

Sterowanie multiskalarne pięciofazową maszyną indukcyjną

Streszczenie. Zastosowanie przekształcenia układu współrzędnych fazowych na układ ortogonalny dla pięciofazowego silnika indukcyjnego o uzwojeniach skupionych prowadzi do wystąpienia w modelu matematycznym dwóch par składowych alfa-beta wektorów wirujących w dwóch nieruchomych układach współrzędnych. Pierwszy układ współrzędnych odpowiada zmiennym pierwszej harmonicznej, drugi – zmiennym trzeciej harmonicznej. Dla każdego układu występuje oddzielny zbiór parametrów maszyny a składowe wektora wirującego w jednym układzie współrzędnych nie oddziałują na pochodne składowych w drugim układzie. Zastosowanie nieliniowej transformacji pozwala uzyskać dwa modele multiskalarne, oddzielnie dla każdego z układów współrzędnych. W referacie zaproponowano sterowanie multiskalarne pozwalające na wymuszanie zadanej amplitudy i fazy trzeciej harmonicznej strumienia wirnika zwiększając tym samym wykorzystanie materiału konstrukcyjnego maszyny.

Abstract. The application of the transformation of phase coordinate system into orthogonal coordinate system to the five phase induction motor with concentrated windings results in mathematical model of the two pairs of alpha-beta components of two vectors rotating in a stationary frame. The first coordinate system corresponds to the third harmonic variables while the second coordinate system corresponds to the third harmonic variables. For each coordinate system there exist a separate set of machine parameters. The components of the vector rotating in one coordinate system do not affect the component derivatives of the vector rotating in the second coordinate system. The application of the nonlinear transformation allows for obtaining two multiscalar models, separately for each of the coordinate systems. The paper proposes novel multiscalar control that allow forcing the command magnitude and phase of third harmonic rotor flux thereby increasing the utilization of the construction material of the five phase machine. (**Five Phase Induction Motor Multiscalar Control**).

Słowa kluczowe: pięciofazowy silnik indukcyjny, sterowanie multiskalarne, iniekcja trzeciej harmonicznej strumienia wirnika, sterowanie bezczujnikowe.

Keywords: five phase induction motor, multiscalar control, third harmonic rotor flux injection, sensorless control.

Wstęp

W ostatnich latach wiele uwagi poświęcono nowym możliwościom płynącym z zastosowania w napędach elektrycznych silników indukcyjnych wielofazowych [1] – [3]. Dotyczy to m.in. możliwości poprawy niezawodności oraz zwiększenia zasięgu jazdy. Rozwój transportu samochodowego i kolejowego (np. hybrydowe lokomotywy manewrowe) opartego na napędach elektrycznych o zasilaniu akumulatorowym wymaga ciągłego wprowadzania innowacyjnych technologii. Podczas gdy osiągnięte wartości gęstości energii oraz gęstości mocy akumulatorów stosowanych w pojazdach elektrycznych pozostają od lat na określonym, praktycznie niezmiennym poziomie, możliwości zwiększenia zasięgu przemieszczania się pojazdów elektrycznych upatruje się w zwiększeniu sprawności przetwarzania energii zgromadzonej w akumulatorach. W porównaniu z silnikami trójfazowymi silniki wielofazowe oferują szereg korzyści, takich jak osiągany wyższy współczynnik gęstości momentu, mniejsze pulsacje momentu, cichsza praca, podwyższona odporność na uszkodzenia oraz korzystnie mniejsze wartości prądów fazowych przy tej samej mocy maszyny. Szereg artykułów, m.in. [4] – [7], zostało poświęconych modelowaniu oraz metodom sterowania pięciofazowych silników indukcyjnych. Stojan pięciofazowego silnika indukcyjnego może posiadać uzwojenia rozłożone bądź skupione zapewniając w ten sposób albo prawie sinusoidalny albo quasi-prostokątny rozkład siły magnetomotorycznej MMF. W pięciofazowym silniku indukcyjnym o uzwojeniach skupionych rozkład pola w szczelinie ma bezpośredni wpływ na generowany moment. Trzecia harmoniczna strumienia w szczelinie może zostać wykorzystana wspólnie z harmoniczną podstawową do zwiększenia wartości generowanego momentu [2] – [4].

W publikacji [4] zaproponowano sposób zwiększenia generowanego momentu silnika indukcyjnego pięciofazowego poprzez sterowanie prądami podstawowej i trzeciej harmonicznej w układzie napędowym ze sterowaniem polowo zorientowanym RFOC. Zadane wartości trzeciej harmonicznej prądów I_d oraz I_q są

proporcjonalne do podstawowych harmonicznych tych prądów, co nie gwarantowało synchronizacji przebiegów pierwszej i trzeciej harmonicznej strumienia w szczelinie w stanach dynamicznych momentu bądź wzbudzenia silnika, a w związku z tym nie gwarantowało uniknięcia nasycenia rdzenia. W [7] przedstawiono poprawioną w stosunku do [4] metodę sterowania pięciofazowym silnikiem indukcyjnym z wykorzystaniem regulatorów zmiennych wektorowych rozpatrywanych na dwóch płaszczyznach odpowiadających układom współrzędnych pierwszej i trzeciej harmonicznej. Zadany sygnał trzeciej harmonicznej prądu I_d , zgodnie z proponowaną w [7] metodą jest nastawiany na określonej, stałej wartości, natomiast zadana wartość trzeciej harmonicznej prądu I_q jest obliczana na podstawie sygnału wyjściowego z regulatora prędkości obrotowej oraz sygnału z wyjścia pętli synchronizacji kątów położenia obydwu ortogonalnych układów współrzędnych. Niedogodnością rozwiązania [7] jest to, że blok pętli synchronizacji zawiera jedynie człon proporcjonalny, co narzuca ograniczenia na zakres zmian punktu pracy silnika, w którym jest gwarantowana synchronizacja. Ponadto, nieodpowiednio dobrane wzmocnienie będzie prowadzić do niestabilności układu.

W niniejszym artykule autorzy proponują rozwinięcie znanej dotychczas z układów trójfazowych metody sterowania multiskalarnego [8] – [11] i zastosowanie jej do sterowania silnikiem indukcyjnym pięciofazowym zapewniając zwiększenie generowanego momentu silnika i poprawę innych właściwości napędu. Przyjęte zmienne multiskalarne [8], niezależne od układu odniesienia, reprezentują: prędkość kątową wirnika (mechaniczną), kwadrat amplitudy wektora strumienia wirnika, iloczyn wektorowy składowych wektora strumienia wirnika i prądu stojana, proporcjonalny do momentu elektromagnetycznego oraz iloczyn skalarny wektora strumienia wirnika i prądu stojana. Zastosowanie nieliniowej transformacji do zmiennych wektorowych silnika pięciofazowego rozpatrywanych w dwóch układach współrzędnych: pierwszym, w którym występuje przekształcona podstawowa harmoniczna zmiennych fazowych oraz

drugim, w którym występuje trzecia harmoniczna, pozwala na uzyskanie dwóch modeli multiskalarnych. Na tej podstawie możliwe jest dokonanie syntezy układu sterowania pięciofazowym silnikiem indukcyjnym składającego się z dwóch układów sterowania multiskalarnego. Zgodnie z proponowaną w artykule metodą sterowania prędkości kątowna wirnika oraz kwadrat amplitudy wektora pierwszej harmonicznej strumienia wirnika są regulowane w pierwszym układzie sterowania multiskalarnego.

Zadany sygnał zmiennej multiskalarniej odpowiadającej momentowi elektromagnetycznemu pochodzącemu od trzeciej harmonicznej prądu stojana i strumienia wirnika jest uzyskiwany z wyjścia dodatkowego kaskadowego układu regulatorów: regulatora kąta wektora trzeciej harmonicznej strumienia wirnika oraz regulatora prędkości kątownej wirowania wektora trzeciej harmonicznej strumienia wirnika. Celem zastosowania dwóch układów sterowania multiskalarnego jest uzyskanie możliwości precyzyjnej synchronizacji podstawowej i trzeciej harmonicznej strumienia wirnika przy zadanym kącie. Zastosowanie sterowania opartego na modelu multiskalarnym silnika umożliwia odsprężoną regulację prędkości kątownej wirnika ω_r^I oraz wzbudzenia silnika, co umożliwia stosowanie znanych z literatury metod poprawy sprawności silnika przy niewielkim momencie obciążenia.

Model pięciofazowego silnika indukcyjnego w nieruchomym układzie współrzędnych

Pięciofazowy silnik indukcyjny charakteryzuje się przemieszczeniem przestrzennym pomiędzy dwoma sąsiadującymi fazami wynoszącym $2\pi/5$ rad, które nazywane jest kątem charakterystycznym. Naturalnym układem odniesienia maszyny pięciofazowej jest układ pięciu współrzędnych $abcde$. Model w układzie współrzędnych $abcde$ nie może być bezpośrednio wykorzystany do syntezy układu sterowania, ponieważ elementy macierzy indukcyjności wzajemnych rozpatrywanych w układzie $abcde$ zależą od chwilowego położenia osi magnetycznych silnika. Podstawą modelowania maszyn wielofazowych jest użycie transformacji do zamiany układu $abcde$ na układ współrzędnych ortogonalnych, co umożliwia wyeliminowanie sprzężeń pomiędzy zmiennymi. W tej pracy przyjęto transformację układu współrzędnych z zachowaniem niezmienniczości mocy.

Dla celów syntezy układu sterowania przyjmuje się założenie, że stojan i wirnik mają tę samą liczbę faz. Zmienne n -fazowego symetrycznego silnika indukcyjnego mogą być rozpatrywane jako należące do przestrzeni n -wymiarowej. Ponieważ uzwojenie stojana jest połączone w gwiazdę i punkt neutralny jest izolowany, rzeczywista liczba stopni swobody wynosi $(n-1)$. To założenie dotyczy również wirnika. Model w układzie współrzędnych $abcde$ może zostać transformowany z użyciem macierzy transformacji, dzięki czemu oryginalny zestaw n -zmiennych może zostać zastąpiony nowym zestawem n -zmiennych. Jeżeli liczba faz jest parzysta – zmodyfikowane przekształcenie Fortesque [12] pozwala dekomponować oryginalną n -wymiarową przestrzeń wektorową na $n/2$ dwuwymiarowych podprzestrzeni (płaszczyzn). Jeżeli liczba faz jest nieparzysta, oryginalną przestrzeń można dekomponować na $(n-1)/2$ płaszczyzn [9]. Zastosowanie przekształcenia Fortesque pozwala na odseparowanie składowej zerowej. Składowa zerowa w pięciofazowym silniku indukcyjnym nie bierze udziału w elektromechanicznym przetwarzaniu energii i może zostać pominięta w otrzymanym modelu. Chwilowe wartości prądów i strumieni pięciofazowego

silnika indukcyjnego z układu $abcde$ są transformowane na dwie nieruchome, zespolone płaszczyzny $\alpha^I - \beta^I$ oraz $\alpha^{II} - \beta^{II}$ [9], w wyniku czego uzyskuje się dwa zestawy zmiennych odpowiadających składowym wirującym wektorom prądu stojana i strumienia wirnika, odpowiednio na pierwszej i drugiej płaszczyźnie.

Dynamika składowych α^I, β^I wektorów prądu stojana i strumienia wirnika w pierwszym układzie współrzędnych (rozpatrywanych na pierwszej nieruchomej płaszczyźnie) nie wpływa na dynamikę składowych α^{II}, β^{II} wektorów prądu stojana i strumienia wirnika w drugim układzie współrzędnych (rozpatrywanych na drugiej nieruchomej płaszczyźnie). Dla każdego z rozpatrywanych układów występuje oddzielny zbiór parametrów silnika: indukcyjności i rezystancji stojana oraz wirnika [5]. Wartości indukcyjności otrzymuje się z rozwinięcia w szereg Fouriera funkcji opisującej rozkład strumienia w szczelinie. Dla silnika o uzwojeniach skupionych, przy uwzględnieniu dwóch pierwszych wyrazów rozkładu w szereg Fouriera, uzyskuje się niezerową indukcyjność dla trzeciej harmonicznej w drugim układzie współrzędnych. Odpowiada to trzykrotnie większej liczbie par biegunów w drugim układzie niż w pierwszym i wirowaniu wirnika z trzykrotnie większą prędkością kątowną [13]. Pomiedzy prędkościami kątowymi wirnika ω_r^I oraz ω_r^{II} w pierwszym i drugim układzie współrzędnych występuje zatem zależność:

$$(1) \quad \omega_r^{II} = -3\omega_r^I$$

Dzięki temu, że sprzężenia pomiędzy stojanem a wirnikiem występujące w równaniach modelu w układzie $\alpha^I - \beta^I$ nie wpływają na zależności występujące pomiędzy zmiennymi stojana i zmiennymi wirnika w układzie $\alpha^{II} - \beta^{II}$, wymuszanie trzeciej harmonicznej strumienia w szczelinie może być wykorzystane w układzie sterowania silnika pięciofazowego z uzwojeniami skupionymi do poprawienia współczynnika gęstości momentu. Jeżeli przebiegi wymuszonej pierwszej harmonicznej oraz trzeciej harmonicznej strumienia będą precyzyjnie synchronizowane, możliwe jest zwiększenie amplitudy pierwszej harmonicznej strumienia w szczelinie bez wystąpienia nasycenia w rdzeniu.

Model multiskalarny pięciofazowego silnika indukcyjnego

Jednym z warunków syntezy układu sterowania silnika indukcyjnego pięciofazowego jest wybór zmiennych silnika nie zawierających składowych zmieniających się okresowo. Składowe wektorów prądu stojana $i_{sa}^i, i_{s\beta}^i$ oraz strumienia wirnika $\psi_{ra}^i, \psi_{r\beta}^i$ rozpatrywane odpowiednio na i -tej nieruchomej płaszczyźnie ($i = I, II$) są okresowe. Zastosowanie do składowych $\alpha^i - \beta^i$ nieliniowej transformacji zaproponowanej w [8] prowadzi do uzyskania zmiennych i modeli multiskalarnych:

$$(2) \quad q_{12}^i = \psi_{ra}^i i_{s\beta}^i - \psi_{r\beta}^i i_{sa}^i,$$

$$(3) \quad q_{21}^i = \psi_{ra}^i \psi_{ra}^i + \psi_{r\beta}^i \psi_{r\beta}^i,$$

$$(4) \quad q_{22}^i = \psi_{ra}^i i_{sa}^i + \psi_{r\beta}^i i_{s\beta}^i,$$

Uzyskane w wyniku transformacji [8] zmienne odpowiadają kolejno: momentowi elektromagnetycznemu (2), kwadratowi

amplitudy wektora strumienia wirnika (3) oraz iloczynowi skalarnemu wektora strumienia wirnika i prądu stojana (4). Dla zmiennych multiskalarnych q_{11}^I oraz q_{11}^{II} zachodzi:

$$(5a) \quad q_{11}^I = \omega_r,$$

$$(5b) \quad q_{11}^{II} = -3\omega_r.$$

Podstawiając (5b) do (5a) otrzymuje się:

$$(5c) \quad 3q_{11}^I = -q_{11}^{II}.$$

Ponieważ na dynamikę prędkości prędkości kątowej wirnika (5a) mają wpływ moment pochodzący od pierwszej harmonicznej prądu stojana i strumienia wirnika oraz moment pochodzący od trzeciej harmonicznej prądu stojana i strumienia wirnika, w zapisie równania dynamiki prędkości kątowej wirnika (5a) występuje zmienna q_{12}^{II} :

$$(6) \quad \frac{dq_{11}^I}{dt} = \frac{1}{J} \left(\frac{L_m^I}{L_r^I} q_{12}^I - \left(M_{obc} + \frac{L_m^{II}}{L_r^{II}} q_{12}^{II} \right) \right)$$

gdzie M_{obc} oraz J oznaczają odpowiednio moment obciążenia i moment bezwładności.

Równania dynamiki pozostałych zmiennych multiskalarnych q_{12}^i , q_{21}^i , oraz q_{22}^i dla $i = I, II$ przyjmują postać:

$$(7) \quad \frac{dq_{12}^i}{dt} = -\frac{R_r^i L_s^i + R_s^i L_r^i}{\sigma^i L_r^i L_s^i} q_{12}^i +$$

$$-q_{11}^i (q_{22}^i + \frac{L_m^i}{\sigma^i L_r^i L_s^i} q_{21}^i) + \frac{L_r^i}{\sigma^i L_r^i L_s^i} u_1^i,$$

$$(8) \quad \frac{dq_{21}^i}{dt} = -2 \frac{R_r^i}{L_r^i} q_{21}^i + 2 R_r^i \frac{L_m^i}{L_r^i} q_{22}^i,$$

$$(9) \quad \frac{dq_{22}^i}{dt} = -\frac{R_r^i L_s^i + R_s^i L_r^i}{\sigma^i L_r^i L_s^i} q_{22}^i + q_{11}^i q_{12}^i +$$

$$+ \frac{R_r^i L_m^i}{\sigma^i (L_r^i)^2 L_s^i} q_{21}^i + R_r^i \frac{L_m^i}{L_r^i} (i_s^i)^2 + \frac{L_r^i}{\sigma^i L_r^i L_s^i} u_2^i,$$

gdzie L_s^i , L_r^i , L_m^i oznaczają indukcyjności stojana, wirnika oraz indukcyjność wzajemną, R_s^i , R_r^i oznaczają rezystancje stojana i wirnika wyznaczone dla i -tej płaszczyzny, natomiast u_1^i , u_2^i są zmiennymi sterującymi zależącymi od składowych wektorów napięcia stojana $v_{s\alpha}^i, v_{s\beta}^i$ oraz wektorów strumienia wirnika na poszczególnych płaszczyznach:

$$(10a) \quad u_1^i = \psi_{r\alpha}^i v_{s\beta}^i - \psi_{r\beta}^i v_{s\alpha}^i,$$

$$(10b) \quad u_2^i = \psi_{r\alpha}^i v_{s\alpha}^i + \psi_{r\beta}^i v_{s\beta}^i,$$

gdzie $(i_s^i)^2$ oznacza kwadrat modułu wektora prądu stojana na i -tej płaszczyźnie zespolonej:

$$(11) \quad (i_s^i)^2 = (i_{s\alpha}^i)^2 + (i_{s\beta}^i)^2.$$

Oznaczając wartość skuteczną prądu fazowego stojana jako $I_s / \sqrt{2}$ oraz stosując przekształcenie Fortescue można określić zależności pomiędzy amplitudami składowych fazowego prądu stojana I_s^i a modułami wektorów prądu stojana na poszczególnych płaszczyznach zespolonych:

$$(12) \quad \frac{5}{2} (I_s^i)^2 = (i_s^i)^2 = \frac{(q_{12}^i)^2 + (q_{22}^i)^2}{(q_{21}^i)^2}.$$

Dla amplitudy fazowego prądu stojana zachodzi:

$$(13) \quad I_s^2 = (I_s^I)^2 + (I_s^{II})^2.$$

Wielkość (13) definiuje wskaźnik wykorzystywany do optymalizacji momentu silnika indukcyjnego pięciofazowego przy wymuszaniu prądów stojana i strumienia wirnika trzeciej harmonicznej [14].

Jak można zauważyć na podstawie równań (6), (12) oraz (13), wykorzystanie modelu multiskalarnego do syntezy układu sterowania silnikiem indukcyjnym pięciofazowym umożliwia zastosowanie w układzie napędowym optymalizacji pod kątem uzyskania jak najwyższego momentu elektromagnetycznego silnika przy określonej wartości fazowego prądu stojana.

Zastosowanie do modelu multiskalarnego pięciofazowego silnika indukcyjnego nieliniowych sprzężeń zwrotnych w postaci:

$$(14) \quad u_1^i = \frac{\sigma^i L_r^i L_s^i}{L_r^i} q_{11}^i (q_{22}^i + \frac{L_m^i}{\sigma^i L_r^i L_s^i} q_{21}^i) + \frac{R_r^i L_s^i + R_s^i L_r^i}{L_r^i} m_1^i,$$

$$(15) \quad u_2^i = \frac{\sigma^i L_r^i L_s^i}{L_r^i} (-q_{11}^i q_{12}^i - \frac{R_r^i L_m^i}{\sigma^i (L_r^i)^2 L_s^i} q_{21}^i +$$

$$- \frac{R_r^i L_m^i}{L_r^i} \frac{(q_{12}^i)^2 + (q_{22}^i)^2}{(q_{21}^i)^2}) + \frac{R_r^i L_s^i + R_s^i L_r^i}{L_r^i} m_2^i$$

linearyzuje równania modelu (7) oraz (9). Otrzymane równania zmiennych multiskalarnych w liniowej postaci mogą być zapisane jako:

$$(16) \quad \frac{dq_{12}^i}{dt} = \frac{R_r^i L_s^i + R_s^i L_r^i}{\sigma^i L_r^i L_s^i} (-q_{12}^i + m_1^i),$$

$$(17) \quad \frac{dq_{22}^i}{dt} = \frac{R_r^i L_s^i + R_s^i L_r^i}{\sigma^i L_r^i L_s^i} (-q_{22}^i + m_2^i),$$

gdzie m_1^i , m_2^i są nowymi zmiennymi sterującymi [8], [9].

Proponowany układ sterowania

W układzie napędowym nieliniowe sprzężenia zwrotne (14) i (15) są wyznaczone w algorytmie sterowania na podstawie wyjść regulatorów m_1^i , m_2^i (rys. 1) oraz aktualnych wartości zmiennych multiskalarnych (2)–(4). Na rysunku 1 przedstawiono proponowany układ sterowania silnikiem indukcyjnym pięciofazowym. Składa się on z dwóch układów sterowania multiskalarnego, z wykorzystaniem których można w sposób niezależny regulować amplitudy i wzajemne położenie wektorów strumienia wirnika i prądu stojana odpowiednio na pierwszej i drugiej płaszczyźnie. Każdy z układów sterowania multiskalarnego zapewnia pełne odsprężenie regulacji

momentu elektromagnetycznego i kwadratu amplitudy wektora strumienia wirnika określonych w odpowiednich płaszczyznach zespolonych. Sterowanie zmiennymi multiskalarnymi odbywa się w kaskadowo połączonych regulatorach typu PI. Dynamika zmiennych q_{12}^i oraz q_{22}^i jest opisana równaniami różniczkowymi pierwszego rzędu (16), (17) o stałej czasowej τ_{rs}^i :

$$(18) \quad \tau_{rs}^i = \frac{\sigma^i L_r^i L_s^i}{R_r^i L_s^i + R_s^i L_r^i}.$$

Zmienna q_{12}^i regulowana w *I.* układzie sterowania multiskalarnego jest ograniczana na wyjściu regulatora prędkości, natomiast wartość zmiennej q_{22}^i jest ograniczana na wyjściu regulatora kwadratu amplitudy strumienia pierwszej harmonicznej. Regulacja momentu w *I.* układzie sterowania multiskalarnego nie wpływa na regulację momentu w *II.* układzie sterowania multiskalarnego. Podstawowym zadaniem *II.* układu sterowania multiskalarnego pokazanego na rysunku 1 jest sterowanie amplitudą trzeciej harmonicznej strumienia wirnika oraz precyzyjna synchronizacja przebiegu trzeciej harmonicznej strumienia wirnika z przebiegiem podstawowej harmonicznej strumienia wirnika. Regulacja amplitudy strumienia trzeciej harmonicznej odbywa się w podsystemie elektromagnetycznym poprzez regulację zmiennych multiskalarnych q_{21}^{II} oraz q_{22}^{II} . Synchronizacja pierwszej i trzeciej harmonicznej strumienia jest natomiast zapewniana w podsystemie mechanicznym. Wartość

zadana zmiennej multiskalarniej q_{12}^{II} jest generowana w dodatkowym układzie dwóch kaskadowo połączonych regulatorów: regulatora kąta trzeciej harmonicznej strumienia wirnika $\theta_{\psi r}^{II ref}$ oraz regulatora prędkości kątowej wektora 3-ciej harmonicznej strumienia wirnika $\omega_{\psi r}^{II}$. Zadane sygnały $q_{12}^{II ref}$ oraz $\omega_{\psi r}^{II ref}$ są wyznaczone w regulatorach proporcjonalno-całkujących:

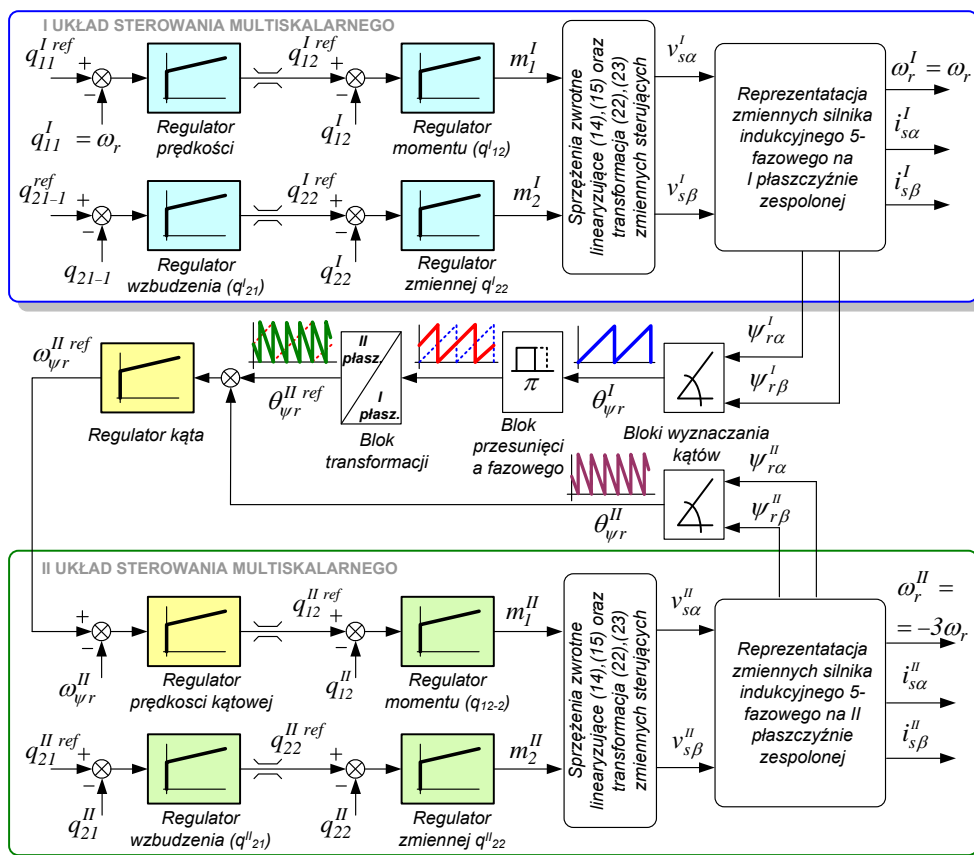
$$(19) \quad \omega_{\psi r}^{II ref} = \left(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{s} \right) \left(\theta_{\psi r}^{II ref} - \theta_{\psi r}^{II} \right),$$

$$(20) \quad q_{12}^{II ref} = \left(K_{p2} + \frac{K_{i2}}{s} \right) \left(\omega_{\psi r}^{II ref} - \omega_{\psi r}^{II} \right),$$

gdzie prędkość kątowa $\omega_{\psi r}^{II}$ jest obliczana z zależności:

$$(21) \quad \omega_{\psi r}^{II} = -3\omega_r + \frac{R_r^{II} L_m^{II} q_{12}^{II}}{L_r^{II} q_{21}^{II}}$$

Zmienna q_{12}^{II} regulowana w *II.* układzie sterowania multiskalarnego jest proporcjonalna do momentu elektromagnetycznego pochodzącego od trzeciej harmonicznej prądu stojana i trzeciej harmonicznej strumienia wirnika i jest ograniczana na wyjściu regulatora prędkości kątowej wektora trzeciej harmonicznej strumienia wirnika.



Rys.1. Proponowany układ regulacji pięciofazowego silnika indukcyjnego z podwójnym układem sterowania multiskalarnego: *I.* układ sterowania multiskalarnego odpowiedzialny za sterowanie pierwszą harmoniczną strumienia wirnika oraz *II.* układ sterowania multiskalarnego odpowiedzialny za sterowanie trzecią harmoniczną strumienia wirnika

Jak można wywnioskować z (21) w trybie pracy silnikowej, przy dodatniej wartości prędkości kątovej wirnika ω_r , zmienna multiskalarna q_{12}^{II} jest ujemna.

Zadane składowe wektora napięcia stojana $v_{s\alpha}^i, v_{s\beta}^i$ w układzie sterowania są obliczane na podstawie nieliniowych sterowań u_1^i, u_2^i oraz chwilowych wartości składowych wektora strumienia wirnika:

$$(22) \quad v_{s\alpha}^i = \frac{u_2^i \psi_{r\alpha}^i - u_1^i \psi_{r\beta}^i}{(\psi_{r\alpha}^i)^2 + (\psi_{r\beta}^i)^2},$$

$$(23) \quad v_{s\beta}^i = \frac{u_1^i \psi_{r\alpha}^i + u_2^i \psi_{r\beta}^i}{(\psi_{r\alpha}^i)^2 + (\psi_{r\beta}^i)^2}.$$

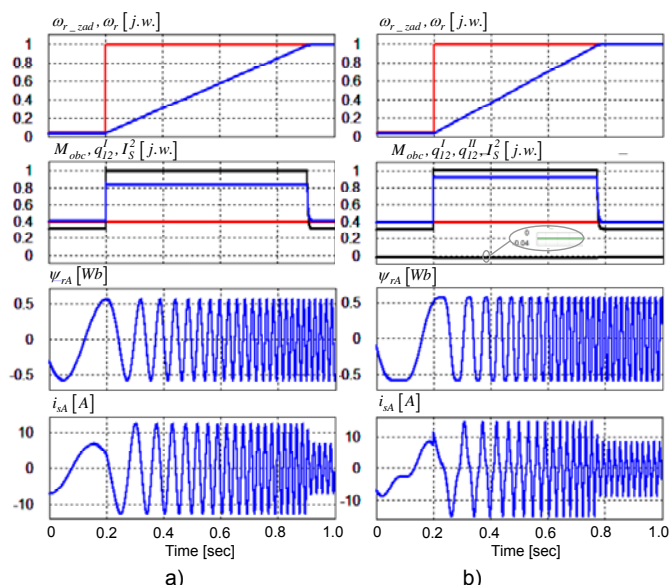
Wyniki badań symulacyjnych

Proponowany układ sterowania z rysunku 1 zbadano symulacyjnie wykorzystując język C, który użyto do opisu modelu całego napędu. W języku C zapisano równania różniczkowe silnika oraz całego układu regulacji. Równania silnika są rozwiązywane metodą Rungego-Kutty 4. rzędu z krokiem $0,5 \mu s$ a równania regulatorów są obliczane z wykorzystaniem metody prostokątów z krokiem $150 \mu s$. W Tabeli 1 zamieszczono parametry badanego pięcioletowego silnika indukcyjnego o uzwojeniach skupionych, o mocy $P_N = 5,5 \text{ kW}$, dwóch parach biegunów $p = 2$, znamionowej prędkości obrotowej $n_N = 1425 \text{ obr}^{-1}$, znamionowym napięciu fazowym $U_{fN} = 173,5 \text{ V}$, $f_N = 50 \text{ Hz}$, znamionowym prądzie $I_{fN} = 8,8 \text{ A}$, znamionowym strumieniu wirnika $\Psi_N = 0,382 \text{ Wb}$ oraz współczynnika mocy $\cos \varphi_n = 0,84$.

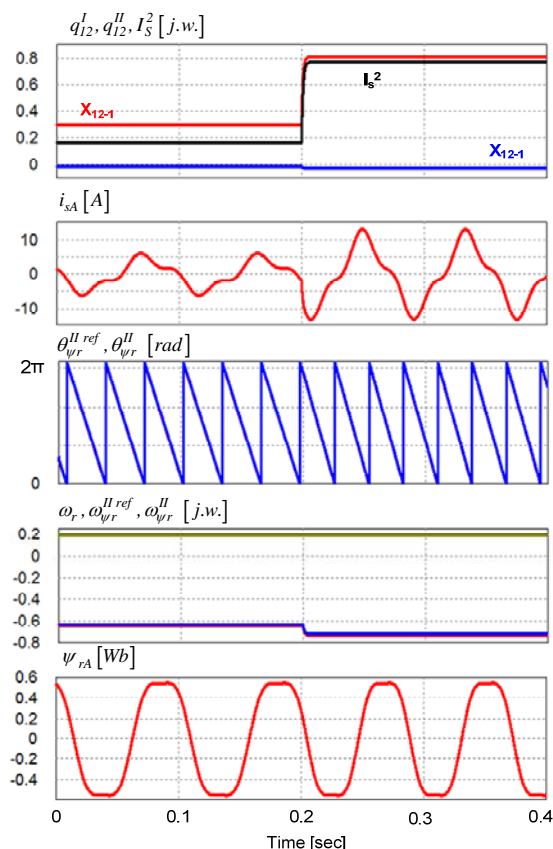
Tabela 1. Parametry silnika indukcyjnego 5-fazowego 5,5 kW

Pierwszy układ współrzędnych	
Symbol	Wartość/ wartość [j.w.]
R_s^I	1,04 Ω / 0,053 j.w.
R_r^I	1,18 Ω / 0,06 j.w.
L_s^I	260,8 mH / 4,14 j.w.
L_r^I	260,8 mH / 4,14 j.w.
L_m^I	250 mH / 3,97 j.w.
Drugi układ współrzędnych [j.w.]	
R_s^{II}	1,04 Ω / 0,053 j.w.
R_r^{II}	2,13 Ω / 0,108 j.w.
L_s^{II}	95,1 mH / 1,51 j.w.
L_r^{II}	95,1 mH / 1,51 j.w.
L_m^{II}	84,4 mH / 1,34 j.w.
Jednostki bazowe	
$U_b = \sqrt{5} U_{fN}$	388 V
$I_b = \sqrt{5} I_{fN}$	19,7 A
S_b	7,6 kW
M_b	$\Psi_b I_b p$ [Nm]
Ψ_b	$U_b / 2\pi f_N$ [Wb]

Na rysunku 2 pokazano wyniki symulacji rozruchu badanego silnika obciążonego momentem $M_{obc} = 0,4 \text{ j.w.}$, równym połowie momentu znamionowego. Na kolejnych figurach przedstawiono przebiegi prędkości zadanej i mierzonej, momentu obciążenia, zmiennych multiskalnych q_{12}^I oraz q_{12}^{II} , strumienia wirnika oraz prądu fazowego stojana. Zadana wartość q_{21}^I wynosiła 1 j.w., a zmiennej q_{21}^{II} wynosiła 0,017 j.w. co odpowiada kolejno 115% oraz 15% wartości znamionowej pierwszej harmonicznej strumienia wirnika.



Rys.2. Symulacja rozruchu badanego silnika indukcyjnego pięcioletowego ze stałym momentem obciążenia równym połowie znamionowego ($M_{obc} = 0,4 \text{ j.w.}$) z konwencjonalnym sterowaniem multiskalarnym (a) oraz z proponowanym układem sterowania z iniekcją trzeciej harmonicznej strumienia wirnika (b).



Rys.3. Stan przejściowy po zmianie momentu obciążenia M_{obc} od wartości 0,4 j.w. do 0,8 j.w. w proponowanym układzie sterowania z iniekcją trzeciej harmonicznej strumienia wirnika.

Dla celu porównania właściwości dynamicznej układu napędowego ze sterowaniem konwencjonalnym, ograniczonym do pierwszej harmonicznej, oraz z proponowanym sterowaniem multiskalarnym dla dwóch układów współrzędnych przyjęto wartość ograniczenia wskaźnika (13) równą 1 j.w. Dla takiego ograniczenia prądu

stojana w układzie z konwencjonalnym sterowaniem multiskalarnym (tylko pierwsza harmoniczna) uzyskano maksymalną wartość zmiennej q_{12} równą 0,85 j.w. natomiast w układzie z proponowanym rozwiniętym sterowaniem multiskalarnym uzyskano $q_{12}^I=0,94$ j.w. oraz $q_{12}^{II}=-0,028$. Jak można zauważyć na podstawie (6) świadczy to o wzroście wartości generowanego momentu o blisko 14% dzięki czemu czas rozruchu silnika pod obciążeniem został skrócony o jedną piątą. Na rysunku 3, dla tych samych wartości zadanych zmiennych multiskalarnych q_{21}^I oraz q_{21}^{II} przedstawione zostały przebiegi symulacyjne po skokowej zmianie momentu obciążenia M_{obc} od wartości 0,3 j.w. do wartości znamionowej wynoszącej 0,8 j.w. przy stałej prędkości kątowej wirnika wynoszącej 0.2 j.w. Generowana w drugim układzie zmienna multiskalarna q_{12}^{II} o wartości -0,0243 gwarantuje śledzenie wartości zadanej przez prędkość kątową ω_{vr}^{II} wektora trzeciej harmonicznej strumienia wirnika. Realizacja zadania przez regulator prędkości kątowej zapewnia z kolei śledzenie zadanej wartości kąta położenia θ_{vr}^{II} wektora trzeciej harmonicznej strumienia wirnika w dodatkowym układzie kaskadowym regulacji (rys. 1), a tym samym synchronizację przebiegów strumienia wirnika pierwszej oraz trzeciej harmonicznej - niezależnie od zmian obciążenia.

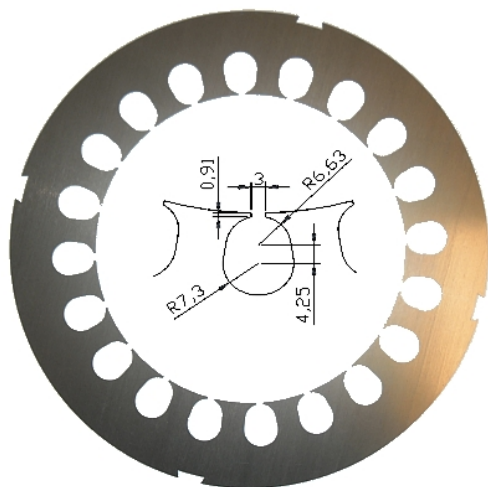
Wyniki badań laboratoryjnych

Badania zaproponowanego algorytmu synchronizacji przebiegów pierwszej harmonicznej i trzeciej harmonicznej strumienia wirnika wymuszanych w układzie regulacji w układzie napędowym ze sterowaniem multiskalarnym zostały przeprowadzone na stanowisku laboratoryjnym z silnikiem pięcioletowym o mocy 5,5 kW i parametrach podanych w Tabelicy 1.

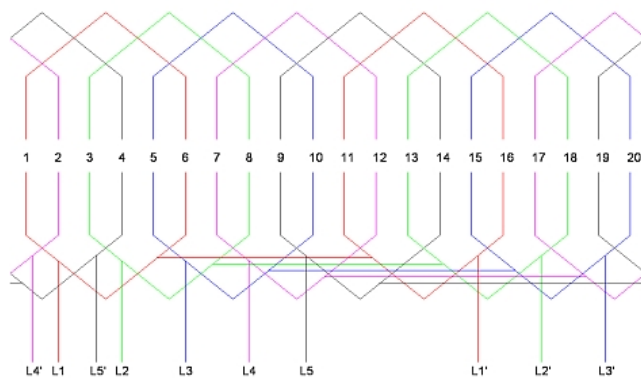
Silnik pięcioletowy został wykonany przez modyfikację standardowego trójfazowego silnika indukcyjnego. Wirnik silnika pozostawiono bez zmian a zmieniono jedynie pakiet stojana. Zaprojektowane zostały nowe blachy stojana, które wykonane zostały na laserowej wycinarce pracującej w technologii *fiber glass*. Na rysunku 4. pokazano widok jednej z blach oraz szczegół projektowy żłobka silnika.

Blachy stojana zostały złożone w nowy pakiet i uzwojone zgodnie z zaprojektowanym schematem uzwojenia (rys. 5).

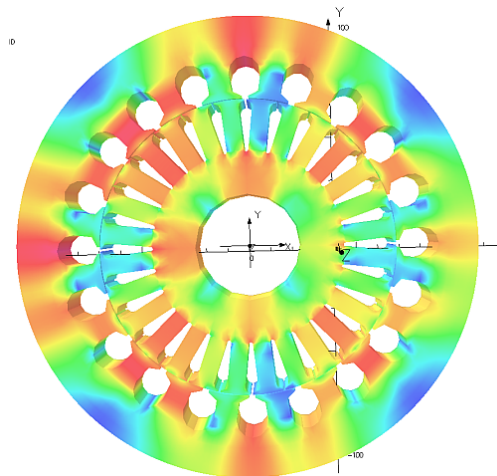
Do sprawdzenia projektu maszyny wykorzystano symulacje polowe. Przykład obliczeń polowych pokazano na rys. 6 i rys. 7.



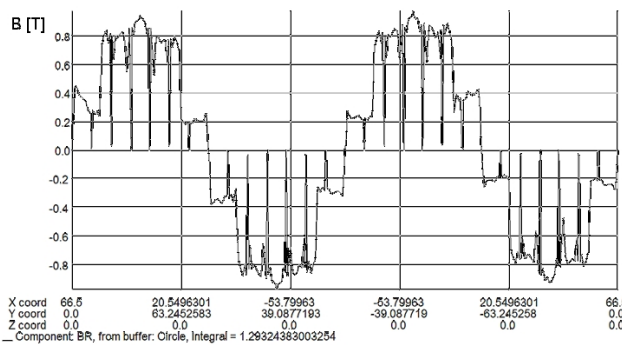
Rys.4. Widok blach stojana silnika indukcyjnego pięcioletowego, oraz szczegół projektowy żłobka stojana (1 żłobek na biegun i fazę)



Rys.5. Schemat uzwojeń stojana silnika indukcyjnego pięcioletowego (140 zwojów dla pojedynczej cewki, drut 0.8 mm).



Rys.6. Rozkład indukcji magnetycznej w zaprojektowanym silniku indukcyjnym pięcioletowym.



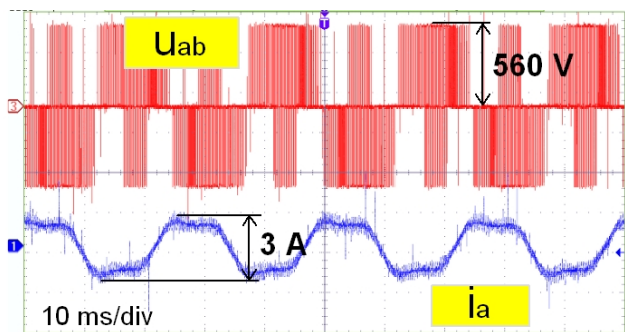
Rys. 7. Symulacja polowa pokazująca rozkład indukcji magnetycznej w szczeliny powietrznej silnika.

Silnik projektowany był tak, aby uzyskać indukcję w szczeliny na poziomie $B=0.7$ T. Wynik symulacji polowej (rys. 6) potwierdza poprawność projektu maszyny.

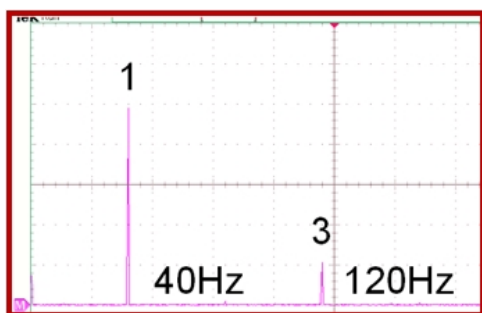
Algorytm sterowania multiskalarnego z rysunku 1 został zaimplementowany w procesorze sygnałowym ADSP-21363. Do odtwarzania prędkości kątowej wirnika oraz składowych wektorów strumienia wirnika i prądu stojana w poszczególnych płaszczyznach w każdym układzie sterowania multiskalarnego zastosowano obserwator o podstawowej strukturze pokazanej w [15], która została zmodyfikowana aby poprawić właściwości estymacji zmiennych stanu. Zmiana obserwatora polegała na rozszerzeniu modelu zakłóceń zgodnie z [16] oraz wprowadzeniu metody kroków wstecz [17] (ang. *Backstepping Observer*).

Do generowania zadanego napięcia zasilającego uzwojenia stojana badanego silnika indukcyjnego pięciofazowego zastosowano metodę wektorowej modulacji szerokości impulsów MSI z wykorzystaniem sześciu wektorów aktywnych zaproponowaną w [18]. Przykładowy przebieg napięcia międzyfazowego i prądu fazowego silnika pokazano na rys. 8.

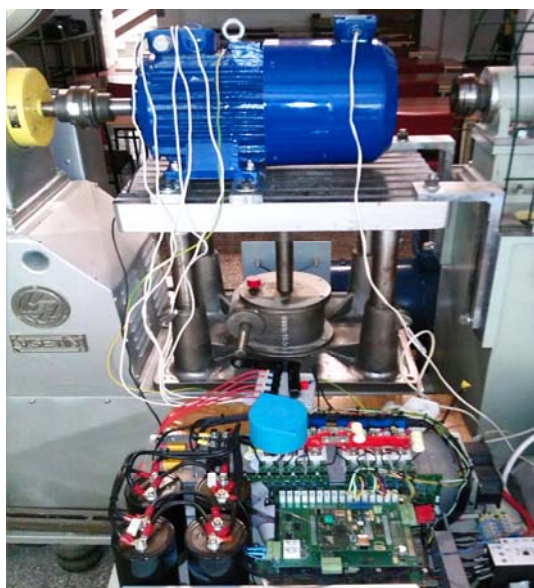
Jak można zauważyć w przebiegach prądu z rysunku 8 falownik pracuje z MSI, która zapewnia generację składowej podstawowej prądu o częstotliwości 40 Hz oraz składowej o trzykrotnie wyższej częstotliwości – rys. 9.



Rys.8. Przykładowe przebiegi napięcia międzyfazowego falownika oraz prądu stojana pięciofazowego silnika indukcyjnego przy wymuszaniu częstotliwości napięcia odpowiednio: 40 Hz w pierwszym układzie oraz 120 Hz w drugim układzie.

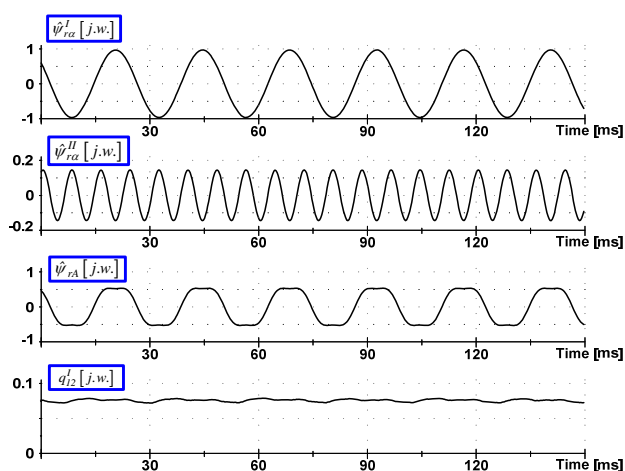


Rys. 9. Analiza FFT prądu silnika dla przypadku z rysunku 8.

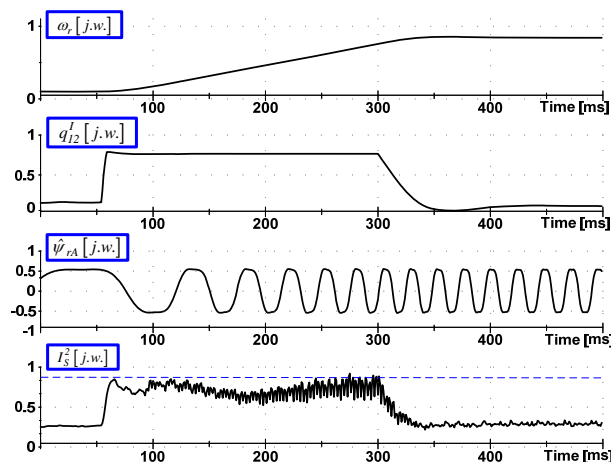


Rys.10. Widok stanowiska laboratoryjnego z badanym pięciofazowym silnikiem indukcyjnym o mocy 5,5 kW zasilanym z pięciofazowego falownika napięcia z proponowanym sterowaniem multiskalarnym.

Charakterystyczne przebiegi badanego układu napędowego z pięciofazowym silnikiem indukcyjnym zarejestrowane na stanowisku laboratoryjnym z rysunku 10 zostały przedstawione na rysunku 11 i rysunku 12 [19]. Na rysunku 11 pokazano przebiegi zmiennych badanego silnika pięciofazowego pracującego z prędkością kątową wału 0,2 j.w. z około 10% momentem obciążenia. Proponowany algorytm zapewnia synchronizację wymuszanych w układzie napędowym przebiegów strumieni pierwszej harmonicznej i trzeciej harmonicznej. Dla zbadania proponowanego algorytmu synchronizacji w stanach dynamicznych przeprowadzono rozruch silnika od prędkości kątowej 0,1 j.w. do 0,9 j.w. z ograniczeniem momentu równym momentowi znamionowemu, tj. 0,72 j.w. (rys. 12). W czasie trwania rozruchu wskaźnik I_s^2 cały czas podlegał ograniczeniu wynoszącemu 0,8, co potwierdza, że iniekcja trzeciej harmonicznej strumienia wirnika nie powodowała nasycenia.



Rys.11. Stan ustalony nieobciążonego silnika pracującego z prędkością obrotową 0,2 j.w. w układzie napędowym ze sterowaniem multiskalarnym z wymuszaniem trzeciej harmonicznej strumienia wirnika; przebiegi odtwarzanych zmiennych $\hat{\psi}_{ra}^I$, $\hat{\psi}_{ra}^{II}$, $\hat{\psi}_{ra}$ oraz zmiennej multiskalarniej q_{12}^I .



Rys.12. Rozruch nieobciążonego silnika od prędkości 0,1 j.w. do prędkości 0,9 j.w. w układzie napędowym ze sterowaniem multiskalarnym z wymuszaniem trzeciej harmonicznej strumienia wirnika; przebiegi: prędkości kątowej wału, zmiennej multiskalarniej q_{12}^I , odtwarzanej zmiennej $\hat{\psi}_{ra}^I$ oraz wskaźnika I_s^2 .

Wnioski

W artykule przedstawiono układ multiskalarnego sterowania pięciofazowym silnikiem indukcyjnym zapewniający wymuszanie w silniku trzeciej harmonicznej strumienia wirnika. W układzie zaproponowano nowy sposób synchronizacji wymuszanych przebiegów pierwszej harmonicznej i trzeciej harmonicznej strumienia wirnika. Proponowany układ zawiera dwa układy regulatorów zmiennych multiskalarnych zapewniających wymuszanie amplitudy i wzajemnego położenia wektorów strumienia wirnika i prądu stojana odpowiednio pierwszej i trzeciej harmonicznej oraz dodatkowy kaskadowy układ regulatorów zadanych wartości kąta położenia oraz prędkości kątowej wektora trzeciej harmonicznej strumienia wirnika. Regulacja dwóch dodatkowych zmiennych w układzie kaskadowym zapewnia precyzyjną synchronizację przebiegów pierwszej i trzeciej harmonicznej strumienia wirnika w szerokim zakresie i pozwala uniknąć zjawiska nasycenia. Jak pokazały badania symulacyjne, iniekcja trzeciej harmonicznej strumienia wirnika pozwala na zwiększenie generowanego momentu silnika pięciofazowego o uzwojeniach skupionych o blisko 14%. Zastosowanie proponowanej metody sterowania prowadzi do poprawy właściwości dynamicznych napędu oraz lepszego wykorzystanie materiału konstrukcyjnego maszyny. Jako wskaźnik dla porównania właściwości proponowanego układu sterowania z konwencjonalnym układem sterowania multiskalarnego przyjęto sumę kwadratów modułów wektorów pierwszej i trzeciej harmonicznej prądu stojana. Proponowana metoda może być stosowana do napędów bezczujnikowych z obserwatorami strumienia wirnika i prędkości kątowej wirnika.

Projekt został sfinansowany ze środków Narodowego Centrum Nauki przyznanych na podstawie decyzji numer DEC-2013/09/B/ST7/01642 oraz 2011/01/B/ST7/06593.

Autorzy: dr inż. Marek Adamowicz, Politechnika Gdańska, Katedra Automatyki Napędu Elektrycznego, ul. Sobieskiego 7, 80-216 Gdańsk, E-mail: marek.adamowicz@pg.gda.pl, prof. dr hab. inż. Zbigniew Krzemiński, E-mail: zbigniew.krzeminski@pg.gda.pl, dr inż. Marcin Morawiec, E-mail: marmoraw@pg.gda.pl, mgr inż. Patryk Strankowski, E-mail: patryk.strankowski@pg.gda.pl, dr hab. inż. Jarosław Guziński, E-mail: jaroslaw.guzinski@pg.gda.pl

LITERATURA

- [1] Levi E., Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 55 (2008), n.5, 1893-1909
- [2] Abdel-Khalik A. S., Masoud M. I. and Williams B. W., Improved Flux Pattern With Third Harmonic Injection for Multiphase Induction Machines, *IEEE Trans. Power Electron.*, 27 (2012), n.3, 1563-1578
- [3] Mengoni M., Zarri L., Tani A., Parsa L., Serra G., Casadei D., High-Torque-Density Control of Multiphase Induction Motor

- Drives Operating Over a Wide Speed Range, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 62 (2015), n.2, 814-825
- [4] Xu H., H. A. Toliyat, and L. J. Petersen, Rotor field oriented control of five-phase induction motor with the combined fundamental and third harmonic currents, Proc. IEEE 16th Annu. Appl. Power Electron. Conf. Expo., Mar. 4-8, 2001, vol. 1, 392-398.
- [5] Pereira L. A., Scharlau C. C., Pereira L. F. A., Haffner J. F., General model of a five-phase induction machine allowing for harmonics in the air gap field, *IEEE Trans. Energy Convers.*, 21 (2006), n.4, 891-899
- [6] Pereira L. A., Scharlau C. C., Pereira L. F. A., Haffner J. F., Influence of Saturation on the Airgap Induction Waveform of Five-Phase Induction Machines, *IEEE Trans. Energy Conv.*, 27 (2012), n.1, 29 - 41
- [7] Zheng L., Fletcher J. E., B. Williams W., He X., Dual-plane vector control of a five-phase induction machine for an improved flux pattern, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 55 (2008), n.5, 1996-2005
- [8] Krzemiński Z., Nonlinear Control of Induction Motor, 10th IFAC Congress on Automatic Control, 1987, Vol. 3, 349 - 354
- [9] Wilamowski B. M., Irwin D. J. (Eds), Power Electronics and Motor Drives. The Industrial Electronics Handbook. Second Edition, CRC Press, Taylor and Francis Group LLC 2011
- [10] Abu-Rub H., Iqbal A., Guzinski J. (Eds), High Performance Control of AC Drives With Matlab/Simulink Models, John Wiley&Sons Ltd. 2012
- [11] Adamowicz M., Morawiec M.: Advances in CSI-fed induction motor drives, 7th International Conference-Workshop Compatibility and Power Electronics (CPE), 1-3 June 2011, Tallin, Estonia, 276 - 282
- [12] Imecs M., Kelemen A.: Comparison between multiphase servo drives using the polyphase space-phasor theory, Proceeding of PCIM'95, Nurnberg, 1995.
- [13] Krzemiński Z.: Obserwatory prędkości dla bezczujnikowego sterowania maszynami prądu przemiennego, *Przegląd Elektrotechniczny*, 90 (2014), n.5, 1 - 7
- [14] Mengoni M., Zarri L., Tani A., Parsa L., Serra G., Casadei D., High-Torque-Density Control of Multiphase Induction Motor Drives Operating Over a Wide Speed Range, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 62 (2015), n.2, 814 - 825
- [15] Krzemiński Z.: Nowa struktura obserwatora prędkości oparta na rozszerzonym modelu maszyny indukcyjnej, *Przegląd Elektrotechniczny*, 07 (2009), 141-147.
- [16] Krzemiński Z., Lewicki A., Morawiec M.: Speed observer based on extended model of induction machine, 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics.
- [17] Morawiec M.: Z-Type Observer Backstepping for Induction Machines, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62 (2015), n.4, DOI: 10.1109/TIE.2014.2355417, 2090-2102
- [18] Lewicki A., Guziński J., Strankowski P.: Wektorowa modulacja szerokości impulsów w pięciofazowych falownikach napięcia, Mat. XII Konf. Nauk. SENE 2015, 18-20 Listopada 2015.
- [19] Adamowicz M., Strankowski P., Morawiec M., Guziński J., Krzemiński Z.: Sterowanie multiskalarnie pięciofazowym silnikiem indukcyjnym, XII Konferencja Naukowa Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, SENE 2015, 18-20 Listopad 2015, Łódź.