AGH Akademia Górniczo-Hutnicza, Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Inżynierii Biomedycznej

doi:10.15199/48.2015.02.30

Metoda bezczujnikowego sterowania napędem SRM na podstawie sygnału prądu maszyny

Streszczenie. W artykule przedstawiono wyniki prac badawczych nad układem sterowania napędem z przełączalnym silnikiem reluktancyjnym (SRM) bez mechanicznego czujnika położenia wirnika. Sygnał położenia wirnika wytwarzany jest na podstawie bieżącego pomiaru indukcyjności uzwojenia maszyny, dokonywanego przez analizę kształtu chwilowej wartości prądu fazowego maszyny. Przedstawiono ideę pomiaru, realizację praktyczną oraz wyniki badań laboratoryjnych, dotyczących pracy napędu SRM realizującego proponowany sposób sterowania.

Abstract The paper shows research results and laboratory tests of sensorless controlled SRM drive system, in which the commutation angle of rotor is calculated on the base of phase current analysis. The idea of measure, practical realization of control and comparison of laboratory test results are presented. (Sensorless control system of SRM drive)

Słowa kluczowe: przełączalny silnik reluktancyjny, bezczujnikowe sterowanie. Keywords: switched reluctance motor, sensorless control.

Wstęp

Powszechnie znane są zalety przełączalnego silnika reluktancyjnego (SRM) w układach napędowych. Wśród najważniejszych wymieniana jest prosta i zwarta budowa, brak uzwojeń w wirniku, brak magnesów trwałych. Z uwagi na te zalety stale rozszerza się obszar praktycznych zastosowań.

Dla prawidłowego sterownia pracą przełączalnego silnika reluktancyjnego konieczna jest informacja o położeniu kątowym wirnika maszyny, albo przynajmniej o pewnych określonych, charakterystycznych położeniach tego wirnika. Użycie mechanicznego przetwornika położenia kątowego, jakkolwiek możliwe, jest jednak niewygodne, znacznie zmniejsza niezawodność i podnosi koszty napędu, stąd też problem odtwarzania położenia wirnika maszyny na podstawie dostępnych sygnałów o charakterze elektrycznym jest znany i szeroko rozważany przez wielu autorów i konstruktorów [1] - [14]. W praktyce jest stosowanych kilka podstawowych rozwiązań, w tym pomiar indukcyjności fazy w danym położeniu wirnika przez załączanie w fazach maszyny dodatkowych impulsów pomiarowych.

W tej pracy proponowane jest użycie do sterowania przełączalnym silnikiem reluktancyjnym (SRM) koncepcji pomiaru indukcyjności uzwojenia maszyny, dokonywanego przez analizę kształtu chwilowej wartości prądu fazowego maszyny.



Rys. 1. Schematyczny przekrój poprzeczny silnika SRM 6/4

Problematyka sterowania napędem SRM jest w tym artykule rozważana na przykładzie silnika, posiadającego 6 biegunów na stojanie i 4 bieguny na wirniku (tzw. silnik 6/4). Jego schematyczny przekrój poprzeczny został pokazany na rysunku 1. Uzwojenia biegunów 1 i 1', 2 i 2', 3 i 3' są ze sobą połączone. Z analizy podstaw wytwarzania momentu w silniku reluktancyjnym bezpośrednio wynika, że aby wytworzyć w silniku największą jego wartość przy zadanym prądzie należy wymusić przepływ tego prądu przez dane uzwojenie silnika w zakresie takich położeń kątowych wirnika względem stojana, dla których pochodna indukcyjności tego uzwojenia względem kąta obrotu wirnika przyjmuje największe wartości (indukcyjność zmienia się najszybciej). Idealizowane przebiegi indukcyjności fazowych i prądów fazowych w funkcji kąta położenia wirnika zostały pokazane na rysunku 2.





Z rysunku 2 wynika, że przebiegi indukcyjności własnych faz silnika SRM (oznaczone tu odpowiednio L1, L2 i L₃) w funkcji kąta położenia wirnika mają charakter funkcji okresowej odkształconej, o identycznych (w teorii) przebiegach dla poszczególnych faz silnika. Dla zapewnienia ruchu obrotowego wirnika silnika należy dla ściśle ustalonych wartości bezwzględnego kąta położenia dokonywać przełączenia prądu pomiędzy kolejnymi uzwojeniami fazowymi stojana. Aby realizacja tego celu była możliwa, niezbędna jest identyfikacja pewnych charakterystycznych położeń wirnika, dla których w każdej z faz silnika powinien zostać wymuszony przepływ prądu, w celu wytworzenia momentu o oczekiwanym kierunku i maksymalnej wartości, tak aby przełączając prąd sekwencyjnie z fazy na fazę uzyskać ruch obrotowy w żądanym kierunku.

Celem sterowania bezczujnikowego (takiego, który nie wymaga użycia czujnika położenia kątowego wirnika) jest więc wyznaczenie określonych położeń kątowych wirnika, przy których należy dokonać przełączenia prądu pomiędzy kolejnymi uzwojeniami maszyny. Istnieje wiele sposobów rozwiązania tego problemu. Przedstawiono je w pracach [1 - 12].

ldealizowany, prostokątny przebieg prądu jest oczywiście nierealizowalny w praktyce. Zwykle stosowane jest zasilanie uzwojenia fazowego maszyny ze źródła napięcia stałego, poprzez układ łączników energoelektronicznych. Dla takiego układu zasilania rzeczywisty, przykładowy przebieg prądu pokazano na rys.3.



Rys.3. Przebieg napięcia na fazie silnika i prądu tej fazy w czasie zasilania tej fazy.

Utrzymywanie ustalonej średniej wartości prądu jest realizowane za pomocą łączników energoelektronicznych, sterowanych przez regulator histerezowy (lub inny, realizujący np. modulację szerokości impulsu). Prąd w uzwojeniu fazowym silnika zwiększa swą wartość, gdy oba łączniki S1 i S2 (rys. 4a) są załączone. Wówczas uzwojenie L_f jest przyłączone do źródła napięcia zasilającego Uz.



(a) (b) Rys.4. Obwód prądu w czasie narastania (a) i opadania (b) impulsu prądu fazowego i_r. U_z – napięcie zasilające. S₁, S₂ – łączniki energoelektroniczne.

Otwarcie łącznika S1, przy zamkniętym łączniku S2 (rys.4b) powoduje zmniejszanie wartości prądu (w zakresie nieujemnych wartości pochodnej dL/dt, przy niespełnieniu tego warunku możliwy jest narost prądu). Pochodna prądu w obu stanach jest funkcją między innymi indukcyjności uzwojenia w danym punkcie pracy.

Sformułowanie koncepcji sterowania

Istota sposobu sterowania, będącego przedmiotem niniejszej pracy sprowadza się do wykorzystania do sterowania informacji zawartych w przebiegu czasowym prądu fazowego. Z tego przebiegu można bowiem uzyskać informację o chwilowej wartości indukcyjności danego uzwojenia maszyny, a wobec znanej zależności tej indukcyjności od położenia kątowego wirnika – można wyznaczyć położenia komutacyjne wirnika. Podkreślić tu trzeba jednak, że metoda ta może być stosowana jedynie wtedy, gdy obwód magnetyczny maszyny pracuje w obszarze liniowym, gdyż w obszarze nieliniowym (w zakresie nasycania obwodu magnetycznego) indukcyjność uzwojenia przestaje być jednoznaczną funkcją położenia wirnika. Zależności (1) i (2) opisują oba stany pracy obwodu uzwojenia fazowego silnika, pierwsza dotyczy prądu narastającego (obwód pokazany na rys. 4a) a druga prądu opadającego (obwód pokazany na rys. 4b), oznaczonych we wzorach odpowiednio jako i_{fd} oraz i_{fu}:

(1)
$$u_{z} = i_{fd}R_{f} + L_{f}(\theta)\frac{di_{fd}}{dt} + i_{fd}\omega\frac{dL_{f}(\theta)}{d\theta}$$

(2)
$$-u_{D} = i_{fu}R_{f} + L_{f}(\theta)\frac{di_{fu}}{dt} + i_{fu}\omega\frac{dL_{f}(\theta)}{d\theta}$$

gdzie: R_f - suma rezystancji obwodu fazy: rezystancji samego uzwojenia, rezystancji przewodzących łączników i rezystora pomiarowego prądu; U_z - napięcie zasilające; U_D – spadek napięcia na przewodzącej diodzie; Θ - kąt położenia wirnika; ω - prędkość obrotowa wirnika; L_f – indukcyjność uzwojenia fazowego

Wartości poszukiwanych pochodnych prądów i_{fd} oraz i_{fu} otrzymuje się po przekształceniu zależności (1) i (2) dalej do postaci odpowiednio (3) i (4):

(3)
$$\frac{di_{fd}}{dt} = (u_z - i_{fd}R_f - i_{fd}\omega \frac{dL_f(\theta)}{d\theta})\frac{1}{L_f(\theta)}$$

(4)
$$\frac{di_{fu}}{dt} = (u_D + i_{fu}R_f + i_{fu}\omega \frac{dL_f(\theta)}{d\theta})\frac{1}{L_f(\theta)}$$

Jak widać, pochodna prądu fazowego jest zależna od trzech składników (oprócz indukcyjności fazy):

• napięcia zasilania (dla każdego stanu pracy jego wartość jest stała),

spadku napięcia na rezystancji sumarycznej obwodu,

• składnika pochodzącego od SEM rotacji indukowanej w uzwojeniu (iloczyn prądu fazowego, prędkości kątowej wirnika oraz pochodnej $dL_f(\theta)/d\theta$).

Pochodna prądu narastającego (dodatnia) i prądu opadającego (ujemna) są w ogólnym przypadku różne co do wartości bezwzględnej. W czasie przewodzenia prądu w uzwojeniu fazowym, gdy w silniku jest wytwarzany moment, w miarę ruchu wirnika indukcyjność uzwojenia monotonicznie wzrasta (patrz rys.2.), zatem wartości bezwzględne pochodnych prądu fazowego - dodatniej i ujemnej monotonicznie maleją.

Rysuje się więc prosta koncepcja sterowania: wystarczy komparować chwilową, bieżącą wartość pochodnej prądu z jej wartością zadaną dla danego punktu komutacji, zdefiniowanego przez wartość prądu, prędkości i charakterystyki $dL_f(\theta)/d\theta$, i przełączenia prądu pomiędzy fazami maszyny dokonywać w momencie, gdy te wartości się zrównają.

W dalszej części artykułu przedstawiono problemy technicznej realizacji tej koncepcji sterowania.

Realizacja omawianej koncepcji sterowania

Badania przeprowadzono na silniku reluktancyjnym 6/4, o średnicy zewnętrznej zębów wirnika 24,9 mm, średnicy wewnętrznej zębów stojana 25,4 mm, średnicy zewnętrznej pakietu stojana 50 mm i długości pakietu 61 mm.

Na rys.5. pokazano zastosowany układ energoelektroniczny. Ponieważ z przyjętego dla sterowania założenia wynika, że w jednym czasie prąd roboczy przepływa tylko przez jedno uzwojenie fazowe silnika, to do pomiaru wartości tego prądu i jego pochodnej zastosowano jeden układ pomiarowy. Układ taki, oprócz prostoty, jest korzystny także dlatego, że sygnał prądu jest mierzony względem jednego wspólnego punktu (masy). Wysterowaniem jednego z łączników T2-T4-T6 dokonywany jest wybór fazy roboczej, zaś łącznikami z grupy T1-T3-T5 realizowana jest modulacja szerokości impulsu.

Układ był zasilany stałym napięciem U_z otrzymywanym z prostownika sieciowego. Korzystne jest wykorzystanie układu prostownika o podwyższonym współczynniku mocy [15].



Rys.5. Układ energoelektroniczny zasilania obwodów faz silnika.

Celem układu pomiarowego jest wypracowanie sygnału pochodnej prądu, który mógłby być komparowany z wartością zadaną tej pochodnej. Sygnały pomiarowe pochodnej dodatniej i ujemnej są wypracowywane w odrębnych torach, głównie z tego powodu, że progi komparacji dla tych sygnałów (wartości zadane) są różne.



Rys.6. Przebieg prądu w fazie silnika oraz dodatniej i ujemnej pochodnej tego prądu w czasie zasilania tej fazy, przy obracającym się wirniku. Pełny opis w tekście.

Na rysunku 6 pokazano oscylogramy przebiegu prądu i_f w uzwojeniu fazowym silnika oraz przebiegi pierwszej pochodnej tego prądu. Na tym rysunku sygnał pochodnej dodatniej oznaczono jako P_d (kanał 2 – kolor przebiegu niebiesko-zielony) a odwrócony sygnał pochodnej ujemnej oznaczono jako P_u (kanał 3 – kolor przebiegu fioletowy). Dla poprawy czytelności rysunku zera obu tych sygnałów zostały przesunięte.

Można zauważyć, że tak zarejestrowany sygnał pochodnej pradu nie nadaje sie bezpośrednio do wychwycenia komparacji dla określonej wartości indukcyjności. Dzieje się tak dlatego, że dwa spośród trzech składników pochodnej prądu, określone w (3) i (4) mają istotny wpływ na jej wartość. Dodatkowo jeszcze, na pochodnej daje się zauważyć prąd strat w ferromagnetyku, który nie został uwzględniony w zależnościach (1) do (4). Prąd ten, przy zmianie znaku pochodnej prądu (po przełączeniu w układzie) szybko narasta, a następnie zanika z kilkoma różnymi stałymi czasowymi. Zniekształcenie przebiegu pochodnej tego prądu spowodowane głównie występowaniem wspomnianych strat w ferromagnetyku zostało na rys. 6 zaznaczone litera A.

Należy dalej zauważyć, że wartość pochodnej prądu fazowego na końcu okresu opadania prądu (punkt oznaczony jako D) jest wyraźnie mniejsza, niż wartość pochodnej na początku kolejnego okresu opadania prądu (punkt oznaczony jako C), i to pomimo tego, ze wirnik obraca się, zatem wobec wzrostu indukcyjności pochodna powinna monotonicznie maleć. Przyczyną tego zjawiska jest, widoczna w zależnościach (3) i (4), zależność pochodnej prądu fazowego od natężenia tego prądu – większego na początku niż na końcu okresu pomiaru ujemnej pochodnej.

Aby więc sygnał pochodnej prądu mógł być użyty do komparacji, musi zostać skorygowany dla wyeliminowania wpływu opisanych wyżej czynników.

Dla dalszych rozważań prąd uzwojenia fazowego i_f rozdzielimy na dwie składowe: prąd średni i_{śr}, o wartości stałej w całym czasie przewodzenia fazy, i prąd pulsacji i_p, stanowiący różnicę pomiędzy chwilową wartością prądu fazowego i_f a prądem średnim. Prąd i_p jest w tej sytuacji oczywiście znakozmienny.

Założenie takie jest dopuszczalne, gdyż za utrzymanie średniej wartości prądu oscylującej wokół wartości ustalonej odpowiada układ regulacji, np. z regulatorem histerezowym.

(5)
$$\frac{di_{fd}}{dt} = (u_z - (i_{sr} + i_p)R_f - (i_{sr} + i_p)\omega \frac{dL_f(\theta)}{d\theta})\frac{1}{L_f(\theta)}$$

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{dL_f(\theta)}{dt} = \frac{dL_f(\theta)}{dt}$$

(6)
$$\frac{dt_{fu}}{dt} = (u_D + (i_{sr} + i_p)R_f + (i_{sr} + i_p)\omega \frac{dL_f(\theta)}{d\theta})\frac{1}{L_f(\theta)}$$

Po uporządkowaniu otrzymamy

(7)
$$\frac{di_{fd}}{dt} = \frac{u_z}{L_f(\theta)} - i_{sr} \frac{R_f + \omega \frac{dL_f(\theta)}{d\theta}}{L_f(\theta)} - i_p \frac{R_f + \omega \frac{dL_f(\theta)}{d\theta}}{L_f(\theta)}$$

(8)
$$\frac{di_{fu}}{dt} = \frac{u_D}{L_f(\theta)} + i_{sr} \frac{R_f + \omega \frac{dL_f(\theta)}{d\theta}}{L_f(\theta)} + i_p \frac{R_f + \omega \frac{dL_f(\theta)}{d\theta}}{L_f(\theta)}$$

Pierwsze dwa składniki pochodnej w zależnościach (7) i (8) nie zależą od prądu i_p fazy: prąd i_{sr} ma stałą wartość w czasie pracy fazy. Te dwa składniki tworzą sygnał, będący funkcją prędkości obrotowej ω oraz indukcyjności fazy L_f i jej pochodnej po kącie $dL/d\Theta$, przy czym w interesującym nas obszarze pracy sygnał ten jest funkcją monotoniczną, może więc być użyty do komparacji z wartością określoną dla punktu komutacji prądu faz maszyny.

Uzyskanie tej funkcji wymaga odjęcia od zmierzonego sygnału $di_f dt$ sygnału korygującego, będącego odpowiednikiem trzeciego składnika zależności (7) i (8). W omawianym układzie sygnał korygujący pochodnej prądu di_{fkor} /dt został wypracowany w bloku analogowym, przy czym dla jego określenia przyjęto wartości L_f i dL_f /d Θ odpowiadające punktowi komutacji, zatem

(9)
$$\frac{di_{fkor}}{dt} = i_p \frac{R_f + \omega \frac{dL_f(\theta)}{d\theta}}{L_k} \Big|_{L_f = L_k}$$

Przy takim zdefiniowaniu sygnału korygującego zależności (7) i (8) są ściśle słuszne jedynie dla punktu komutacji L_k, nie zmienia to jednak monotoniczności funkcji

sygnału skorygowanego, zatem w niczym nie ogranicza jego użyteczności dla przyjętej koncepcji sterowania.

Omawiana korekcja jest dokonywana w analogowych blokach korekcji prądu i pochodnej prądu. Na rysunku 7 przedstawione są skorygowane sygnały: pochodnej dodatniej i odwrócony sygnał pochodnej ujemnej.



Rys.7. Przebieg prądu w fazie silnika oraz skorygowanych sygnałów dodatniej i ujemnej pochodnej tego prądu w czasie zasilania fazy, przy obracającym się wirniku.

W chwili zmiany stanu wyjścia regulatora histerezowego sygnał pochodnej prądu zmienia się gwałtownie, i to zarówno co do wartości bezwzględnej, jak i co do znaku. W tych punktach dochodziłoby do przekroczenia progów komparacji i generowania błędnych sygnałów sterujących. Aby tego uniknąć układy obliczeniowe są blokowane (znieczulane) w stanach przełączania (zmiany stanów kluczy T1 - T6). Dodatkowo jeszcze, w czasie, gdy pochodna prądu jest dodatnia, sygnał pochodnej ujemnej byłby nieokreślony. Przez ten czas zapamiętywana jest więc wartość tego sygnału z chwili tuż przed stanem przełączania, i wartość taka jest utrzymywana przez cały czas trwania pochodnej dodatniej. Oczywiście analogicznie zapamiętywany jest sygnał pochodnej dodatniej w czasie, gdy pochodna prądu jest ujemna. Efekt działania bloku zapamiętującego jest dobrze widoczny na rysunku 11.

Proponowana korekcja sygnału pochodnej musi być dokonywana odrębnie dla sygnałów pochodnej dodatniej i pochodnej ujemnej, przy czym współczynniki skali obu sygnałów mogą się znacznie różnić. W ogólnym przypadku komutację wywoła ten tor, w którym pochodna wcześniej osiągnie obliczoną dla niej wartość progową.

Realizacja praktyczna

Na rys. 8 pokazano schemat blokowy układu sterowania, zrealizowanego według proponowanej koncepcji. Blok sterownika BS został wykonany na bazie mikrokontrolera ATMega, zaś pozostałe bloki – w technice analogowej (wspartej elementami logicznymi).

Pomiar prądu, i dalej pochodnej prądu faz silnika, dokonywany w układzie jak na rys. 5. jest obarczony jeszcze jednym istotnym błędem, związanym z konfiguracją układu energoelektronicznego i użyciem jako łączników tranzystorów POWER MOSFET o stosunkowo dużej wypadkowej pojemności dren - źródło. Przyczyny powstania tego błędu oraz możliwe środki zaradcze zostały zilustrowane na rys.9.

Po zakończeniu czasu pracy np. fazy L1 zostaje otwarty łącznik T2. Stan ten pokazuje rys.9. Prąd fazy zamyka się wtedy w obwodzie $U_z - D1 - L1 - D2 - U_z$. Prąd, będący w

szczególności prądem diody I_{D2} , maleje do zera, a następnie zmienia znak (jako prąd wybierania ładunku przestrzennego diody D2), po czym szybko spada do zera. W tym czasie potencjał anody diody D2 szybko opada, a to z kolei powoduje przepływ prądu przez wypadkowa pojemność dren – źródło łącznika T2. Prąd ten, płynąc przez rezystor pomiarowy R_p , zakłóca sygnał prądu przewodzącej już wówczas fazy L2, wprowadzając znaczny błąd do pomiaru pochodnej tego prądu, używanej w procesie regulacji.



Rys.8. Schemat blokowy układu sterowania napędu z silnikiem reluktancyjnym.

Oznaczenia: BKP – blok korekcji prądu, BWPP – blok wypracowania skorygowanych sygnałów pochodnych prądu, BKPP – blok korekcji pochodnej prądu, BS – blok sterownika, K_d , K_u – komparatory pochodnych prądu.



Rys.9. Działanie układu energoelektronicznego od chwili zakończenia pracy fazy L1.



Rys.10. Dodatkowe elementy układu energoelektronicznego, kompensujące działanie prądów wyłączania diod D2, D4 i D6.

Zjawisko to udało się zminimalizować przez dołączenie układu RC równolegle do diody D2. Utworzony został dzielnik pojemnościowy w gałęzi D2 – T2, co spowodowało, że prąd zakłócający został skompensowany prądem, płynącym przez dołączoną pojemność, a więc z pominięciem rezystora pomiarowego R_p .

Uzyskane rezultaty laboratoryjne

Rysunek 11 ilustruje sterowanie przy małej prędkości obrotowej wirnika. Należy zauważyć, że w tym zakresie prędkości sterowanie odbywa się w oparciu o badanie tylko pochodnej dodatniej. Czasy narastania prądu są relatywnie bardzo krótkie, stąd na oscylogramie widać głównie zapamiętane wartości tej pochodnej (w czasie trwania pochodnej ujemnej).

O wyborze, w zakresie niewielkich prędkości obrotowych, pomiaru tylko pochodnej dodatniej prądu decydujące znaczenie mają względy natury technicznej i wynikającej stąd dokładności tego pomiaru.



Rys.11. Przebieg prądu w fazie silnika i_f oraz dodatniej pochodnej tego prądu P_d w czasie zasilania tej fazy, przy niewielkiej prędkości obrotowej wirnika. P_d^* – próg komparacji, A – komutacja w uzwojeniach silnika.



Rvs.

12. Przebieg prądu w fazie silnika oraz dodatniej i ujemnej pochodnej tego prądu w czasie zasilania tej fazy przy średniej prędkości obrotowej wirnika.

Analizując (4) można zauważyć, że wobec bardzo małej wartości napięcia U_D (spadek napięcia na przewodzącej diodzie) oraz małej (a nawet zerowej) wartości prędkości obrotowej ω , decydujące znaczenie dla wartości pochodnej prądu ma w tym przypadku R_f – suma rezystancji obwodu przewodzącej fazy. W jej skład wchodzi rezystancja uzwojenia fazowego silnika R_L , rezystora pomiarowego R_p

oraz rezystancje przewodzących łączników energoelektronicznych. Wszystkie te rezystancje zmieniają się z temperaturą. Wartość rezystancji R_f jest zatem trudna do określenia i obarczona znacznym błędem. Z drogiej strony wartość pochodnej dodatniej zmienia się stosunkowo powoli, co pozwala na bardziej precyzyjne określenie progu komparacji. Z obu tych powodów w zakresie małych prędkości obrotowych rezygnujemy z badania pochodnej ujemnej.

Rysunek 12 pokazuje działanie układu przy większej prędkości obrotowej. Dobrze widoczne są sygnały pochodnej dodatniej (P_d) i odwrócony sygnał pochodnej ujemnej (P_u). Można zauważyć, że w zarejestrowanym przypadku komutacja w punkcie A została spowodowana osiągnięciem przez pochodną dodatnią jej progu komparacji P_d, zaś kolejna komutacja w punkcie B została spowodowana osiągnięciem przez pochodną ujemną jej progu komparacji P_u.



Rys.13. Przebieg charakterystyki mechanicznej silnika reluktancyjnego, sterowanego w omawianym układzie.

Na rysunku 13 pokazano przebieg zdjętej w charakterystyki laboratorium mechanicznej silnika sterowanego w opisanym układzie energoelektronicznym i sterowanego w przedstawiony wyżej sposób. Trzeba podkreślić, że w badanym układzie na przeszkodzie w osiągnięciu wyższych prędkości obrotowych stanęły problemy natury mechanicznej niestabilność _ konstrukcyjna i związane z nią drgania wału silnika.

Rozruch układu

Sterowanie silnikiem, zrealizowane w przedstawionej wersji, nie daje możliwości wystartowania ze stanu zatrzymania wirnika. Rozruch musi się zatem odbywać według odrębnej procedury. Procedura taka została opracowana i sprawdzona w układzie laboratoryjnym. Opisując ją jedynie w największym skrócie trzeba stwierdzić, że polega ona na przyłączeniu prądu do wybranej fazy maszyny, na podstawie pochodnej prądu wyznacza się wielkość indukcyjności tego uzwojenia przy danym położeniu wirnika i ocenia, czy znajduje się on we właściwym zakresie, i dalej, jeżeli warunek ten jest spełniony, załącza się prąd roboczy do określonej fazy silnika. Jeżeli zmierzona indukcyjność znajduje się poza właściwym zakresem, procedurę powtarza się dla kolejnego uzwojenia fazowego silnika.

Podsumowanie

Przedstawiona w pracy koncepcja sterowania silnika reluktancyjnego na podstawie analizy pochodnej prądu fazowego została sprawdzona laboratoryjnie. Uzyskane rezultaty należy uznać za zadowalające. Układ sterowania jest stosunkowo prosty. Podkreślić trzeba, że w przedstawionej wersji koncepcja ta może być stosowana do silnika, który pracuje w liniowym obszarze magnesowania.

LITERATURA

- Zarudzki J., Dziadecki A., Grzegorski J., Skotniczny J.: Bezczujnikowe sterowanie napędem SRM. Przegląd Elektrotechniczny, nr 12a, str. 183÷187, 2011.
- [2] Ehsani M., Fahimi B.: Elimination of Position Sensors in Switched Reluctance Motor Drives: State of the Art and Future Trends. *IEEE Trans. On Ind. Electronics*, vol. 49, NO. 1. February 2002, str. 40:43.
- [3] Bekiesch J., Schröder G.: A new Sensorless Control for the Switched Reluctance Machine. EPE-PEMC 2006, Portorož, Slovenia, str. 425:430.
- [4] Urbański K., Zawirski K.: Position and speed estimation of SRM. *Przegląd Elektrotechniczny*, nr 7, str. 173÷176, 2009.
- [5] Zhenwei Xu: A sensorless switched reluctance motor driver system control by detecting the derivative of the phase current. *International Conference on Electric Information and Control Engineering (ICEICE)*, 2011, str.1116÷1119.
- [6] Kai Xin, Qionghua Zhan, Zhiyuan Ma, Shuanghong Wang, Jianbo Sun: Sensorless Position Estimation of Switched Reluctance Motors Based on Gradient of Phase Current. *Przegląd IEEE International Conference on Industrial Technology, 2006* str. 2509÷2513.
- [7] Urbański K., Zawirski K.: Speed and position estimation of SRM. Proc. Of the 13th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC 2008), str. 1454÷1457, 2008.
- [8] Khalil A., Husain I., Lequesne B. Gopalakrishnan S., Omekanda A.: Four-Quadrant Puse Injection and Sliding-Mode-Observer-Based Sensorless Operation of a Switched Reluctance Machine Over Entire Speed Range Including Zero Speed. *IEEE Trans. On Ind. Electronics*, vol. 43, NO 3 May/June 2007, str. 714-723.
- [9] Fahimi B., Emadi A., Sepe R.: Four-Quadrant Position sensorless Control in SRM Drives Over the Entire Speed Range. *IEEE Trans. On Power Electronics*, vol. 20, NO. 1. January 2005, str. 154÷163.

- [10]Keunsoo H, Rae-Young KimKrishnan, R.: Position Estimation in Switched Reluctance Motor Using the First Switching Harmonics Through Fourier Series. *IEEE Trans. On Industrial electronics*, vol. 58, NO. 12. December 2011, str. 5352÷5360.
- [11] Misawa S., Miki I.: A Rotor Position Estimation Using Fourier Series of Phase Inductance for Switched Reluctance Motor. *Pinternational Symposium onPowerr Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion* SPEEDAM 2010, str. 1259÷1263.
- [12]Zarudzki J., Grzegorski J., Skotniczny J.: Metoda identyfikacji parametrów przełączalnego silnika reluktancyjnego. Przegląd Elektrotechniczny, nr 1, str. 5÷8, 2001.
- [13]Zarudzki J., Grzegorski J., Skotniczny J.: Charakterystyki mechaniczne napędu z przełączalnym silnikiem reluktancyjnym. *Przegląd Elektrotechniczny*, nr 5, str. 127÷132, 2001.
- [14] Dziadecki A., Grzegorski J., Skotniczny J.: Metoda bezczujnikowego sterowania napędem SRM. Przegląd Elektrotechniczny, nr 8, str. 317÷132, 2012.
- [15] Baszyński M.: Zasilacze o podwyższonym współczynniku mocy dla sprzętu AGD. Przegląd Elektrotechniczny, nr 3, str. 237-242, 2011.

Niniejszy artykuł powstał w wyniku prac prowadzonych w projekcie realizowanym w ramach Przedsięwzięcia pilotażowego Wsparcie badań naukowych i prac rozwojowych w skali demonstracyjnej DEMONTARTOR+, umowa nr UOD-DEM-1-153/001

Autorzy: dr inż. Aleksander Dziadecki, <u>dziadeck@agh.edu.pl</u>; mgr inż. Janusz Grzegorski, <u>grzegor@agh.edu.pl</u>; inż. Józef Skotniczny, <u>skotnicz@kaniup.agh.edu.pl</u>; Katedra Automatyki Napędu i Urządzeń Przemysłowych AGH.