

## Wysokoobrotowy napęd z dwupasmowym silnikiem reluktancyjnym przełączalnym

**Streszczenie.** Artykuł dotyczy wysokoobrotowego napędu z silnikiem reluktancyjnym przełączalnym (SRM) o konfiguracji 4/2. Zastosowanie niesymetrycznego wirnika pozwala uzyskać moment rozruchowy w każdym jego położeniu. W ramach niniejszej pracy zaprezentowano wyniki badań symulacyjnych oraz przedstawiono koncepcję sterowania dwupasmowego silnika reluktancyjnego przełączalnego z jednym czujnikiem kąta położenia wirnika i regulacją kątów sterujących.

**Abstract.** The paper concern a high-speed drive with the 4/2 Switched Reluctance Motor. The use of an asymmetrical rotor allows to obtain a start-up torque in each rotor position. Within this paper results of simulation studies and the concept of control of the two-phase Switched Reluctance Motor with an one sensor of a rotor position and a regulation of control angles were presented. (A high-speed drive with the two-phase Switched Reluctance Motor).

**Słowa kluczowe:** silnik reluktancyjny przełączalny, napęd wysokoobrotowy, model matematyczny, model symulacyjny.

**Keywords:** switched reluctance motor, high-speed drive, mathematical model, simulation model.

### Wstęp

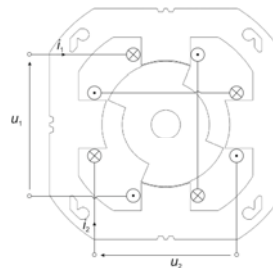
W sprzęcie gospodarstwa domowego takim jak odkurzacze, sokowirówki, roboty kuchenne powszechnie stosowane są silniki komutatorowe prądu przemiennego. Tego typu napędy posiadają szereg wad, do których należy zaliczyć między innymi generowanie zakłóceń elektromagnetycznych, podatność na uszkodzenia oraz mniejszą sprawność w odniesieniu do napędów bezkomutatorowych. Alternatywnym rozwiązaniem mogącym zastąpić silniki komutatorowe są silniki reluktancyjne przełączalne (SRM – Switched Reluctance Motors) charakteryzujące się bardzo prostą budową, brakiem komutatora, brakiem uzwojeń i magnesów trwałych na wirniku. Dodatkowo tego typu silniki posiadają bardzo dobre właściwości regulacji prędkości w szerokim zakresie i charakteryzują się wyższą sprawnością w porównaniu do silników komutatorowych. Napędy z SRM ze względu na prostą konstrukcję wirnika, bardzo dobrze nadają się do zastosowań w urządzeniach wysokoobrotowych [1]-[3]. Wadą tego typu napędów są stosunkowo duże pulsacje momentu oraz generowany hałas wynikający z impulsowego zasilania uzwojeń. W ostatnim czasie prowadzonych było szereg prac na temat napędów wysokoobrotowych z silnikami reluktancyjnymi przełączalnymi [2]-[7]. Ogólnie napędy wysokoobrotowe SRM posiadają konstrukcję dwupasmową 4/2, która zapewnia zmniejszenie częstotliwości łączeń, a tym samym zmniejszenie strat w rdzeniu silnika oraz w układzie przekształtnika. Ograniczenie liczby pasm silnika do dwóch powoduje znaczące ograniczenie kosztów układu sterowania, gdyż zmniejsza się liczba zastosowanych tranzystorów i diod mocy, które stanowią główny koszt układu sterowania. W napędach wysokoobrotowych przeznaczonych np. do agregatów ssących odkurzaczy, gdzie występuje praca jednokierunkowa można zastosować dwupasmowy silnik SRM z niesymetrycznym wirnikiem. Cechą charakterystyczną tego typu rozwiązania jest możliwość wytwarzania momentu w każdym położeniu wirnika w odróżnieniu od dwupasmowej konstrukcji SRM z wirnikiem symetrycznym [3]-[5]. Istotnym problemem jest sposób sterowania tego typu silnikiem. W pracy [6] zastosowano technikę minimalizacji pulsacji momentu przy wysokich prędkościach wirnika. Natomiast w pracy [7] omówiono rozwiązanie sterownika SRM z zastosowaniem procesora sygnałowego.

Celem niniejszej pracy jest analiza właściwości wysokoobrotowego napędu z dwupasmowym silnikiem

reluktancyjnym przełączalnym. Analizę tę dokonano w oparciu o uzyskane wyniki badań symulacyjnych. Wyniki tych badań pozwoliły na opracowanie sposobu sterowania dwupasmowego wysokoobrotowego silnika SRM z zastosowaniem jednego czujnika położenia wirnika i regulacją kątów załączenia i wyłączenia. Metodę tę zaimplementowano w praktycznym układzie sterownika SRM, w którym zastosowano 8-bitowy mikrokontroler. Zaletą takiego rozwiązania jest niska cena mikrokontrolera.

### Model matematyczny dwupasmowego silnika SRM

Objektem modelowania matematycznego jest dwupasmowy silnik SRM o konstrukcji 4/2 (rys.1) dla którego zaproponowano model obwodowy, tzw. strumieniowy.



Rys.1. Geometria maszyny SRM 4/2 z niesymetrycznym wirnikiem

Pomijając prądy wirowe w rdzeniu stojana i wirnika, zjawisko histerezy magnetycznej oraz zakładając, że w przypadku nieliniowości obwodu magnetycznego strumienie skojarzone poszczególnych pasm  $\psi_1$ ,  $\psi_2$  zależą od kąta położenia wirnika  $\theta$  i od dwóch prądów pasmowych  $i_1, i_2$ , równania silnika można zapisać w postaci:

$$(1) \quad u_1 = R_1 i_1 + \frac{d}{dt} \psi_1(\theta, i_1, i_2)$$

$$(2) \quad u_2 = R_2 i_2 + \frac{d}{dt} \psi_2(\theta, i_1, i_2)$$

$$(3) \quad J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_L = T_e$$

$$(4) \quad \frac{d\theta}{dt} = \omega$$

$$(5) \quad T_e = \frac{\partial W_c^*(\theta, i_1, i_2)}{\partial \theta}$$

W równaniach (1) - (5) zastosowano następujące oznaczenia:  $u_1, u_2$  – napięcia zasilania pasm,  $R_1, R_2$  –

rezystancje pasm,  $J$  – moment bezwładności wirnika,  $\omega$  – prędkość kątowna wirnika,  $B$  – współczynnik tarcia lepkiego,  $T_L$  – moment obciążenia,  $T_e$  – moment elektromagnetyczny silnika,  $W_c^*(\theta, i_1, i_2)$  – całkowita koenergia pola magnetycznego w maszynie. Wyrażenie na koenergię pola magnetycznego maszyny dwupasmowej przyjmuje formę:

$$(6) \quad W_c^*(\theta, i_1, i_2) = \int_0^{i_1} \psi_1(\theta, \bar{i}_1, 0) d\bar{i}_1 + \int_0^{i_2} \psi_2(\theta, i_1, \bar{i}_2) d\bar{i}_2$$

Zakładając, że strumienie poszczególnych pasm  $\psi_1(\theta, i_1, i_2)$ ,  $\psi_2(\theta, i_1, i_2)$  można przedstawić w postaci sumy strumieni, z których każdy zależy tylko od jednego prądu pasma, według definicji [8]:

$$(7) \quad \psi_1(\theta, i_1, i_2) = \psi_{11}(\theta, i_1) + \psi_{12}(\theta, i_2)$$

$$(8) \quad \psi_2(\theta, i_1, i_2) = \psi_{21}(\theta, i_1) + \psi_{22}(\theta, i_2)$$

równania napięciowo-prądowe (1), (2) oraz wyrażenie na moment elektromagnetyczny (5) po uwzględnieniu (6) można zapisać w postaci:

$$(9) \quad u_1 = R_1 i_1 + \frac{d}{dt} \psi_{11}(\theta, i_1) + \frac{d}{dt} \psi_{12}(\theta, i_2)$$

$$(10) \quad u_2 = R_2 i_2 + \frac{d}{dt} \psi_{21}(\theta, i_1) + \frac{d}{dt} \psi_{22}(\theta, i_2)$$

$$(11) \quad T_e = T_{e1}(\theta, i_1) + T_{e2}(\theta, i_2) + T_{e21}(\theta, i_1, i_2)$$

Poszczególne składniki momentu elektromagnetycznego (11) mają postać:

$$(12) \quad T_{e1}(\theta, i_1) = \frac{\partial}{\partial \theta} \int_0^{i_1} \psi_{11}(\theta, \bar{i}_1) d\bar{i}_1$$

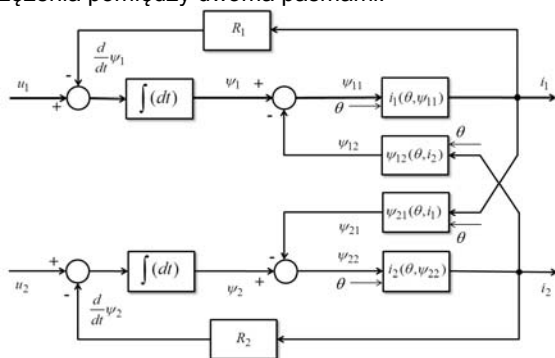
$$(13) \quad T_{e2}(\theta, i_2) = \frac{\partial}{\partial \theta} \int_0^{i_2} \psi_{22}(\theta, \bar{i}_2) d\bar{i}_2$$

$$(14) \quad T_{e21}(\theta, i_1, i_2) = \frac{\partial \psi_{21}(\theta, i_1)}{\partial \theta} i_2$$

Na podstawie założenia o wzajemnej jednoznaczności przekształcenia prądów na strumienie w procesie budowy modelu symulacyjnego koniecznym jest określenie charakterystyk odwrotnych, tj. określających związki pomiędzy prądami pasm a ich strumieniami własnymi. Związki te określają funkcje prądów obwodowych, które można zapisać w postaci:

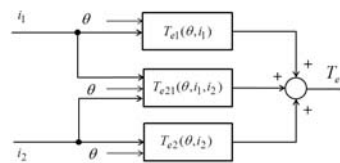
$$(15) \quad i_1 = i_1(\theta, \psi_{11}), \quad i_2 = i_2(\theta, \psi_{22})$$

Na rysunku 2 przedstawiono schemat struktury modelu symulacyjnego równań napięciowo-prądowych modelu dwupasmowej maszyny SRM uwzględniający wzajemne sprzężenia pomiędzy dwoma pasmami.



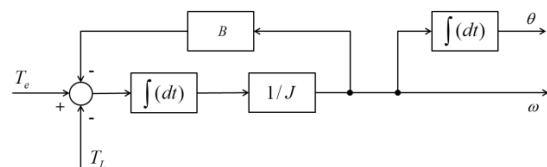
Rys.2. Schemat modelu symulacyjnego równań napięciowo-prądowych modelu dwupasmowej maszyny SRM

Schemat symulacyjny obliczania momentu elektromagnetycznego (11) dwupasmowej maszyny reluktancyjnej przełączalnej przedstawiono na rysunku 3.



Rys.3. Schemat blokowy obliczania momentu elektromagnetycznego dwupasmowej maszyny SRM

Schemat symulacyjny układu elektromechanicznego maszyny reprezentujący równanie momentów (3) przedstawiono na rysunku 4.



Rys.4. Schemat blokowy modelu symulacyjnego układu mechanicznego silnika SRM

W praktyce inżynierskiej niekiedy stosuje się modele uproszczone, w których pomija się sprzężenia pomiędzy poszczególnymi pasmami maszyny SRM, czyniąc je wzajemnie niezależnymi. Przy takim założeniu równania (9), (10) silnika można zapisać w postaci:

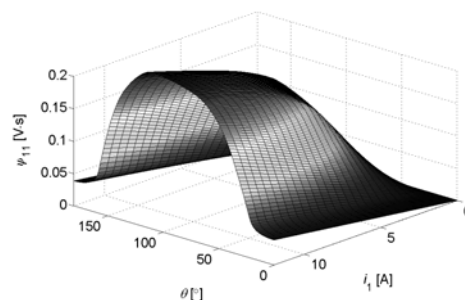
$$(16) \quad u_k = R_k i_k + \frac{d}{dt} \psi_{kk}(\theta, i_k) \quad (k=1,2)$$

a wyrażenie na moment elektromagnetyczny (11) przyjmie formę:

$$(17) \quad T_e = T_{e1}(\theta, i_1) + T_{e2}(\theta, i_2)$$

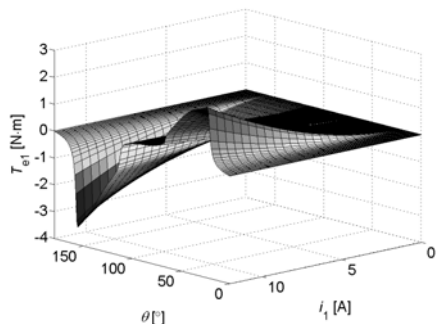
przy czym momenty składowe pochodzące od prądów poszczególnych pasm mają postać (12) i (13).

Zależności strumieni  $\psi_{11}(\theta, i_1)$ ,  $\psi_{22}(\theta, i_2)$  od kąta obrotu wirnika i prądu danego pasma są wyznaczane metodami polowymi 2D w programie FEM, a następnie zbiór tych zależności wykorzystywany jest w modelu obwodowym opisanym dla  $k=1,2$  równaniami (16) i (17). Przykładowo na rysunku 5 przedstawiono charakterystykę strumieniowo-kątowno-prądową  $\psi_{11}(\theta, i_1)$ .



Rys.5. Charakterystyka strumieniowo-kątowno-prądowa  $\psi_{11}(\theta, i_1)$

Moment elektromagnetyczny jednego pasma  $T_{ek}(\theta, i_k)$  określony wyrażeniem (12) lub (13), tj. po scałkowaniu strumienia  $\psi_{kk}(\theta, i_k)$  (np. z rysunku 5), po prądzie  $i_k$  i obliczeniu pochodnej po kącie obrotu wirnika  $\theta$  jest reprezentowany w postaci charakterystyki momentowo-kątowno-prądowej  $T_{e1}(\theta, i_1)$  pokazanej na rysunku 6.



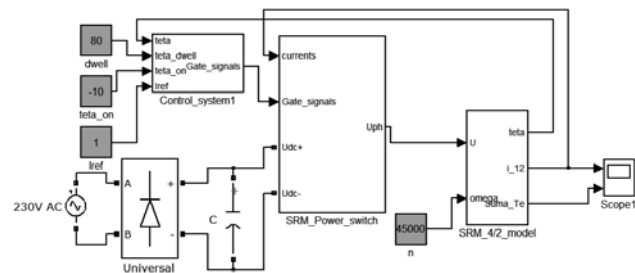
Rys.6. Charakterystyka momentowo-kątowo-prądowa  $T_{e1}(\theta, i_1)$

### Wyniki badań symulacyjnych

Obiektem badań symulacyjnych był dwupasmowy silnik reluktancyjny przełączalny o geometrii przedstawionej na rysunku 1. Parametry badanego silnika zestawiono w tabeli 1.

Tabela 1. Dane badanej maszyny SRM

Liczba biegunów stojana $N_s$	4
Liczba zębów wirnika $N_r$	2
Napięcie znamionowe	300V DC
Prędkość znamionowa wirowania wirnika $n_N$	50000 obr/min
Moc znamionowa $P_N$	700 W



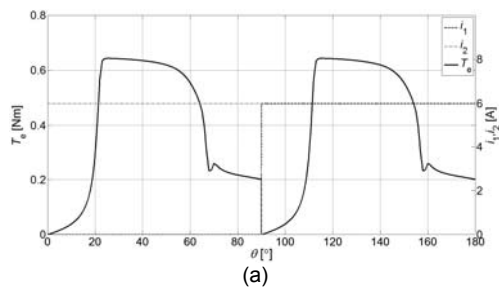
Rys.7. Schemat blokowy modelu symulacyjnego napędu SRM

Ponieważ silnik ten posiada budowę niesymetryczną w modelu symulacyjnym zastosowano charakterystyki strumieniowo-prądowo-kątowe oraz momentowo-prądowo-kątowe dla pełnego cyklu elektrycznego, które przedstawiono na rysunkach 5 i 6. Dodatknią wartością momentu silnik może wytwarzać w zakresie przemieszczania się wirnika od  $0^\circ \leq \theta \leq 110^\circ$ . Ponieważ silnik ten przeznaczony jest do bezpośredniego zasilania z sieci energetycznej 230V, oprócz modelu samego silnika i sterowanego przekształtnika zastosowano mostek prostowniczy. Model symulacyjny zbudowano w systemie Matlab/Simulink. Schemat blokowy napędu przeznaczonego do badań przy ustalonej prędkości wirnika przedstawiono na rysunku 7.

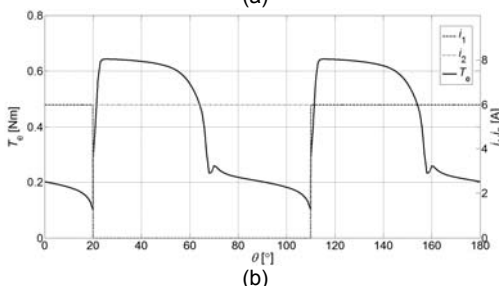
### Analiza momentu rozruchowego

Badany silnik przeznaczony jest do napędu agregatu ssącego odkurzacza, który nie wymaga dużego momentu rozruchowego. Kąt  $\theta=0^\circ$  przyjęto w punkcie niewspółosiowego położenia wirnika. Przebiegi wypadkowego momentu silnika przy wyidealizowanym prostokątnym kształcie prądów pasmowych  $i_1$  i  $i_2$ , których wartość maksymalna była równa 6A, przedziale zasilania  $\theta_{supply}=90^\circ$  i kątach załączenia  $\theta_{on}=0^\circ$  i  $\theta_{on}=20^\circ$  przedstawiono na rysunku 8. Porównując przebiegi zamieszczone na rysunkach 8a i 8b można zauważyć, że przy zasilaniu uzwojeń, gdy  $\theta_{on}=0^\circ$  i  $\theta_{supply}=90^\circ$  występują punkty, w których moment rozruchowy jest równy 0. W przypadku, gdy uzwojenia silnika są zasilane z opóźnieniem  $20^\circ$  (licząc od położenia niewspółosiowego wirnika) minimalna wartość momentu wynosi  $T_e=0.1\text{Nm}$ .

Oznacza to, że opóźnienie załączenia uzwojenia o  $20^\circ$  w znacznym stopniu zwiększa moment rozruchowy silnika, jak również zapewnia, że jest on większy od zera w każdym położeniu wirnika.



(a)

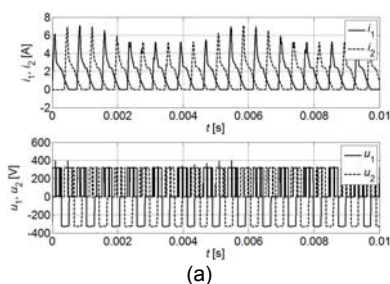


(b)

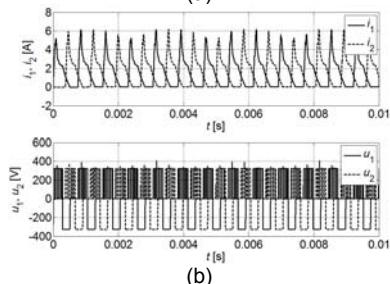
Rys.8. Przebiegi momentu silnika dla kąta zasilania  $\theta_{supply}=90^\circ$  i kąta załączenia: a)  $\theta_{on}=0^\circ$ , b)  $\theta_{on}=20^\circ$

### Regulacja napięcia przy dużych prędkościach wirnika

W przypadku napędów wysokoobrotowych SRM, zmiana prędkości poprzez modulację szerokości impulsów powoduje, że występują duże asymetrie w prądach pasmowych. Wynika, to stąd, że częstotliwość modulacji załączania uzwojeń. Taką sytuację przedstawiono na rysunku 9. Aby zmniejszyć asymetrię prądów pasmowych należałoby w tym przypadku znacznie zwiększyć częstotliwość fali nośnej sygnału PWM, to z kolei wiąże się z większymi stratami w układzie przekształtnikowym. Dlatego, w przedziale wysokich prędkości wirowania wirnika lepiej jest zastosować zmianę kątów sterujących ( $\theta_{on}$ ,  $\theta_{off}$ ). W oparciu o wyniki badań symulacyjnych zaproponowano sposób sterowania napędem dwupasmowego SRM.



(a)



(b)

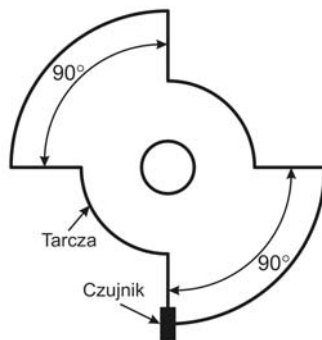
Rys.9. Przebiegi prądów ( $i_1$ ,  $i_2$ ) i napięć ( $u_1$ ,  $u_2$ ) pasmowych wyznaczonych dla prędkości  $n=39000\text{obr/min}$  i częstotliwości: a)  $f_{PWM}=8\text{kHz}$ , b)  $f_{PWM}=16\text{kHz}$



### Proponowany sposób sterowania napędem wysokoobrotowym SRM

W napędach wysokoobrotowych do detekcji położenia wirnika nie stosuje się enkoderów optycznych ze względu na ich ograniczoną prędkość pracy. W tego typu napędach stosuje się czujniki dyskretne – optyczne lub Hall'a.

Do sterowania dwupasmowej maszyny SRM 4/2 wystarczające jest zastosowanie jednego czujnika położenia i odpowiednio ukształtowanej tarczy sprzężonej bezpośrednio z wirnikiem. Tarcza ta powinna mieć wycięcie 90° (rys.10.). Symetria tarczy pozwala na sterowanie obydwu pasm silnika przy pomocy jednego czujnika, przy czym drugi sygnał sterujący uzyskuje się poprzez negację sygnału z czujnika.



Rys.10. Tarcza z czujnikiem położenia

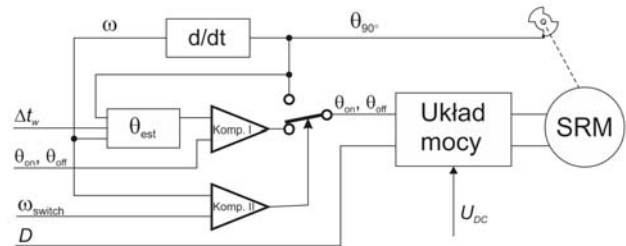
Jednak ze względu na dużą rozpiętość prędkości pracy silnika (od 0 do 5000obr/min) konieczna jest regulacja kątów załączenia  $\theta_{on}$  i wyłączenia  $\theta_{off}$ . Regulacja tych kątów wpływa zarówno na poprawę sprawności jak i na wytwarzany moment. Stąd, algorytm sterowania dwupasmowego SRM podzielono na dwie fazy pracy, zależne od prędkości wirowania wirnika, tj. fazę rozruchu oraz fazę normalnej pracy. W fazie rozruchu silnik jest zasilany bezpośrednio z czujnika położenia, gdzie kąt zasilania uzwojenia jednego pasma wynosi 90°. Faza rozruchu występuje, gdy prędkość wirowania wirnika nie przekracza 4000 obr/min. Powyżej tej prędkości silnik pracuje w fazie normalnej pracy, gdzie istnieje możliwość regulacji kątów sterujących  $\theta_{on}$  i  $\theta_{off}$ . Tarcza i czujnik położenia powinny być tak ustawione względem wirnika, aby był zapewniony minimalny moment rozruchowy w każdym położeniu wirnika.

Stosując jeden dyskretny czujnik położenia i tarczę o kącie przesłony  $\pi/2$  (rys.10) nie można w sposób bezpośredni i płynny odczytywać kąta położenia wirnika  $\theta$ . Rozwiązaniem tego problemu jest estymacja kąta położenia wirnika. Estymację można zrealizować stosując pętlę PLL (ang. Phase Locked Loop) jak opisano w pracy [9]. Jednak wymaga to zastosowania dodatkowych układów czasowolicznikowych. W napędach wysokoobrotowych, przy wysokich prędkościach obrotowych wirnika silnika energia kinetyczna zgromadzona w masach wirujących jest duża, gdyż jest funkcją kwadratu prędkości. Stąd, też zmiany prędkości wirnika w czasie w tego typu napędzie są wielokrotnie wolniejsze niż czas potrzebny na obliczenie prędkości i kąta położenia wirnika przez mikrokontroler. Jeżeli przyjąć założenie, że prędkość wirnika się nie zmienia w określonym przedziale czasowym, to estymowany kąt położenia wirnika można określić z prostej zależności

$$(18) \quad \theta_{est} = \omega \cdot t$$

gdzie:  $\omega$  - prędkość kątowna wirnika,  $t$  - czas.

Mając kąt położenia wirnika określony w dowolnej chwili czasowej ( $\theta_{est}$ ), można regulować przedział zasilania uzwojeń zmieniając kąt załączenia  $\theta_{on}$  i kąt wyłączenia  $\theta_{off}$ . Na rysunku 11 przedstawiono schemat blokowy proponowanego układu sterowania wysokoobrotowego silnika SRM 4/2.

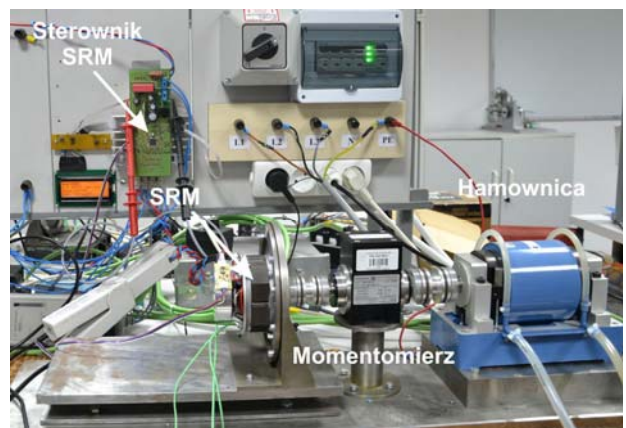


Rys.11. Proponowany schemat blokowy układu sterowania wysokoobrotowego silnika SRM 4/2

Zaletą rozwiązania przedstawionego na rysunku 11 jest możliwość jego implementacji w tanich 8-bitowych mikrokontrolerach. Pomiar prędkości odbywa się przy stałym kącie (90°). Komparator I służy do porównania kąta estymowanego  $\theta_{est}$  z kątami załączenia i wyłączenia. Komparator II służy do przełączania sygnału pomiędzy bezpośrednim sterowaniem z czujnika położenia ( $\theta_{on}$  i  $\theta_{off}$  stałe) i sterowaniem z mikrokontrolera ( $\theta_{on}$  i  $\theta_{off}$  regulowane).

### Wyniki badań laboratoryjnych

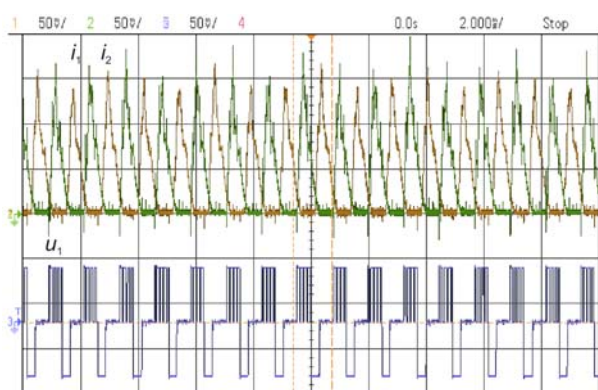
Badania przeprowadzono na modelu rzeczywistym dwupasmowego SRM 4/2 o geometrii przedstawionej na rysunku 1. Widok stanowiska badawczego przedstawiono na rysunku 12.



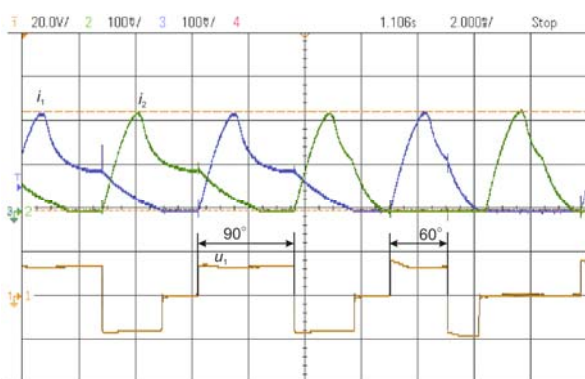
Rys.12. Widok stanowiska badawczego

Silnik zasilano ze stabilizowanego zasilacza prądu stałego o regulowanym napięciu od 0 do 311V. Na rysunku 13 przedstawiono oscylogram prądów pasmowych  $i_1$  i  $i_2$  i napięcia pasmowego  $u_1$  zarejestrowanych przy prędkości wirnika  $n=22680$  obr/min. Częstotliwość fali nośnej sygnału PWM była równa  $f_{PWM}=8\text{kHz}$ . Współczynnik wypełnienia sygnału PWM wynosił  $D=0.8$ . Zbyt mała częstotliwość fali nośnej sygnału PWM powoduje dużą asymetrię prądów pasmowych, co wyraźnie widać na rysunku 13. Na rysunku 14 przedstawiono przykładowy oscylogram prądów pasmowych  $i_1$ ,  $i_2$  oraz napięcia  $u_1$  zarejestrowany podczas skokowej zmiany kąta wyłączenia, który spowodował zmniejszenie przedziału zasilania z 90 do 60 stopni. Zarejestrowany moment związany jest z przejściem ze sterowania bezpośredniego z czujnika położenia do

sterowania z estymacją kąta położenia wirnika, której algorytm zaimplementowano w 8-bitowym mikrokontrolerze.

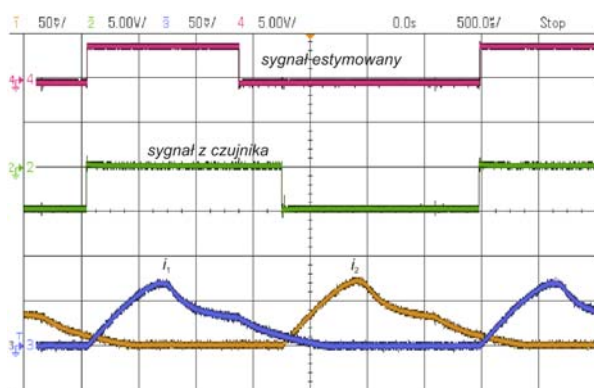


Rys.13. Oscylogram prądów pasmowych ( $i_1$ ,  $i_2$ ) i napięcia pasmowego ( $u_1$ ) dla prędkości  $n=22680\text{obr/min}$ ,  $f_{\text{PWM}}=8\text{kHz}$



Rys.14. Oscylogram prądów pasmowych ( $i_1$ ,  $i_2$ ) i napięcia pasmowego ( $u_1$ ) obrazujący skokową zmianę przedziału zasilania z  $90^\circ$  na  $60^\circ$

Na rysunku 15 przedstawiono oscylogram, na którym są przebiegi prądów pasmowych (1 i 3) oraz przebiegi sygnałów z czujnika położenia (2) oraz sygnału wyjściowego estymowanego (4) dla kątów  $\theta_{\text{on}}=0^\circ$  i  $\theta_{\text{off}}=70^\circ$ .



Rys.15. Oscylogram prądów pasmowych  $i_1$ ,  $i_2$  oraz sygnałów sterujących z czujnika położenia (2) i sygnału estymowanego (4) dla kątów  $\theta_{\text{on}}=0^\circ$  i  $\theta_{\text{off}}=70^\circ$

## Wnioski

Korzystając z modelu matematycznego oraz obliczeń FEM opracowano model symulacyjny dwupasmowej maszyny SRM. Na podstawie uzyskanych wyników symulacyjnych zaprojektowano i wykonano układ sterowania dwupasmowym silnikiem reluktancyjnym przełączalnym 4/2 z zastosowaniem 8-bitowego mikrokontrolera. Na podstawie otrzymanych wyników badań symulacyjnych i eksperymentalnych, stwierdzono, że:

- Podczas rozruchu kąt zasilania powinien mieścić się w przedziale  $90^\circ$  do  $110^\circ$ , aby zapewnić dostateczny moment rozruchowy, przy czym kąt załączenia powinien być dostosowany do przedziału zasilania.
- Przy sterowaniu PWM i wysokiej prędkości wirowania wirnika występuje duża niesymetria prądów pasmowych, dlatego regulacja prędkości w takich warunkach powinna być realizowana poprzez zmianę kąta załączenia.
- Sterowanie SRM 4/2 może być zrealizowane z zastosowaniem jednego czujnika położenia, przy czym regulacja kątów załączenia i wyłączenia wymaga estymacji kąta położenia wirnika.
- Zaletą opracowanego algorytmu sterowania jest możliwość implementacji go w tanim 8-bitowym mikrokontrolerze.

Praca wykonana w ramach projektu badawczego NN511312440

## LITERATURA

- [1] Hamdy R., Fletcher J.E., Williams B.W.: Bidirectional starting of a symmetry two-phase switched reluctance machine, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 15, No. 2, 2000, pp.211-217.
- [2] Wen Ding, Ling Liu, Jianyong Lou: Design and control of a high-speed switched reluctance machine with conical magnetic bearings for aircraft application, *Electric Power Applications, IET*, vol. 7, Issue: 3, 2013, pp. 179 - 190
- [3] Khater M.M., Afifi W.A., Ei-Khazendar M.A.: Operating performances of a two-phase switched reluctance motor, *11-th International Power Systems Conference, MEPCON 2006*, Vol. 2, pp. 636-642.
- [4] Wróbel K., Tomczewski K.: Jednoczesna optymalizacja kształtu obwodu magnetycznego i parametrów zasilania przełączalnego silnika reluktancyjnego, *Przegląd Elektrotechniczny*, 2009 R 85, Nr 3, 2009, s. 107-110.
- [5] Bogusz P., Korkosz M., Prokop J.: Analiza rozwiązań konstrukcyjnych silników reluktancyjnych przełączalnych przeznaczonych do napędów wysokoobrotowych, *Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne* Nr 1/2012 (94), str. 25-31
- [6] So-Yeon Ahn, Jin-Woo Ahn, Dong-Hee Lee: A Novel Torque Controller Design for High Speed SRM using Negative Torque Compensator, *IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE)*, 2011, pp. 937 - 944
- [7] Qingqing Ma, Daqiang Bi, Baoming Ge: Digital Control Issue of High Speed Switched Reluctance Motor, *IEEE International Symposium on Industry Electronics (ISIE)*, 2012, pp: 641 – 646
- [8] Bogusz P., Korkosz M., Prokop J., Analiza wpływu sprzężeń międzypasmowych na właściwości dwukanałowego silnika reluktancyjnego przełączalnego, *Przegląd Elektrotechniczny*, R. 88 NR 8/2012, pp. 309-316
- [9] Deskur, J., Maciejuk, A.: Application of digital phase locked loop for control of SRM drive, *European Conference on Power Electronics and Applications*, 2007, pp: 1 - 6

**Autorzy:** dr inż. Piotr Bogusz, E-mail: [pboqu@prz.edu.pl](mailto:pboqu@prz.edu.pl),  
dr hab. inż. Mariusz Korkosz, E-mail: [mkosz@prz.edu.pl](mailto:mkosz@prz.edu.pl),  
dr hab. inż. Jan Prokop, E-mail: [jprokop@prz.edu.pl](mailto:jprokop@prz.edu.pl), Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów