość napięcia U_{dc_off} wymuszana jest przez napięcie źródła U_{dc} . Drugim układem który spełnia warunek, że $U_{dc_off} > U_{dc_on}$ jest układ przedstawiony na rysunku 5b. Cechą tego układu jest możliwość sterowania PWM ze stanem zerowego napięcia i szybkim gaszeniem prądu, dzięki napięciu U_{dc_off} wyższemu od U_{dc_on} . Wyższa wartość napięcia U_{dc_off} pojawia się w wyniku przeładowania energii z uzwojenia wyłączanego pasma do kondensatora C_d . Wadą tego układu jest to, że w przypadku nakładania się prądów pasmowych, włączanie tranzystora S_d wpływa znacząco na wydłużanie czasu zaniku prądu w paśmie odchodzącym.

Nie są to jedyne układy w których zawarto koncepcję $U_{dc_off} > U_{dc_on}$. Do takich układów zaliczyć można np. układ ACRDEL [5] czy też układ z dwoma źródłami zasilającymi [6]. Koncepcja zaproponowanego w punkcie 3 niniejszej pracy układu zasilającego powstała w trakcie prowadzonych badań nad dwupasmowymi silnikami reluktancyjnymi przełączalnymi przeznaczonymi do napędów wysokoobrotowych sprzętu AGD. Jednym z rozpatrywanych wariantów kształtu wirnika było zastosowanie konstrukcji niesymetrycznej ze skokową szczeliną powietrzną dla uzyskania wymaganego momentu rozruchowego. Profilowanie wirnika należy rozpatrywać w kategoriach pozytywnych (możliwość rozruchu silnika z dowolnego położenia wirnika) oraz negatywnych (duża wrażliwość na zmianę wartości kąta wyłączenia zasilania uzwojenia). Zbyt późne wyłączenie zasilania uzwojenia prowadzi do przepływu prądu w zakresie opadającej indukcyjności. Z uwagi na znacznie większą wartość napięcia indukowanego w zakresie opadającej indukcyjności może to prowadzić do wzrostu prądu czego przykładem jest oscylogram prądów pasmowych silnika SRM 4/2 (z niesymetrycznym wirnikiem) przedstawiony na rysunku 6. Prądy te zarejestrowano przy stosunkowo późnym wyłączeniu zasilania uzwojeń. Na rysunku 7 pokazano przykładową rodzinę charakterystyk statycznych dwupasmowego silnika SRM 4/2 z niesymetrycznym wirnikiem oraz skokową szczeliną powietrzną uzyskane w wyniku badań laboratoryjnych. Charakterystyki te wyznaczono dla różnych wartości prądu pasmowego. Jak można zauważyć przepływ prądu pasmowego powyżej kąta 110° powoduje generowanie ujemnej wartości momentu pasmowego.



Rys.6. Przebiegi czasowe prądów pasmowych dwupasmowego silnika SRM z niesymetrycznym wirnikiem

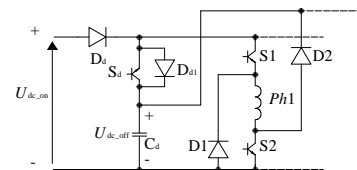


Rys.7. Zależność momentu T_e w funkcji kąta położenia wirnika θ dla $I = \text{var}$ dwupasmowego silnika SRM z niesymetrycznym wirnikiem

Dla uniknięcia tego problemu wymagane jest odpowiednio wcześniejsze wyłączenie zasilania uzwojeń lub szybsze rozładowywanie zgromadzonej w nich energii.

3. Proponowany układ zasilania SRM

Na rysunku 8 pokazano proponowany układ zasilania, który pozwala na znacznie szybsze rozładowanie zgromadzonej energii w polu magnetycznym maszyny. Proponowany układ oznaczono jako H+1.



Rys.8. Proponowany układ zasilania oznaczony jako H+1

W porównaniu do układu przedstawionego na rysunku 5b w proponowanym układzie (rys.8) zastosowano dodatkowo łącznik S1 oraz diodę D1. Zastosowanie łącznika S1 i diody D1 powoduje, że łącznik Sd może być załączany w dowolnej chwili nie wydłużając czasu opadania prądu pasmowego, ale go skracając pod warunkiem, że łącznik S1 będzie wyłączony. Ponadto układ umożliwia generowanie stanu zerowego napięcia.

W zależności od kombinacji stanów kluczy (załączonych lub wyłączonych) zmienia się przepływ energii w układzie. W proponowanym rozwiązaniu możliwe są następujące tryby pracy układu:

- Klucze S1 i S2 są załączone, a klucz Sd – wyłączony. W tym trybie pracy układu uzwojenie silnika jest zasilane napięciem U_{dc_on} .
- Klucze S1, S2 i Sd są załączone. W tym trybie pracy układu uzwojenie silnika zasilane jest napięciem U_{dc_off} jeśli napięcie na kondensatorze (U_{dc_off}) jest większe od U_{dc_on} , i napięciem U_{dc_on} w przeciwnym wypadku.
- Klucz S1 jest wyłączony, S2 jest załączony, a klucz Sd może być w dowolnym stanie,

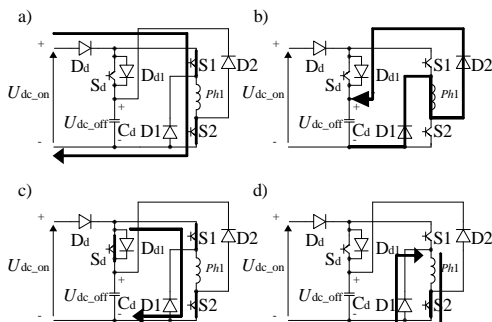
wówczas na uzwojeniu występuje stan zerowego napięcia.

- Klucz S1 jest załączony, a klucze S2 i S_d są wyłączone – energia z uzwojenia jest przełączana do kondensatora przez diodę D2.

- Klucz S2 jest wyłączony, a klucze S_d i S1 są załączone to na uzwojeniu występuje stan zerowego napięcia, a prąd płynie przez uzwojenie, diodę D2 i klucze S1 i S_d.

4. Proponowany sposób sterowania dwupasmowego silnika SRM

Stosując proponowany układ do zasilania dwupasmowego silnika SRM 4/2 z wirnikiem o skokowo zmieniającej się szczelinie powietrznej, pomimo szerokiego przedziału zasilania można skrócić czas opadania prądu w paśmie odchodzącym poprzez odpowiednie sterowanie kluczami układu. Przy rozpatrywaniu pracy układu przyjęto, że w chwili początkowej napięcie na kondensatorze U_{dc_off} jest większe od napięcia zasilającego U_{dc_on} . Na rysunku 9 pokazano typowe stany pracy układu H+1 związane z przepływem energii.



Rys. 9. Typowe stany pracy układu H+1: zasilanie napięciem U_{dc_on} (a), zwrot energii z warunkiem początkowym $U_{dc_off}=U_{dc_on}$ (b), rozładowywanie kondensatora C_d (c), praca w pętli zerowego napięcia (d)

Na rysunku 9a pokazano stan kiedy uzwojenie jest zasilane napięciem U_{dc_on} (zamknięte klucze S1 i S2 oraz otwarty klucz S_d). Po załączeniu klucza S_d (rys. 9c) uzwojenie jest zasilane napięciem U_{dc_off} (o wartości wyższej niż U_{dc_on}). Moment załączenia klucza S_d powinien być tak dobrany, aby zgromadzona energia w kondensatorze C_d zdążyła się rozładować przed wyłączeniem kluczy S1 i S2. Wyłączenie (klucze S1 i S2 otwarte) zasilania uzwojenia może odbywać się przy wyłączonym kluczu S_d (rys.9b). Warunek, że $U_{dc_off}=U_{dc_on}$ w przypadku wcześniejszego wyłączenia klucza S_d może zapewnić dioda

Dd1. Przy rozładowanym kondensatorze C_d napięcie w momencie rozpoczęcia procesu rozładowania zgromadzonej energii będzie równe $U_{dc_off}=U_{dc_on}$. Zwrot energii do kondensatora C_d powoduje szybki wzrost napięcia U_{dc_off} . Tym samym prowadzi to do znacznego skrócenia procesu rozładowania zgromadzonej energii w polu magnetycznym. W układzie możliwa jest praca w pętli tzw. zerowego napięcia (rys.9d). Jest to stan pracy układu niezależny od klucza S_d.

Zastosowanie napięcia $U_{dc_off}>U_{dc_on}$ powoduje z jednej strony szybsze rozładowanie zgromadzonej energii w uzwojeniach, ale jednocześnie prowadzi do wzrostu poziomu wibroakustyki silnika. Na skutek szybszego zmniejszania się wartości płynącego prądu w uzwojeniu, równie szybko zmniejsza się naprężenie mechaniczne obwodu magnetycznego stojana. Gwałtowna zmiana naprężenia obwodu magnetycznego powoduje zwiększenie poziomu wibrakustyki [2].

5. Model matematyczny i symulacyjny

Badania proponowanego układu zasilającego przeprowadzono w oparciu o model symulacyjny zbudowany na podstawie modelu matematycznego maszyny SRM. Przy formułowaniu modelu matematycznego założono pomijalność prądów wirowych w rdzeniu stojana i wirnika. Zakładając, że w przypadku nieliniowości obwodu magnetycznego wektor strumieni skojarzonych $\Psi(\theta, \mathbf{i})$ zależy od kąta obrotu wirnika θ i od N prądów w poszczególnych pasmach i_1, \dots, i_N uzwojeń maszyny, według definicji [8]:

$$\Psi(\theta, \mathbf{i}) = [\psi_1(\theta, i_1, \dots, i_N), \dots, \psi_N(\theta, i_1, \dots, i_N)]^T \quad (1)$$

równania N -pasmowej maszyny SRM mają strukturę:

$$\mathbf{u} = \mathbf{R}\mathbf{i} + \frac{d}{dt}\Psi(\theta, \mathbf{i}) \quad (2)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} + D\omega + T_L = T_e(\theta, \mathbf{i}) \quad (3)$$

$$T_e(\theta, \mathbf{i}) = \frac{\partial W_c^*(\theta, \mathbf{i})}{\partial \theta} \quad (4)$$

gdzie wektory napięć \mathbf{u} , prądów \mathbf{i} oraz macierz rezystancji \mathbf{R} są zdefiniowane:

$$\mathbf{u} = [u_1, \dots, u_N]^T, \mathbf{i} = [i_1, \dots, i_N]^T,$$

$$\mathbf{R} = \text{diag}(R_1, \dots, R_N).$$

Ponadto w równaniach (1) – (4) zastosowano następujące oznaczenia: θ – kąt obrotu wirnika, J – moment bezwładności wirnika, D – współczynnik tarcia lepkiego, T_L – moment obciążenia, $\omega = d\theta/dt$ – prędkość kątowna wirnika, T_e – moment elektromagnetyczny, $W_c^*(\theta, \mathbf{i})$ – koenergia pola magnetycznego w szczelinie powietrznej maszyny.

Zakładając, że strumienie poszczególnych pasm ψ_1, \dots, ψ_N można przedstawić w postaci sumy strumieni, z których każdy zależy tylko od jednego prądu pasma, według definicji:

$$\Psi(\theta, \mathbf{i}) = \left[\sum_{j=1}^N \psi_{1j}(\theta, i_j) \quad \dots, \quad \sum_{j=1}^N \psi_{Nj}(\theta, i_j) \right]^T \quad (5)$$

wyrażenie na moment elektromagnetyczny T_e dla N pasmowej maszyny reluktancyjnej przełączalnej (4) można zapisać w postaci [8]:

$$T_e(\theta, i_1, \dots, i_N) = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^i \frac{\partial}{\partial \theta} \int_0^{i_j} \psi_{ij}(\theta, i_j) di_j \quad (6)$$

Na potrzeby budowy modelu symulacyjnego maszyny SRM zakłada się, że wektor strumieni skojarzonych (5) można zapisać w postaci:

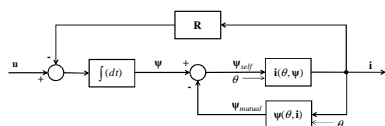
$$\Psi(\theta, \mathbf{i}) = \Psi_{self}(\theta, \mathbf{i}) + \Psi_{mutual}(\theta, \mathbf{i}) \quad (7)$$

gdzie, wektory, tzw. strumieni własnych i wzajemnych są zdefiniowane:

$$\Psi_{self}(\theta, \mathbf{i}) = \left[\psi_{11}(\theta, i_1) \quad \dots, \quad \psi_{NN}(\theta, i_N) \right]^T \quad (8)$$

$$\Psi_{mutual}(\theta, \mathbf{i}) = \left[\sum_{j=2}^N \psi_{1j}(\theta, i_j) \quad \dots, \quad \sum_{j=1}^{N-1} \psi_{Nj}(\theta, i_j) \right]^T \quad (9)$$

Na rysunku 10 przedstawiono schemat blokowy struktury modelu symulacyjnego równań napięciowo-prądowych (2) silnika SRM, uwzględniającego wzajemne sprzężenia pomiędzy pasmami.



Rys.10. Schemat blokowy równań napięciowo-prądowych modelu maszyny SRM

Jak widać z rysunku 10 koniecznym jest wyznaczenie charakterystyk odwrotnych, tj. określających związki pomiędzy prądem danego pasma, a jego strumieniem. Omawiane związki na podstawie założenia o wzajemnej

jednoznaczności takiego przekształcenia określa funkcja \mathbf{f} , zależna od kąta obrotu wirnika θ i wektora strumienia Ψ_{self} , którą można zapisać w postaci:

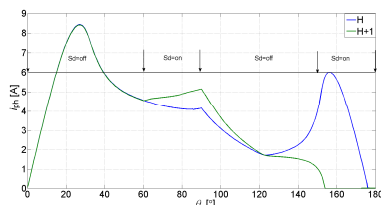
$$\mathbf{i} = \mathbf{f}(\theta, \Psi_{self}) \quad (10)$$

Schemat blokowy z rysunku 10 stanowi podstawę budowy modelu symulacyjnego maszyny SRM uwzględniającego sprzężenia pomiędzy pasmami. Pełny schemat symulacyjny należy uzupełnić o schemat struktury układu elektromechanicznego reprezentujący równanie momentów (3) oraz blok obliczania momentu elektromagnetycznego według zależności (6).

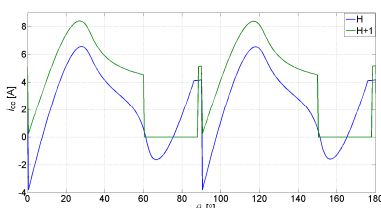
6. Wyniki badań symulacyjnych

Dla określenia właściwości zaproponowanego układu H+1 zostały przeprowadzone badania symulacyjne. Jako obiekt badań wybrano dwupasmowy silnik SRM z niesymetrycznym obwodem magnetycznym wirnika. Silnik ten został zaprojektowany do napędu wysokoobrotowego o wymaganej prędkości obrotowej $n_N=45000$ obr/min oraz wymaganej mocy na wale 700W. Badania symulacyjne prowadzono dla dwóch układów zasilających, typu H (rys.1a) oraz proponowanego H+1 (rys.8). Dla porównania pracy obu układów zasilających przyjęto następujące warunki: $U_{dc}=310V$, $n_N=45000$ obr/min, $\theta_{on}=0^\circ$, $\theta_{off}=90^\circ$ oraz pojemność dodatkowa $C_d=20 \mu F$. Na rysunkach 11 - 14 pokazano odpowiednio prąd pasma i_{ph} (rys.11), prąd źródła i_{dc} (rys.12), napięcie pasmowe u_{ph} (rys.13) oraz moment elektromagnetyczny T_e (rys.14) w funkcji kąta położenia wirnika θ dla układów H i H+1.

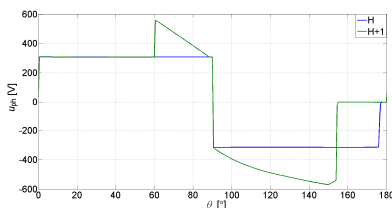
W przypadku silnika dwupasmowego z niesymetrycznym obwodem magnetycznym wirnika zastosowanie proponowanego układu H+1 pozwala na znacznie późniejsze wyłączenie zasilania pasm. W konsekwencji pozwala to na ograniczenie tętnień momentu oraz wzrost jego wartości średniej T_{eav} (rys.14). Jest to spowodowane skróceniem czasu wymaganego na rozładowanie zgromadzonej energii w polu magnetycznym. Prąd pasma i_{ph} , który płynie w zakresie opadającego profilu indukcyjności, przy zastosowaniu układu H+1 nie ma już tendencji do wzrostu, jaki obserwowano w warunkach laboratoryjnych (rys.6) czy też symulacyjnych (rys.11).



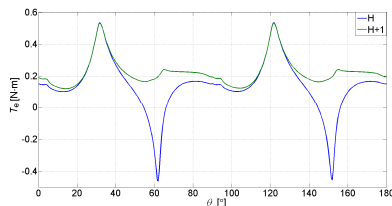
Rys.11. Zależność prądu pasma i_{ph} w funkcji kąta położenia wirnika θ dla układów H i H+1



Rys.12. Zależność prądów źródła i_{dc} w funkcji kąta położenia wirnika θ dla układów H i H+1



Rys.13. Zależność napięcia u_{ph} w funkcji kąta położenia wirnika θ dla układów H i H+1



Rys.14. Zależność momentu T_e w funkcji kąta położenia wirnika θ dla układów H i H+1

7. Wnioski

W pracy przedstawiono wyniki badań związanych z opracowaniem koncepcji układu przeznaczanego do zasilania silników SRM, a oznaczonego jako H+1. Koncepcja pracy tego układu zakłada zwrot energii do dodatkowego kondensatora o pojemności C_d (rys.8). Jednocześnie sterowanie dodatkowym kluczem S_d , powinno zapewniać szybsze rozładowanie zgromadzonej energii w polu magnetycznym. Dzięki temu możliwe jest znacznie późniejsze wyłączenie zasilanego uzwojenia co zwiększa wartość średnią wytwarzanego momentu elektromagnetycznego przy jednoczesnym ograniczeniu jego tętnień. Proponowany układ moż-

na stosować w silnikach o dowolnej liczbie pasm stojana. Do wad układu należy zaliczyć zwiększenie liczby koniecznych elementów energoelektronicznych oraz konieczność stosowania dodatkowej pojemności. W odniesieniu do klasycznego układu typu H wzrastają też wymagania napięciowe stosowanych elementów energoelektronicznych.

8. Literatura

- [1]. Miller T.J.E: Switched reluctance motor and their control. *Magna Physics Publishing*, Hillsboro, OH, and Oxford, 1993.
- [2]. Krishnan R: Switched reluctance motor drives. Modeling, simulation, analysis, desing, and applications, *CRC Press LLC*, 2003.
- [3]. Dong-Hee L., Huynh K.M.K., Jin-Woo A.: The performance of 2-phase high speed SRM with variable-air rotor poles for blower system. *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp.1595-1598, 2010.
- [4]. Tomczewski K., Łukaniszyn M., Witkowski A., Wróbel K., Jagieła M.: Rotor Shape Optimization of a Switched Reluctance Motor, *Monograph Intelligent Computer Techniques in Applied Electromagnetics, vol. 119, Chapter C, Applications of Computer Methods, Springer*, pp. 217 – 221, 2008.
- [5]. Rolim L.G.B., Suemitsu W. I., Watanabe E. H., Hanitsch R.: Development of an improved switched reluctance motor drive using a soft-switching converter, *IEE Proceedings Electrical Power Applications*, Vol.146, Issue:5, 1999, pp.488-494
- [6]. Tomczewski K: Układy zasilania rozszerzające zakres pracy przełączalnych silników reluktancyjnych, *Politechnika Opolska, Studia i Monografie*, z.321, ISSN 1429-6063, Opole 2012.
- [7]. Korkosz M.: Analiza wpływu wybranych parametrów na właściwości wysokoobrotowych silników reluktancyjnych przełączalnych, *Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej*, ISBN 978-83-7199-869-4, Rzeszów, 2013.
- [8]. Prokop J.: Modelowanie matematyczne maszyn elektrycznych przełączalnych, *Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej*, ISBN 978-83-7199-867-8, Rzeszów, 2013.

Praca wykonana w ramach projektu badawczego NN511 312 440

Autorzy

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