

DOI: 10.5604/01.3001.0010.5222

## BILANS MOCY A HOLONOMICZNOŚĆ PRZEŁĄCZALNEGO SILNIKA RELUKTANCYJNEGO

Miroslaw Wciślik, Karol Suchenia

Politechnika Świętokrzyska, Zakład Urządzeń i Systemów Automatyki

**Streszczenie.** W artykule przedstawiono analizę bilansu mocy w równaniach ruchu prostego układu elektromechanicznego. Przeprowadzono pomiary parametrów jednofazowego silnika reluktancyjnego w funkcji kąta obrotu. Na osi wirnika zamocowano prostopadle metalowy pręt. Na podstawie oscylacji tego wahadła wyznaczono parametry układu elektromechanicznego. Porównano parametry równania ruchu otrzymanego z eksperymentu z równaniami ruchu Lagrange'a drugiego rzędu. Przedstawiono metodykę otrzymywania równania wraz z dyskusją holonomiczności układów elektromechanicznych.

**Słowa kluczowe:** równania ruchu, funkcja Lagrange'a, nieholonomiczność, przełączalny silnik reluktancyjny

### POWER BALANCE AND HOLONOMICITY OF SWITCHED RELUCTANCE MOTOR

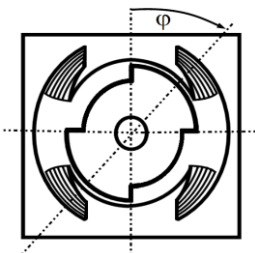
**Abstract.** The paper deals with an analysis of single-phase reluctance motor used to test the motion equations of an electromechanical system. The identification of the motor electric parameters as a function of the rotation angle of the rotor was carried out. The work presents the characteristics and motion equation parameters of the motor dynamics. The parameters of the motion equations obtained from the experiment and from the second order Lagrange'a equations are compared. The derivation of motion equation with a discussion of holonomicity of electromechanical systems is presented.

**Keywords:** motion equations, Lagrangian functions, non-holonomicity, switched reluctance motor

#### Wstęp

Przełączalne silniki reluktancyjne charakteryzują się wytrzymałą konstrukcją nie zawierającą magnesów trwałych. Nadają się one do pracy w trudnych warunkach środowiskowych oraz w aplikacjach gdzie wymagana jest duża prędkość obrotowa. Dzięki strukturze bezszczotkowej nie wymagają częstej konserwacji. Szeroki zakres mocy w przystępnej cenie przekłada się na obszar zastosowań zarówno w przemyśle jak i w urządzeniach domowych [10].

Silniki reluktancyjne posiadają także wady. Podstawową wadą są tętnienia momentu obrotowego, które wynikają z zasady działania, sterowania i niesymetrycznej struktury magnetycznej wirnika tego silnika. Wpływ tych zjawisk może być zmniejszony poprzez dobór geometrii silnika i użycie odpowiedniej metody sterowania [6]. Analizę i modelowanie silnika reluktancyjnego utrudnia nieliniowość parametrów spowodowana przez asymetrię magnetyczną [4]. Dlatego do analizy układu elektromechanicznego wybrano silnik reluktancyjny o jednej parze biegunów stojana i wirnika - rysunek 1.



Rys. 1. Schemat poglądowy analizowanego silnika

Silnik ten startuje tylko przy pewnych kątach wirnika, co stanowi jego wadę, ale obwód elektryczny opisany jest tylko jednym równaniem. Upraszcza to analizę, modelowanie oraz weryfikację doświadczalną modelu matematycznego. Modele matematyczne silników elektrycznych składają się z równań opisujących obwody elektryczne oraz układ mechaniczny. Równanie mechaniczne zapisywane jest w postaci [7]:

$$J \frac{d\omega}{dt} + k(\omega) + \frac{1}{2} \frac{\partial L(\varphi)}{\partial \varphi} \omega^2 = T_L \quad (1)$$

gdzie:  $J$  – moment bezwładności,  $k(\omega)$  – współczynnik tarcia,  $T_L$  – moment obciążenia,  $i$  – wartość prądu,  $\partial L(\varphi)/\partial(\varphi)$  – pochodna indukcyjności w funkcji kąta obrotu,  $\varphi$  – kąt obrotu.

Równanie elektryczne przyjmuje postać [10]:

$$R_s \cdot i + \frac{d}{dt}(L(\varphi) \cdot i) = U_s \quad (2)$$

gdzie:  $R_s$  – rezystancja uzwojenia,  $L(\varphi)$  – indukcyjność uzwojenia.

Mnożąc równanie (1) przez prędkość kątową, uzyskuje się równanie bilansu mocy dla części mechanicznej (3).

$$J \frac{d\omega}{dt} \omega + k(\omega)\omega + \frac{1}{2} \frac{\partial L(\varphi)}{\partial \varphi} \omega^2 = T_L \omega \quad (3)$$

Rozwijając pochodną w równaniu (2) i mnożąc je przez prąd  $i$  otrzymuje się równanie mocy części elektrycznej (4).

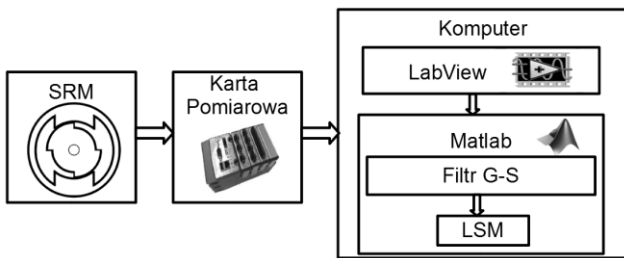
$$L(\varphi) \cdot \frac{di}{dt} + R_s \cdot i^2 + \frac{\partial L(\varphi)}{\partial \varphi} \omega \cdot i^2 = U_s \cdot i \quad (4)$$

Składnik z prawej strony równania (3) reprezentuje natężenie energii przekazywanej do układu mechanicznego z układu elektrycznego. Pierwszy ze składników równania (4) określa natężenie zmiany energii magnetycznej kumulowanej w indukcyjności silnika. Drugi zaś oznacza natężenie energii przekazywanej do układu mechanicznego. Należy zauważyć, że natężenie energii przekazywanej do układu mechanicznego w równaniu (4) jest inne niż natężenie energii przekazywanej z układu elektrycznego w równaniu (3). Według [2 str. 40] równanie mocy dla części elektrycznej (4) jest fizycznie nieinterpretowalne. Czy tak może być? Aby sprawdzić poprawność równań przeprowadzono pomiary parametrów równań ruchu silnika reluktancyjnego.

#### 1. Identyfikacja parametrów

W celu określenia parametrów elektrycznych modelu przełączalnego silnika reluktancyjnego w zależności od kąta obrotu przeprowadzono pomiary w stanie statycznym ( $\omega=0$ ). Badania przeprowadzono wykorzystując karty pomiarowe National Instruments oraz programy LabView i Matlab – Simulink. Mierzono prąd i napięcie uzwojenia silnika w funkcji kąta obrotu. Do identyfikacji parametrów zbudowano stanowisko badawcze zawierające wspomniany wyżej przełączalny silnik reluktancyjny.

Dla sprawdzenia, jak zmienia się indukcyjność i rezystancja stojana w zależności od kąta obrotu wirnika jednofazowego silnika reluktancyjnego przeprowadzono identyfikację tych parametrów w funkcji kąta obrotu wirnika zasilając uzwojenia napięciem przemiennym 50Hz. Schemat blokowy układu wyznaczenia parametrów silnika przedstawiono na rysunku 2. Wartości napięcia, prądu i kąta obrotu przełączalnego silnika reluktancyjnego odczytywano jednocześnie za pomocą kart pomiarowych NI 9225 i NI 6216 firmy National Instruments. Karty obsługiwane były przez aplikacje programu LabView. Wyniki pomiarów zapisywano w pliku tekstowym. Następnie, pliki z danymi wczytywano do programu MATLAB i przetwarzano za pomocą filtru Golaya-Savitzky'ego w celu wyznaczenia pochodnych prądu i wyeliminowania zakłóceń.

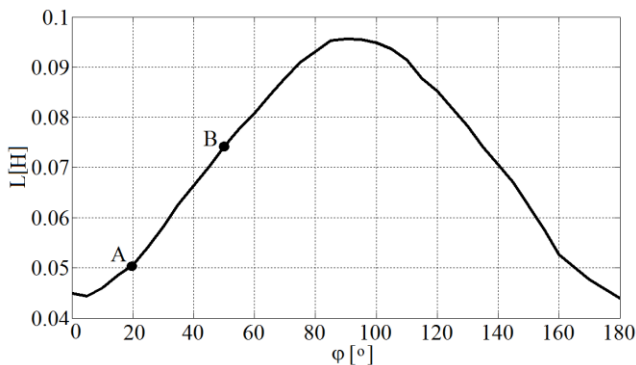


Rys. 2. Schemat blokowy układu pomiaru parametrów silnika reluktancyjnego

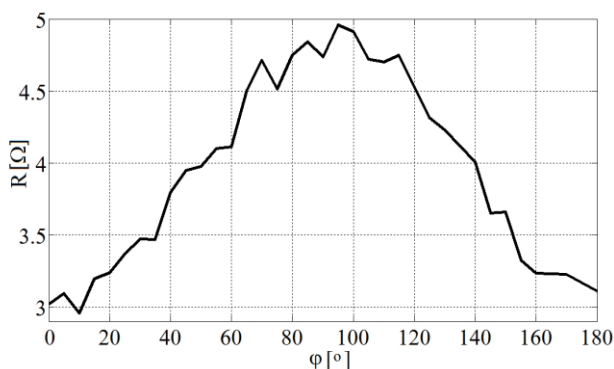
Wykorzystując metodą najmniejszych kwadratów obliczono parametry schematu zastępczego silnika reluktancyjnego. Do wyznaczenia parametrów zastępczych wykorzystano równanie w postaci:

$$L \cdot \frac{di}{dt} + R \cdot i = U \quad (5)$$

Mierząc, co 5 stopni prąd i napięcie na uzwojeniu silnika oraz określając pochodną prądu po czasie, wyznaczono charakterystykę indukcyjności w funkcji kąta obrotu – rysunek 3 oraz charakterystykę rezystancji w funkcji kąta obrotu – rysunek 4. Ze względu na symetrię silnika badania układu zrealizowano dla kąta obrotu w zakresie 0 – 180 stopni:



Rys. 3. Zależność indukcyjności w funkcji kąta obrotu



Rys. 4. Zależność rezystancji w funkcji kąta obrotu

Indukcyjność zmienia swoją wartość wraz z kątem obrotu. Związane jest to z kątem „pokrycia”, biegunów stojana i wirnika. Jak można zauważyć na rysunku 4, że rezystancja stojana także zmienia swoją wartość wraz z kątem obrotu, podobnie jak indukcyjność. Przyjmowanie, zatem że rezystancja jest stała stanowi zbyt duże uproszczenie. Rezystancja uzwojenia silnika dla prądu stałego wynosi 2,4 Ω. Natomiast przy zasilaniu napięciem przemiennym 50 Hz na zaciskach uzwojenia widziana jest wartość około dwukrotnie większa dla wirnika wykonanego z blach. Tak duża zmiana rezystancji może być spowodowana przez wzrost prądów wirowych płynących w wirniku. Sposób wyznaczania strat w przełączalnym silniku reluktancyjnym przedstawiono w [8].

Średnią wartość pochodnej indukcyjności względem kąta obrotu wyznaczono dla narastającej części liniowej charakterystyki, na rysunku 3, między 20° a 75° wynosi:

$$\frac{dL(\varphi)}{d\varphi} \cong 0.0395 \frac{H}{rad} \quad (6)$$

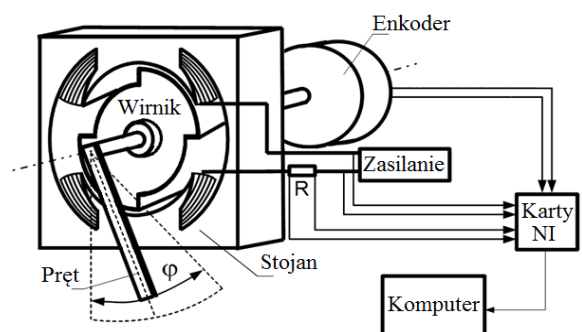
Do identyfikacji współczynników elektromechanicznych posłużono się innym układem mechanicznym, ponieważ pomiar tych parametrów w trakcie wirowania silnika jest dość złożony – rysunek 5. Na osi wirnika zamocowano stalowy pręt, który wraz z wirnikiem tworzy wahadło fizyczne. Szeregowo z cewką stojana połączony jest rezystor R używany do pomiaru prądu płynącego przez uzwojenie stojana przy znanym napięciu zasilania silnika. Na wale silnika umieszczono także enkoder absolutny do pomiaru kąta wychylenia wirnika względem stojana. Zasilając obwód stojana stabilizowanym prądem powoduje się wychylenie wahadła o pewien kąt, który zależy od kąta położenia biegunów stojana względem kierunku przyciągania ziemskiego. Przykładając do wahadła siłę zewnętrzną o charakterze impulsowym, wywołuje się ruch oscylacyjny w pewnym zakresie kąta obrotu. Pomiar wykonuje się tak, aby zmiany indukcyjności na rysunku 3 były dla narastającej części liniowej charakterystyki [9].

Do identyfikacji współczynników, jakie występują w równaniach ruchu, wykorzystano zależności (7) i (8). Pominięto współczynnik indukcyjności, ponieważ pochodna prądu nie będzie występować.

$$w_1 \cdot i + w_2 \cdot \frac{d\varphi}{dt} \cdot i = U_s \quad (7)$$

$$w_3 \cdot \frac{d^2\varphi}{dt^2} + w_4 \cdot \text{sign} \frac{d\varphi}{dt} + w_5 \cdot i^2 = \frac{m \cdot g \cdot l \cdot \sin(\varphi)}{2} \quad (8)$$

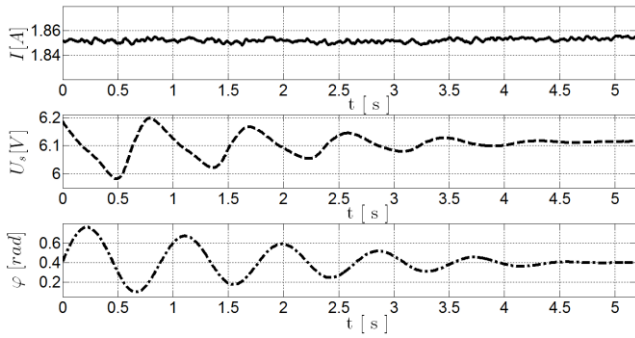
gdzie:  $w_1$  – rezystancja silnika ( $R$ ),  $w_2$ ,  $w_5$  – pochodna indukcyjności w funkcji kąta obrotu wirnika ( $\partial L(\varphi)/\partial \varphi$ ),  $w_3$  – moment bezwładności wirnika i wahadła ( $J$ ),  $w_4$  – współczynnik tarcia ( $k$ ),  $\varphi$  – kąt obrotu wirnika,  $i$  – wartość prądu,  $U_s$  – napięcie zasilania,  $m$  – masa pręta,  $g$  – przyspieszenie ziemskie,  $l$  – długość pręta.



Rys. 5. Układ pomiarowy parametrów silnika reluktancyjnego

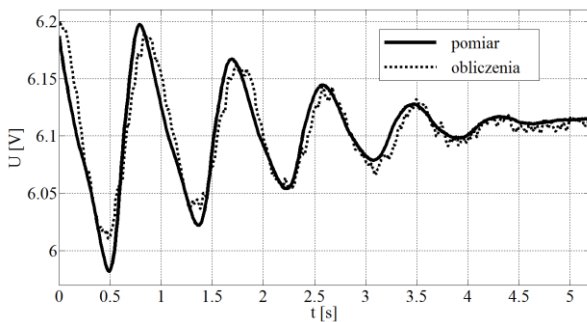
Układ z rysunku 5 zasilono napięciem stałym ze stabilizacją prądu. Przepływający prąd oddziałuje na wirnik silnika powodując jego obrót, wychylenie wahadła o kąt  $\varphi$ . Wartość prądu tak dobrano, aby wychylenie wahadła znajdowało się w połowie dodatniego nachylenia charakterystyki indukcyjności w funkcji kąta punkt B na rysunku 3. Wirnik ustawiono w taki sposób, aby pozycja pionowa wahadła odpowiadała na charakterystyce z rysunku 3 kątowi obrotu równemu 20° (punkt A). Wartość prądu płynącego przez uzwojenie stojana przyjęto tak, aby wychylenie od pionu wahadła wynosiło 30°, co odpowiada punktowi równowagi (punkt B) o kącie obrotu 50° – rysunek 3. Odchylając ręcznie wahadło od punktu równowagi i następnie puszczać go wywoływało oscylacje wahadła względem punktu.

Wyznaczono przebieg aproksymujący wielkości z prawej strony równań. Na podstawie pomiaru napięcia  $U_s$ , prądu  $i$ , kąta obrotu  $\varphi$  oraz pochodnych kąta w funkcji czasu, parametry  $w_1$ , ...,  $w_5$  zostały zidentyfikowane. Przebiegi napięcia  $U_s$ , prądu  $i$  oraz kąta obrotu  $\varphi$  przedstawiono na rysunku 6.



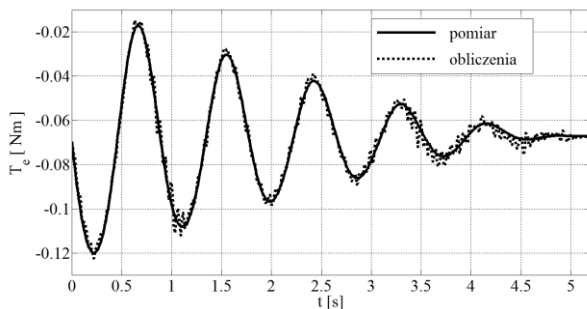
Rys. 6. Przebieg napięcia, prądu i kąta obrotu

Przebieg napięcia na uzwojeniu, mierzony i jego aproksymację obliczoną na podstawie równania (7) przedstawiono na rysunku 7. Kształt uzyskanych przebiegów wskazuje, że występuje tłumienie liniowe, co wiąże się z tarciem suchym opisanym funkcją signum prędkości obrotowej w równaniu (8).



Rys. 7. Przebieg oscylacji napięcia na uzwojeniach stojana

Analogiczny przebieg czasowy momentu mechanicznego obciążenia dla równania (8) przedstawiono na rysunku 8.



Rys. 8. Przebieg oscylacji równania mechanicznego

Na podstawie pomiarów współczynniki równania (3) wynoszą:

$$w_1 = 3.28 \Omega$$

$$w_2 = 0.0199 \frac{H}{rad}$$

Współczynniki równania (4) wynoszą:

$$w_3 = 0.003 kg \cdot m^2$$

$$w_4 = 0.0028 \frac{kg \cdot m^2}{s}$$

$$w_5 = 0.0197 \frac{H}{rad}$$

Można zauważyć, że współczynnik  $w_2$  w równaniu (7) i współczynnik  $w_5$  w równaniu (8) są bardzo zbliżone i równe są połowie pochodnej indukcyjności w funkcji kąta, wyznaczonej z charakterystyki indukcyjności – rysunek 3. Korelacja pomiędzy napięciem zmierzonym a obliczonym wynosi 0.9307. Dla równania mechanicznego jest równa 0.9925.

Z powyższych badań wynika, że w równaniu (7), pochodną indukcyjności w funkcji kąta, należy pomnożyć przez współczynnik  $\frac{1}{2}$ . Zatem równanie obwodu elektrycznego powinno mieć postać:

$$U_s = L(\varphi) \frac{di}{dt} + R_s \cdot i + \frac{1}{2} \cdot \frac{dL(\varphi)}{d\varphi} \cdot \omega \cdot i \quad (9)$$

Równanie (9), które wynika z doświadczenia różni się od powszechnie znanego w literaturze równania ruchu uzyskiwanego z równania Lagrange'a drugiego rzędu na podstawie funkcji Lagrange'a [4,7,10].

## 2. Analiza holonomiczności SRM

Funkcja Lagrange'a opisywana jest przez współrzędne uogólnione i prędkości uogólnione, jako różnica energii kinetycznej i potencjalnej w postaci [3]:

$$fL = T - V \quad (10)$$

gdzie:  $T$  – energia kinetyczna,  $V$  – energia potencjalna.

W układach elektromechanicznych energia potencjalna najczęściej nie występuje. Opisuje relacje między poszczególnymi współzrędnymi uogólnionymi i ich pochodnymi. Funkcja Lagrange'a nie uwzględnia dopływu i odpływu oraz rozproszenia energii. Na podstawie funkcji Lagrange'a można dyskutować o holonomiczności układu jednorodnego i zachowawczego. O odpływie i dopływie energii decydują dodatkowe siły potencjalne, które można później uwzględnić. Wyróżniając spośród współzrędnymi uogólnionymi współzrędnymi elektryczne (ładunki)  $q_e$  i mechaniczne (kąty)  $q_m$  funkcję Lagrange'a układu można zapisać:

$$fL = \frac{1}{2} L(q_m) \cdot \left(\frac{dq_e}{dt}\right)^2 + \frac{1}{2} J \cdot \left(\frac{dq_m}{dt}\right)^2 \quad (11)$$

Na podstawie funkcji Lagrange'a otrzymuje się równanie d'Alamberta – Lagrange'a [5]. Dla układu elektromechanicznego można je zapisać w postaci:

$$\left(\frac{d}{dt} \frac{\partial T}{\partial \dot{q}_e}\right) \delta q_e + \left(\frac{d}{dt} \frac{\partial T}{\partial \dot{q}_m} - \frac{\partial T}{\partial q_m}\right) \delta q_m = 0 \quad (12)$$

Zgodnie z [5 str. 90] tylko dla układu holonomicznego wariacje  $\delta q_e$  i  $\delta q_m$  w równaniu d'Alamberta – Lagrange'a są niezależne i tylko dla takiego układu otrzymuje się równania Lagrange'a drugiego rodzaju w postaci:

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{q}} - \frac{\partial L}{\partial q} = 0 \quad (13)$$

Przyjmując, jako wariacje współzrędnymi uogólnionymi pochodne czasowe tych współzrędnymi, równanie (12) staje się równaniem bilansu mocy:

$$\left(\frac{d}{dt} \frac{\partial T}{\partial \dot{q}_e}\right) \dot{q}_e + \left(\frac{d}{dt} \frac{\partial T}{\partial \dot{q}_m} - \frac{\partial T}{\partial q_m}\right) \dot{q}_m = 0 \quad (14)$$

Jeżeli dany układ jest układem holonomicznym to równanie (14) powinno być spełnione. Podstawiając do równania (14) funkcję Lagrange'a (11) w stanie ustalonym, przyjmując  $\dot{q}_e = i = const$  oraz  $\dot{q}_m = \omega = const$  otrzymuje się:

$$\frac{\partial L(\varphi)}{\partial \varphi} \cdot \omega \cdot i^2 - \frac{1}{2} \cdot \frac{\partial L(\varphi)}{\partial \varphi} \cdot \omega \cdot i^2 \neq 0 \quad (15)$$

Bilans mocy dla zależności (15) jest różny od zera, a więc równanie d'Alamberta – Lagrange'a dla układu holonomicznego nie jest spełnione, dlatego należy przyjąć, że układ elektromechaniczny jest układem nieholonomicznym.

Jeżeli układ dynamiczny posiada  $n$  współzrędnymi uogólnionymi, ale równania tego układu zawierają tylko  $m < n$  tych współzrędnymi i wszystkie prędkości uogólnione to układ ten nazywany jest nieholonomicznym [5 str. 107-108]. Podobną cechę mają równania układu elektromechanicznego. W równaniach nie występują uogólnione współzrędnymi elektryczne – ładunki elektryczne. Dlatego można powiedzieć, że o nieholonomiczności tego układu decyduje równanie elektryczne.

W [1 str. 173–174] można znaleźć, że procedura taka jak dla układów holonomicznych może być zastosowana dla układów nieholonomicznych pod warunkiem uwzględnienia poprawki w tych równaniach.

„Będziemy traktowali układ z więzami jak układ bez więzów zakładając, że działają na niego pewne siły zewnętrzne, mianowicie takie siły, które spowodują, że układ będzie „posłuszny” więzom. Taki sposób postępowania ma tę zaletę, że współrzędne ... (uogólnione) można wtedy uważać za niezależne, więzy wystąpią teraz jako skutki działania dodatkowych sił, a nie związki pomiędzy współzrędnymi. Aby więc otrzymać równania ruchu układu z więzami, można skorzystać z równań Lagrange'a włączając do nich te dodatkowe siły" [1 str. 174]. W rozważanym przypadku, jako siły  $Q_N$ .

$$\left(\frac{d}{dt}\frac{\partial T}{\partial \dot{q}_e} + Q_N\right)\delta q_e + \left(\frac{d}{dt}\frac{\partial T}{\partial \dot{q}_m} - \frac{\partial T}{\partial q_m}\right)\delta q_m = 0 \quad (16)$$

W [5] można znaleźć podobną procedurę postępowania. Polega ona na przyjęciu, że jeżeli układ jest nieholonomiczny, to wprowadza się wektor reakcji więzów nieholonomicznych w postaci dodatkowego wyrażenia  $Q_N \neq 0$  i wówczas równanie d'Alamberta – Lagrange'a jest w postaci (16). Po modyfikacji, tekst z [5 str. 92] można przedstawić następująco: jeżeli  $Q_N$  jest uogólnioną siłą reakcji w ruchu układu nieholonomicznego to równanie (16) opisuje również ruch pewnego układu holonomicznego z energią kinetyczną i uogólnionymi siłami reakcji  $Q_N$ .

Na podstawie równania (16) oraz energii kinetycznej układu można wyznaczyć poprawkę  $Q_N$ . Przyjmując, jak poprzednio za wariacje współrzędnych uogólnionych pochodne tych współrzędnych, oraz uwzględniając poprawkę uzyskuje się:

$$\frac{\partial L(\varphi)}{\partial \varphi} \cdot \omega \cdot i^2 - \frac{1}{2} \cdot \frac{\partial L(\varphi)}{\partial \varphi} \cdot \omega \cdot i^2 + Q_N \cdot i = 0 \quad (17)$$

Wynika, że poprawka  $Q_N$  powinna wynosić:

$$Q_N = -\frac{1}{2} \frac{\partial L(\varphi)}{\partial \varphi} \cdot \omega \cdot i \quad (18)$$

Jeżeli poprawkę  $Q_N$  uwzględni się w równaniu elektrycznym to uzyska się równanie w postaci:

$$L(\varphi) \cdot \frac{di}{dt} + \frac{1}{2} \frac{\partial L(\varphi)}{\partial \varphi} \cdot \omega \cdot i + R_s \cdot i = U_s \quad (19)$$

Można zauważyć, że równanie (19) i równanie (9) wyznaczone na podstawie pomiarów są tej samej postaci. Mnożąc równanie (19) przez prąd i otrzymano równanie:

$$\frac{1}{2} L(\varphi) \cdot \frac{di^2}{dt} + \frac{1}{2} \frac{\partial L(\varphi)}{\partial \varphi} \cdot \omega \cdot i^2 + R_s \cdot i^2 = U_s \cdot i \quad (20)$$

które jest fizycznie interpretowalne i spełnia bilans mocy urządzenia elektromechanicznego.

### 3. Wnioski

W rozważanym silniku reluktancyjnym moc bilansuje się dopiero po uwzględnieniu w równaniu części elektrycznej dodatkowego napięcia, które jest napięciem korekty nieholonomiczności silnika. Oznacza to, że przełączalny silnik

reluktancyjny jest układem nieholonomicznym. Napięcie odgrywa rolę siły dla współrzędnej uogólnionej w postaci ładunku elektrycznego. Dopiero wtedy, dla wariacji przemieszczeń uogólnionych w postaci pochodnych czasowych współrzędnych uogólnionych, moce w badanym silniku bilansują się. Dzięki tej poprawce związanej z nieholonomicznością silnika moc przekazywana do układu mechanicznego jest równa mocy przekazywanej z układu elektrycznego. Podobne poprawki wprowadził Czapygin w układach mechanicznych oraz Gaponov w układach elektromechanicznych [5].

### Literatura

- [1] Bishop R. E. D., Gladwell G. M. L., Michaelson S., Macierzowa analiza drgań, WNT, Warszawa 1972.
- [2] Krishnan R., Switched Reluctance Motor Drives, Modeling, Simulation, Analysis Design, and Applications, COTA Virginia Tech 2001.
- [3] Landau L. D., Lifszyc J. M., Mechanika. PWN, Warszawa 2007.
- [4] Mhatli K., Salah B. B., Improved Modeling of Switched Reluctance Motor Including Mutual and Saturation Effects, 15th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, IEEE 2010, 1470–1475.
- [5] Nejmarm J. I., Fufajew N. A., Dynamika układów nieholonomicznych, Moskwa 1967.
- [6] Tanujaya M., Lee D.H., An Y. J., Ahn J. W.: A Novel 6/5 Switched Reluctance Motor with Short Flux Path: Concept, Design and Analysis. Journal of International Conference on Electrical Machines and Systems 1/2012.
- [7] Tomczewski K.: Symulacja pracy napędu z nowym układem zasilania przełączalnego silnika reluktancyjnego. Przegląd Elektrotechniczny 12/2009, 242–245.
- [8] Wciślik M., Suchenia K.: Core losses model of switched reluctance motor. Selected Problems of Electrical Engineering and Electronics (WZEE), 2015.
- [9] Wciślik M., Suchenia K.: Model i bilans mocy czynnej przełączalnego silnika reluktancyjnego. Przegląd Elektrotechniczny 2/2014, 217–220.
- [10] Wilamowski B. M., Irwin J.: Power electronics and motor drivers. CRC, 2011.

**Prof. dr hab. inż. Mirosław Wciślik**  
e-mail: wciślik@tu.kielce.pl

Pracownik Wydziału Elektrotechniki, Automatyki i Informatyki Politechniki Świętokrzyskiej, kierownik Katedry Elektrotechniki przemysłowej i Automatyki. Zajmuje się modelowaniem, symulacją i projektowaniem systemów sterowania i pomiarów, programowaniem sterowników PLC oraz problemami jakości zasilania i zgodności urządzeń elektrycznych.



**Mgr inż. Karol Suchenia**  
e-mail: ksuchenia@tu.kielce.pl

Absolwent Wydziału Elektrotechniki, Automatyki i Informatyki Politechniki Świętokrzyskiej. Pracownik Zakładu Urządzeń Automatyki. Jego zainteresowania związane są z przełączalnymi silnikami reluktancyjnymi, metodami sterowania oraz programowaniem sterowników PLC.



otrzymano/received: 15.06.2016

przyjęto do druku/accepted: 14.08.2017