

doi:10.15199/48.2020.01.33

Badania bezczujnikowego układu napędowego z silnikiem pięciofazowym w normalnych i awaryjnych stanach pracy.

Streszczenie. W artykule przedstawiono bezczujnikowe sterowanie polowo zorientowane dla pięciofazowego silnika indukcyjnego. Zaproponowany układ sterowania został przebadany pod kątem możliwej pracy w przypadku braku zasilania jednej oraz dwóch faz stojana silnika. Zaprezentowane wyniki badań eksperymentalnych przeprowadzono dla normalnego i awaryjnego trybu pracy napędu w zakresach prędkości ponad znamionowych oraz bardzo niskich.

Abstract. The paper presents sensorless field oriented control for five-phase induction motor. The proposed control system was tested for possible running under single and double open phase fault. The presented experimental results were carried out for normal and emergency operation mode of the drive above base and very low speed. (Testing of a sensorless drive system with a five-phase motor in normal and emergency operating conditions).

Słowa kluczowe: pięciofazowy silnik indukcyjny, sterowanie polowo zorientowane, obserwator prędkości, napęd odporny na uszkodzenia.
Keywords: five-phase induction motor, field oriented control, speed observer, fault tolerant drive.

Wstęp

Nowoczesne układy napędowe gwarantujące dużą niezawodność działania są obecnie bardzo pożądane w zastosowaniach przemysłowych. Największą grupę układów napędowych w przemyśle stanowią zespoły z trójfazowymi silnikami asynchronicznymi klatkowymi, z uwagi na ich prostą konstrukcję oraz niski koszt wytwarzania. Istotną wadą silników trójfazowych zasilanych z przemienników częstotliwości jest brak możliwości pracy silnika w przypadku wystąpienia przerwy w jednej z faz silnika lub jednej z gałęzi falownika. Wady tej są pozbawione układy napędowe z maszynami wielofazowymi, w których liczba faz jest większa niż trzy. Najczęściej opisywanymi w literaturze rozwiązaniami z maszynami wielofazowymi są układy z silnikami indukcyjnymi pięciofazowymi [1–5]. Silniki wielofazowe zyskują coraz większe zainteresowanie ze strony zespołów badawczych ze względu na swoje właściwości, między innymi: wyższe wartości momentu napędowego, mniejsze pulsacje momentu napędowego, możliwość niezależnego sterowania dwoma silnikami zasilanymi z jednego przekształtnika oraz zwiększoną niezawodność.

W artykułach [6–11] zaprezentowano rozwiązania sterowania dla silnika pięciofazowego w przypadku wystąpienia uszkodzenia w postaci przerwy w jednej fazie stojana.

W niniejszym artykule zamieszczono krótkie wprowadzenie do zagadnienia sterowania silnikami pięciofazowymi oraz zaprezentowano wyniki badań eksperymentalnych działania bezczujnikowego układu napędowego w przypadku wystąpienia braku zasilania w jednej oraz dwóch fazach. Zaprezentowane rozwiązanie oparto na sterowaniu polowo zorientowanym, w którym prędkość obrotowa oraz kąt położenia wału maszyny odtwarzane są w sposób algorytmiczny w obserwatorze prędkości. Zaproponowane sterowanie zweryfikowano eksperymentalnie na stanowisku laboratoryjnym z prototypem układu napędowego z pięciofazowym silnikiem indukcyjnym i falownikiem napięcia. Wyniki badań laboratoryjnych dotyczą wybranych stanów działania silnika dla pracy normalnej i awaryjnej w szerokim zakresie zmiany prędkości obrotowej wału od bardzo niskich wartości do wartości ponad znamionowej.

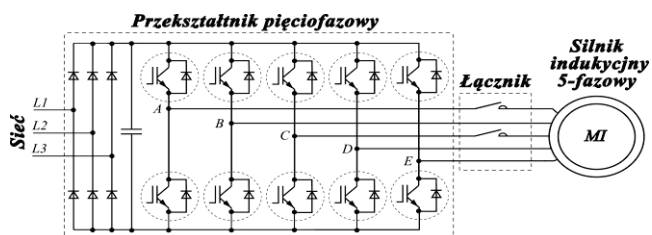
Napęd z silnikiem indukcyjnym pięciofazowym

Silniki wielofazowe wymagają niestandardowego pięciofazowego falownika napięcia (rys.1). Jednak

konstrukcja pięciofazowego silnika indukcyjnego jak i pięciofazowego falownika napięcia nie są dużo bardziej skomplikowane od ich trójfazowych odpowiedników. Poza tym, większa liczba faz dla takiej samej mocy jak w trójfazowym silniku, determinuje mniejszą wartość prądu w pojedynczej fazie. Umożliwia to zastosowanie tańszych tranzystorów w silnopiędowej części falownika o mniejszej wartości prądu. Tak więc, pod tym względem nie ma obecnie przeszkód w przemysłowej budowie i seryjnej produkcji komercyjnych pięciofazowych napędów elektrycznych.

Silnik pięciofazowy o takich samych wymiarach mechanicznych i mocy, w porównaniu do silnika trójfazowego charakteryzuje się do 10 % większym momentem napędowym przy zastosowaniu nowoczesnego sterowania z iniekcją trzeciej harmonicznej strumienia [3, 12–15]. Kolejnymi pozytywnymi cechami układu napędowego jest uzyskanie mniejszych wartości pulsacji w przebiegu momentu elektromagnetycznego na wale maszyny oraz wyższa niezawodność ze względu na większą liczbę faz. Jednakże wszystkie wymienione powyżej korzyści okupione są koniecznością stosowania bardziej zaawansowanych układów sterowania z niezależną kontrolą pierwszej i trzeciej harmonicznej napięcia. Na uwagę zasługuje również bardziej skomplikowany algorytm modulacji szerokości impulsów (MSI), w którym wykorzystuje się znacznie większą liczbę kombinacji wektorów, a każda kombinacja załączenia tranzystorów generuje jednocześnie wektory napięcia w układzie pierwszej oraz trzeciej harmonicznej.

W badaniach laboratoryjnych układu napędowego wykorzystano silnik pięciofazowy o mocy 5,5 kW zasilany z pięciofazowego falownika napięcia. W torze zasilania stojana umieszczono łącznik pozwalający na ręczne symulowanie przerw w wybranych fazach stojana. Konfigurację układu napędowego pokazano na rysunku 1.



Rys.1. Schemat poglądowy struktury stanowiska laboratoryjnego

Sterowanie polowo zorientowane

Zmienne opisujące model silnika w układzie pięcioletowym mogą zostać przetransformowane do dwóch niezależnych, stacjonarnych układów współrzędnych $\alpha_{(1)}-\beta_{(1)}$ i $\alpha_{(3)}-\beta_{(3)}$ przy zastosowaniu macierzy transformacji zachowującej inwariantność mocy:

$$(1) \begin{bmatrix} x_{\alpha(1)} \\ x_{\beta(1)} \\ x_{\alpha(3)} \\ x_{\beta(3)} \\ x_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & -\sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & -\sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) & -\sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) & -\sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \\ x_d \\ x_e \end{bmatrix}$$

gdzie: $x_{a...e}$ – zmienne fazowe, $x_{\alpha(1),\beta(1)}$ – składowe wektora w pierwszym układzie, $x_{\alpha(3),\beta(3)}$ – składowe wektora w drugim układzie, x_o – składowa zerowa.

Znając kąty położenia wektora strumienia wirnika lub stojana w obydwóch układach współrzędnych możliwe jest zastosowanie transformacji Parka do realizacji sterowania wektorowego. W rezultacie uzyskuje się zmienne zorientowane w dwóch wirujących układach współrzędnych $d_{(1)}-q_{(1)}$ i $d_{(3)}-q_{(3)}$. W niniejszym artykule przedstawiono linearyzację modelu silnika indukcyjnego poprzez wprowadzenie dodatkowej zmiennej x proporcjonalnej do momentu elektromagnetycznego ($x_{(i)} = \Psi_{rd(i)} i_{sq(i)}$) oraz odsprężenie torów regulacji. Zastosowany model matematyczny pięcioletowego silnika indukcyjnego w jednostkach względnych odnoszących się do wartości znamionowych prędkości i strumienia przedstawiają równania:

$$(1) \frac{dx_{(i)}}{dt} = \left(\frac{R_{s(i)} L_{r(i)}^2 + R_{r(i)} L_{m(i)}^2}{L_{r(i)}^2 L_{s(i)} - L_{m(i)}^2 L_{r(i)}} + \frac{R_{r(i)}}{L_{r(i)}} \right) (-x_{(i)} + m_{1(i)}),$$

$$(2) \frac{d\Psi_{rd(i)}}{dt} = -\frac{R_{r(i)}}{L_{r(i)}} \Psi_{rd(i)} + \frac{R_{r(i)} L_{m(i)}}{L_{r(i)}} i_{sd(i)},$$

$$(3) \frac{di_{sd(i)}}{dt} = \left(\frac{R_{s(i)} L_{r(i)}^2 + R_{r(i)} L_{m(i)}^2}{L_{r(i)}^2 L_{s(i)} - L_{m(i)}^2 L_{r(i)}} \right) (-i_{sd(i)} + m_{2(i)}),$$

$$(4) \frac{d\omega_{r(i)}}{dt} = \frac{1}{J} \left(\frac{L_{m(i)}}{L_{r(i)}} x_{(1)} - \frac{L_{m(i)}}{L_{r(i)}} x_{(3)} - m_o \right),$$

gdzie: i_{sd}, i_{sq} – składowe wektora prądu stojana, Ψ_{rd}, Ψ_{rq} – składowe wektora strumienia wirnika, ω_r – prędkość kątowna wirnika, R_r, R_s – rezystancje wirnika i stojana, L_m – indukcyjność wzajemna, L_r, L_s – indukcyjności wirnika i stojana, m_o – moment obciążenia, J – moment bezwładności.

Oznaczenie (i) w dolnym indeksie przyjmuje wartości 1, 3 odpowiednio dla układu pierwszej i trzeciej harmonicznej. Dla każdego z podukładów (i) występuje oddzielny zbiór parametrów schematu zastępczego maszyny. Nowe wielkości sterujące oznaczono jako $m_{1(i)}$ i $m_{2(i)}$. Dynamika zmiennych układu $d_{(1)}-q_{(1)}$ nie wpływa na dynamikę zmiennych układu $d_{(3)}-q_{(3)}$, więc modele matematyczne w

obydwóch układach współrzędnych można traktować jako dwie niezależne maszyny połączone wspólnym wałem, które dzielą ze sobą ten sam obwód magnetyczny. W przypadku maszyny o uzwojeniu skupionym możliwe jest zwiększenie momentu napędowego poprzez odpowiednie sterowanie w drugim układzie współrzędnych. Na rysunku 2 pokazano zaimplementowaną strukturę sterowania polowo zorientowanego pięcioletowym silnikiem indukcyjnym. W strukturze tej, można wyróżnić dwa podukłady odpowiadające sterowaniu w układach podstawowej oraz trzeciej harmonicznej. Dzięki linearyzacji i odsprężeniu, sterowanie momentem i strumieniem wirnika odbywa się w dwóch niezależnych torach regulacji. Zaproponowany układ regulacji wykorzystuje kaskadę regulatorów proporcjonalno-całkowych. Wartość zadana momentu $x_{(1)}$ obliczana jest w nadrzędnym regulatorze prędkości, a wartość momentu trzeciej harmonicznej $x_{(3)}$ obliczana jest w bloku synchronizacji. Sposób synchronizacji trzeciej harmonicznej opisany jest ściślej w [3]. Zadane wartości prądów stojana w osiach $d_{(1)}$ i $d_{(3)}$ wyznaczane są z wyjść nadrzędnych regulatorów strumienia wirnika oraz porównywane z aktualnymi wartościami. Na podstawie wyjść z regulatorów momentu x , prądu i_{sd} oraz odsprężenia obliczane są zadane składowe wektora napięcia stojana w układach $d-q$:

$$(5) u_{sd(i)} = \left(\frac{L_{r(i)} L_{s(i)} - L_{m(i)}}{L_{r(i)}} \right) \left(\frac{R_{s(i)} L_{r(i)}^2 + R_{r(i)} L_{m(i)}^2}{L_{r(i)}^2 L_{s(i)} - L_{m(i)}^2 L_{r(i)}} \right) m_{1(i)} - \left(\frac{L_{r(i)} L_{s(i)} - L_{m(i)}}{L_{r(i)}} \right) \left(\omega_{e(i)} \frac{x_{(i)}}{\Psi_{rd(i)}} - \left(\frac{R_{r(i)} L_{m(i)}}{L_{r(i)}^2 L_{s(i)} - L_{m(i)}^2 L_{r(i)}} \right) \Psi_{rd(i)} \right),$$

$$(6) u_{sq(i)} = \left(\frac{L_{r(i)} L_{s(i)} - L_{m(i)}}{L_{r(i)}} \right) \left(\frac{R_{s(i)} L_{r(i)}^2 + R_{r(i)} L_{m(i)}^2 + R_{r(i)}}{L_{r(i)}^2 L_{s(i)} - L_{m(i)}^2 L_{r(i)}} + \frac{R_{r(i)}}{L_{r(i)}} \right) \cdot \left(m_{2(i)} + \omega_{e(i)} i_{sd(i)} \Psi_{rd(i)} + \frac{L_{m(i)} \omega_{r(i)} \Psi_{rd(i)}^2}{L_{r(i)} L_{s(i)} - L_{m(i)}} - \frac{R_{r(i)} L_{m(i)}}{L_{r(i)}} \frac{i_{sd(i)} x_{(i)}}{\Psi_{rd(i)}} \right).$$

Następnie, zadane składowe napięcia stojana zostają przetransformowane do stacjonarnego układu współrzędnych $\alpha-\beta$ oraz przekazane do bloków modulacji szerokości impulsów (MSI) i obserwatora prędkości.

Obserwator prędkości wirnika pięcioletowej maszyny indukcyjnej

Zamknięty układ regulacji wymaga estymacji zmiennych stanu maszyny indukcyjnej związanych z wektorami strumienia wirnika (lub stojana) i prądu stojana. W artykułach przedstawiono znaną strukturę obserwatora prędkości [16-17], którą zaimplementowano w układzie pięcioletowym. W strukturze tej, wykorzystuje się estymację dodatkowo wprowadzonego wektora:

$$(7) \zeta_{(i)} = \omega_{r(i)} \Psi_{r(i)}.$$

Równania zastosowanego obserwatora prędkości przedstawiono poniżej [16-17]:

$$(8) \frac{d \hat{i}_{s(i)}}{d\tau} = \left(\frac{R_{s(i)} L_{r(i)}^2 + R_{r(i)} L_{m(i)}^2}{L_{r(i)}^2 L_{s(i)} - L_{m(i)}^2 L_{r(i)}} \right) \hat{i}_{s(i)} + \frac{R_{r(i)} L_{m(i)}}{L_{r(i)} L_{s(i)} - L_{m(i)}^2 L_{r(i)}} \hat{\Psi}_{r(i)} + j \frac{L_{m(i)}}{L_{r(i)} L_{s(i)} - L_{m(i)}^2 L_{r(i)}} \hat{\zeta}_{(i)} + \frac{L_{r(i)}}{L_{r(i)} L_{s(i)} - L_{m(i)}^2 L_{r(i)}} u_{s(i)} + k_{11(i)} \tilde{\zeta}_{(i)} + j k_{12(i)} \tilde{\zeta}_{(i)} + k_{13(i)} \tilde{i}_{s(i)} + j k_{14(i)} \tilde{i}_{s(i)},$$

$$(9) \quad \frac{d\hat{\psi}_{r(i)}}{d\tau} = -\frac{R_{r(i)}}{L_{r(i)}}\hat{i}_{s(i)} + \frac{R_{r(i)}L_{m(i)}}{L_{r(i)}}\hat{\psi}_{r(i)} + j\hat{\zeta}_{(i)} \\ + k_{21(i)}\tilde{\zeta}_{(i)} + jk_{22(i)}\tilde{\zeta}_{(i)} + k_{23(i)}\tilde{i}_{s(i)} + jk_{24(i)}\tilde{i}_{s(i)},$$

$$(10) \quad \frac{d\hat{\zeta}_{(i)}}{d\tau} = \frac{\Delta\hat{\omega}_{r(i)}}{\Delta t}\hat{\psi}_{r(i)} - \frac{R_{r(i)}}{L_{r(i)}}\hat{\omega}_{r(i)}\hat{i}_{s(i)} + \frac{R_{r(i)}L_{m(i)}}{L_{r(i)}}\hat{\zeta}_{(i)} \\ + j\hat{\omega}_{r(i)}\hat{\zeta}_{(i)} + k_{31(i)}\tilde{\zeta}_{(i)} + jk_{32(i)}\tilde{\zeta}_{(i)} + k_{33(i)}\tilde{i}_{s(i)} + jk_{34(i)}\tilde{i}_{s(i)},$$

gdzie $k_{11...k_{34}}$ to wzmocnienia obserwatora, $\hat{}$ oznacza wielkości odtwarzane, $\tilde{}$ oznacza błąd odtwarzania.

Człony z błędami estymacji zdefiniowano następująco:

$$(11) \quad \tilde{i}_{s(i)} = \hat{i}_{s(i)} - \hat{i}_{s(i)},$$

$$(12) \quad \tilde{\zeta}_{(i)} = \hat{\omega}_{r(i)}\hat{\psi}_{r(i)} - \hat{\zeta}_{(i)}.$$

Wartość prędkości kątovej wirnika wyznaczona zostaje z wykorzystaniem odtwarzanych zmiennych stanu maszyny:

$$(13) \quad \hat{\omega}_{r(i)} = \frac{\hat{\zeta}_{\alpha(i)}\hat{\psi}_{ra(i)} + \hat{\zeta}_{\beta(i)}\hat{\psi}_{r\beta(i)}}{\left|\hat{\psi}_{r(i)}\right|^2}.$$

Praca układu napędowego podczas braku zasilania w fazie

Jedną z najważniejszych zalet pięciofazowego silnika indukcyjnego jest zwiększona niezawodność oznaczająca możliwość ciągłej pracy w przypadku uszkodzenia jednej lub dwóch faz. W przypadku uszkodzenia dwóch niesąsiadujących ze sobą faz silnika, możliwe jest dalsze utrzymywanie wirującego pola elektromagnetycznego wytwarzającego moment rozruchowy. Takiej właściwości nie posiadają trójfazowe silniki indukcyjne.

Można wyróżnić trzy strategie sterowania podczas uszkodzenia fazy stojana pięciofazowego silnika indukcyjnego. Przyjęcie konkretnej strategii uwarunkowane jest punktem pracy silnika w układzie napędowym oraz dopuszczalną obciążalnością prądową użytych w falowniku tranzystorów. Jedną ze strategii zakłada utrzymanie znamionowego momentu przy wzroście amplitud prądów w nieuszkodzonych fazach o ok. 25 %, co prowadzi do zwiększenia strat w miedzi i możliwego przegrzania przy dłuższej awaryjnej pracy silnika. Kolejna strategia zakłada, że straty w uzwojeniach silnika pozostaną na takim samym poziomie jak przy normalnej pracy, amplitudy prądów fazowych wzrosną o ok. 12 %, a moment napędowy zostanie ograniczony. Ostatnia strategia zakłada zachowanie znamionowych wartości prądów fazowych, co skutkuje jeszcze większym ograniczeniem momentu napędowego [18].

W niniejszym artykule, dla awaryjnego trybu pracy analizowanego napędu, przyjęto jako kryterium minimalizację modyfikacji w układzie sterowania. Odpowiednie modyfikacje w przypadku braku zasilania w fazie, ze względu na utratę stopnia swobody, przedstawiono w [6, 9] i obejmują one zmiany w transformacji z układu wielofazowego do $\alpha\beta$ oraz w algorytmie modulacji szerokości impulsów. W zaproponowanym układzie sterowania pominięto te modyfikacje oraz wykluczono konieczność detekcji danego

uszkodzenia. Należy jednak zwrócić uwagę na brak możliwości niezależnej generacji trzeciej harmonicznej napięcia w przypadku uszkodzenia fazy stojana. Jest to związane z ograniczoną liczbą dostępnych wektorów aktywnych podczas generowania przebiegu napięcia wyjściowego w falowniku. Pominięcie wspomnianych modyfikacji w układzie sterowania po wykryciu uszkodzenia nie skutkuje brakiem ciągłości pracy pięciofazowego silnika indukcyjnego. Awaryjna praca napędu w takim przypadku będzie możliwa, jednak wzrost prądów w nieuszkodzonych fazach będzie niesymetryczny, a brak ograniczenia momentu może doprowadzić do przeciążenia silnika.

Badania eksperymentalne

Badania zaproponowanego bezczujnikowego sterowania zostały przeprowadzone na stanowisku laboratoryjnym z pięciofazowym silnikiem indukcyjnym o parametrach podanych w tabeli 1, którego prototyp został wykonany na Wydziale Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej [19]. Widok ogólny stanowiska badawczego pokazano na rysunku 15. Przyjęty układ sterowania według metody połowo zorientowanej został zaimplementowany w procesorze sygnałowym SHARC ADSP-21363. Do formowania zadanego wektora napięcia stojana wykorzystano algorytm modulacji szerokości impulsów przedstawiony w [20]. Algorytm ten bazuje na wykorzystaniu sześciu wektorów aktywnych i pozwala na niezależną generację przebiegów podstawowej i trzeciej harmonicznej.

W [21] przedstawiono wyniki potwierdzające większą gęstość momentu przy iniekcji trzeciej harmonicznej strumienia z wykorzystaniem układu sterowania pokazanego na rysunku 2. W niniejszym artykule przedstawiono wyniki uzyskane podczas awaryjnej pracy bezczujnikowego napędu dla prędkości ponad znamionowej oraz bardzo niskiej. W trakcie badań eksperymentalnych nad awaryjną pracą pięciofazowego silnika, układ regulacji związany z trzecią harmoniczną został wyłączony ($u_{sd(3)} = 0$, $u_{sq(3)} = 0$), a przebiegi poszczególnych zmiennych pokazanych na rysunkach dotyczą wyłącznie układu podstawowej harmonicznej. Uszkodzenia zrealizowano przez rozłączenie faz pomiędzy falownikiem, a silnikiem (rys.1). Ograniczenie zmiennej x proporcjonalnej do momentu zostało ustawione na wartość 0.7 j.w. w celu uniknięcia znacznego przekroczenia prądu znamionowego silnika oraz zadziałania zabezpieczeń w falowniku podczas awaryjnej pracy napędu.

W trakcie badań przeprowadzono poszczególne testy dla normalnej pracy napędu, uszkodzenia jednej fazy (A) oraz uszkodzenia dwóch niesąsiadujących ze sobą faz (A i C). W przypadku uszkodzenia dwóch sąsiadujących ze sobą faz, silnik pięciofazowy generuje moment bliski zeru [22].

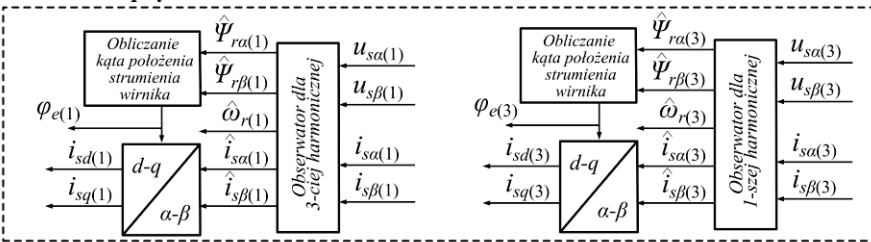
Na rysunkach 3-5 przedstawiono przebiegi wybranych zmiennych podczas rozruchu silnika do prędkości 1,5 j.w. bez obciążenia. Wartość zadanej amplitudy strumienia wirnika została ustawiona na wartość 0,97 j.w. Dla prędkości ponad znamionowej osłabiano odpowiednio strumień na podstawie zadanego modułu wektora napięcia stojana oraz maksymalnego napięcia w obwodzie DC falownika.

Rysunki 6-8 przedstawiają przebiegi zmiennych podczas skoku obciążenia do wartości ok. 0,6 j.w. przy prędkości zadanej 0,5 j.w.

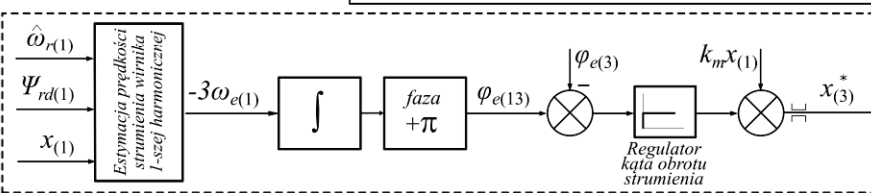
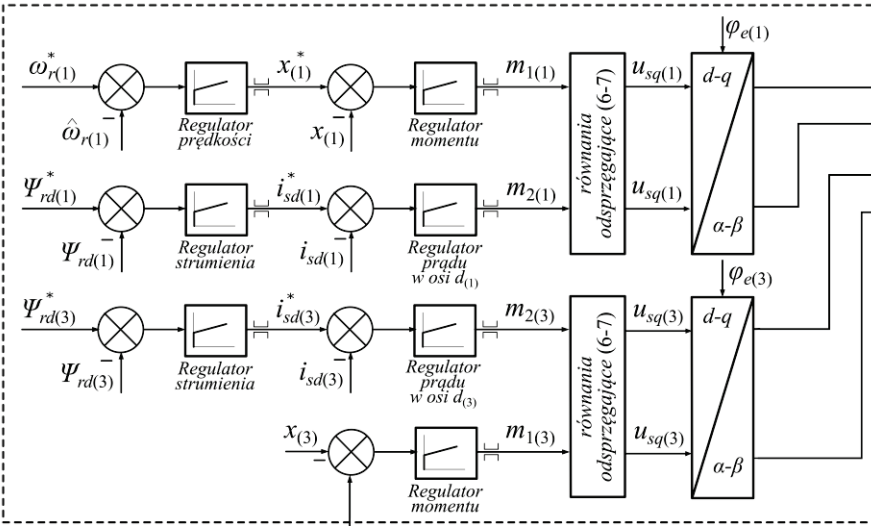
Na rysunkach 9-11 pokazano nawrót silnika bez obciążenia w zakresie niskich prędkości od 0,01 j.w. do -0,01 j.w.

Przebiegi czterech prądów fazowych (B, C, D, E) zarejestrowanych oscyloskopem podczas rozruchu silnika do prędkości 0,5 j.w. bez obciążenia pokazano na rysunkach 12-14.

Obserwator prędkości wirnika

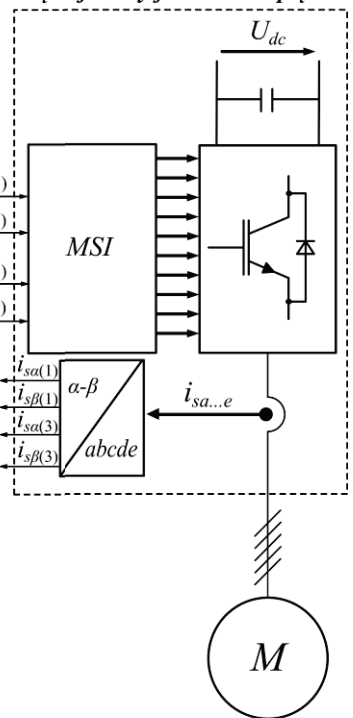


Układ regulacji dla pierwszej i trzeciej harmonicznej

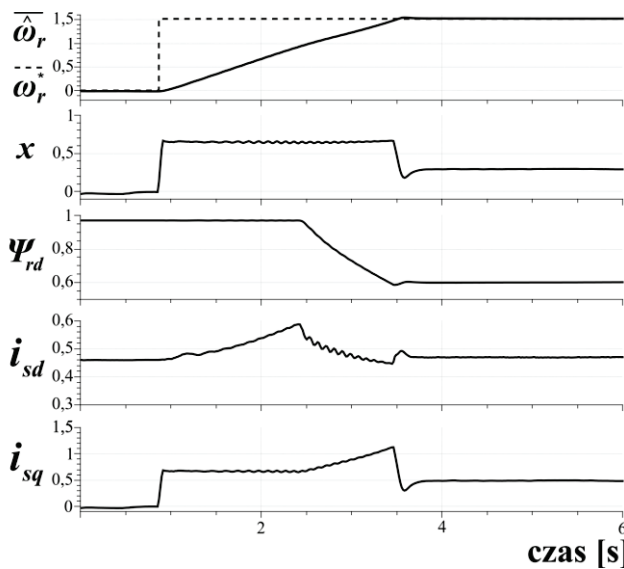


Układ synchronizacji dla trzeciej harmonicznej

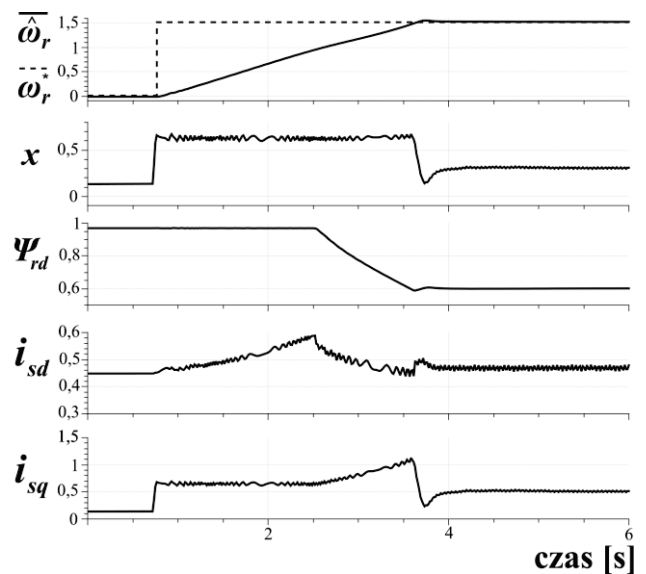
Pięcioletowy falownik napięcia



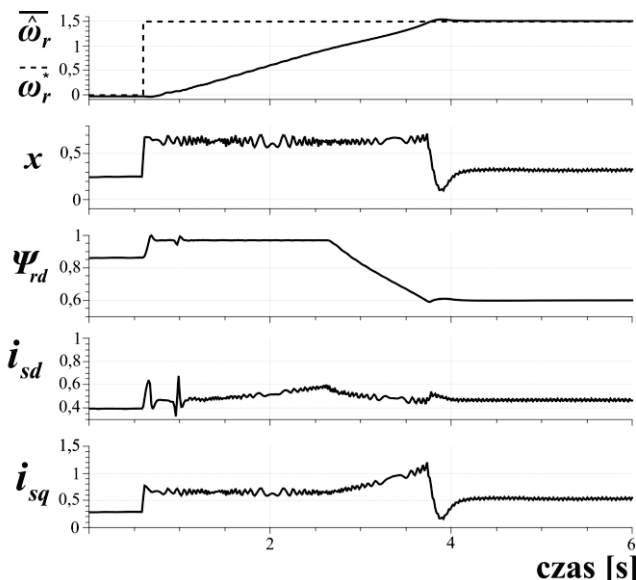
Rys.2. Schemat układu wektorowego sterowania dla pięcioletowego silnika indukcyjnego



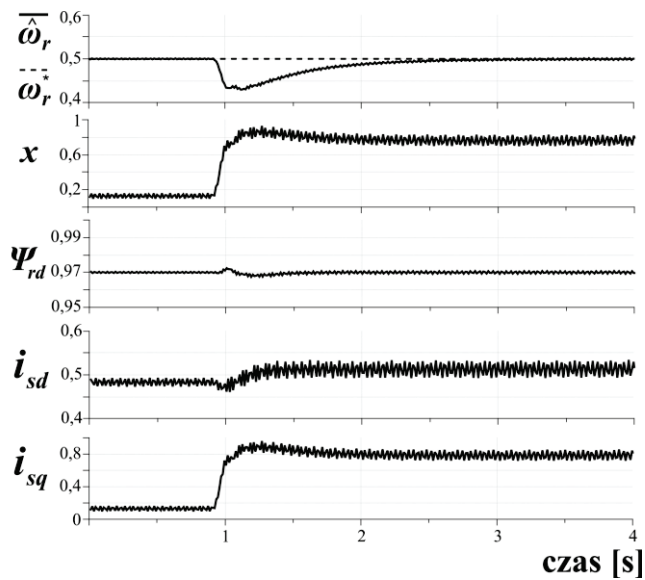
Rys.3. Rozruch silnika do prędkości 1,5 j.w. w normalnym trybie pracy



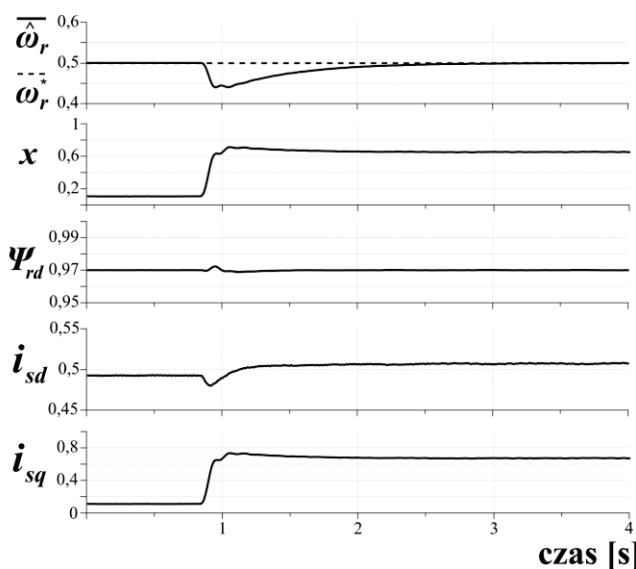
Rys.4. Rozruch silnika do prędkości 1,5 j.w. przy uszkodzeniu fazy A



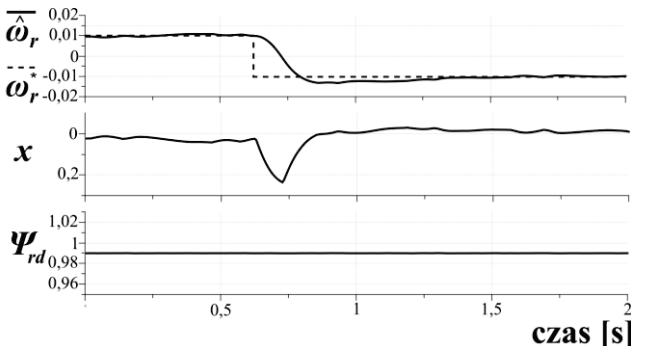
Rys.5. Rozruch silnika do prędkości 1,5 j.w. przy uszkodzeniu faz A i C



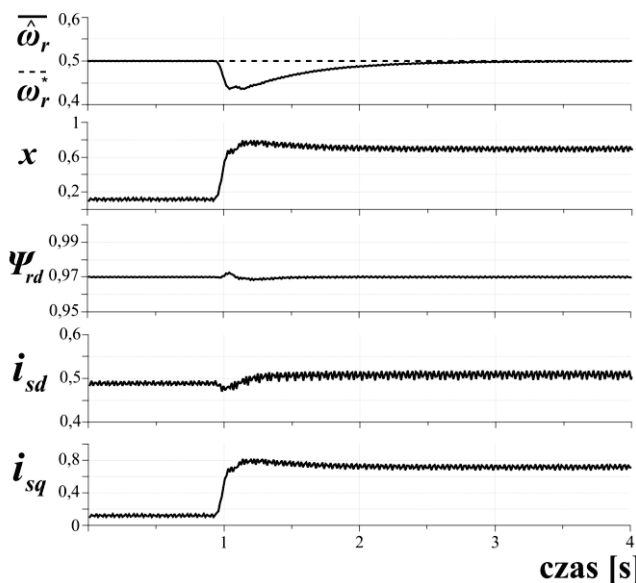
Rys.8. Zmiana obciążenia silnika do wartości ok. 0,6 j.w. przy uszkodzeniu faz A i C



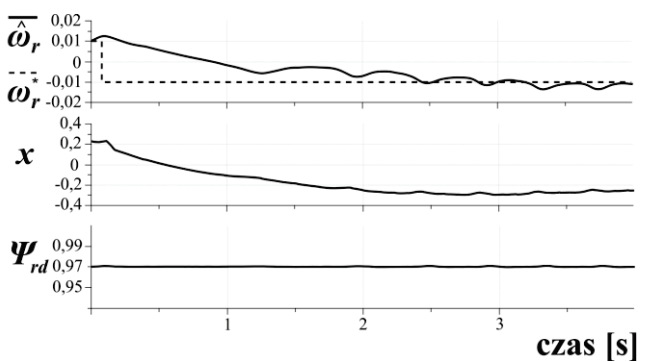
Rys.6. Zmiana obciążenia silnika do wartości ok. 0,6 j.w. w normalnym trybie pracy przy prędkości 0,5 j.w.



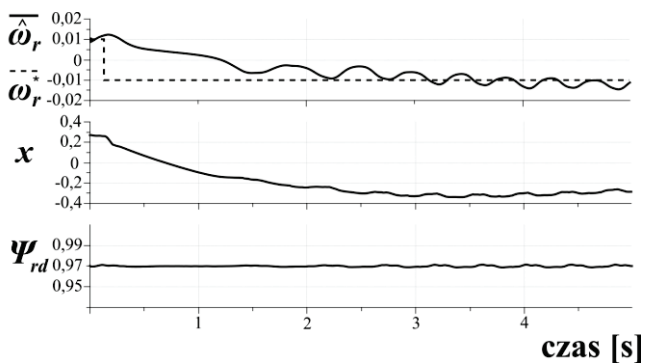
Rys.9. Nawrót silnika od 0,01 do -0,01 j.w. w normalnym trybie pracy



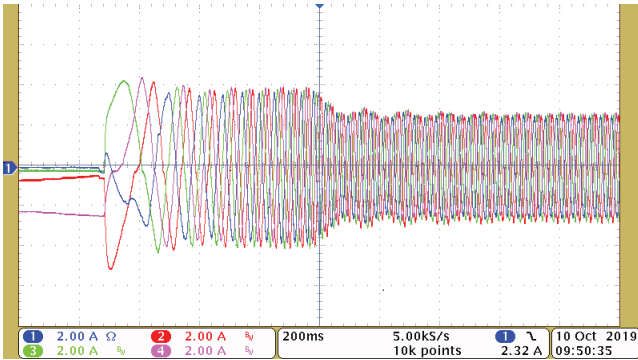
Rys.7. Zmiana obciążenia silnika do wartości ok. 0,6 j.w. przy uszkodzeniu fazy A



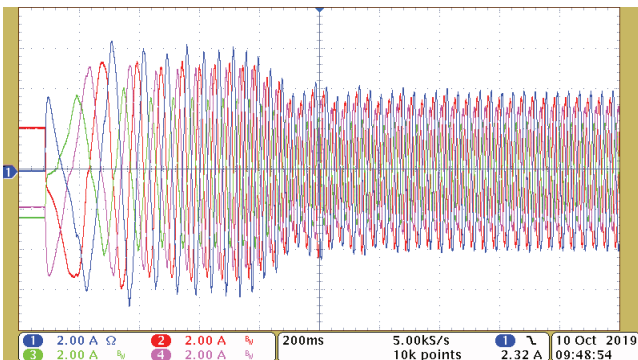
Rys.10. Nawrót silnika od 0,01 do -0,01 j.w. przy uszkodzeniu fazy A



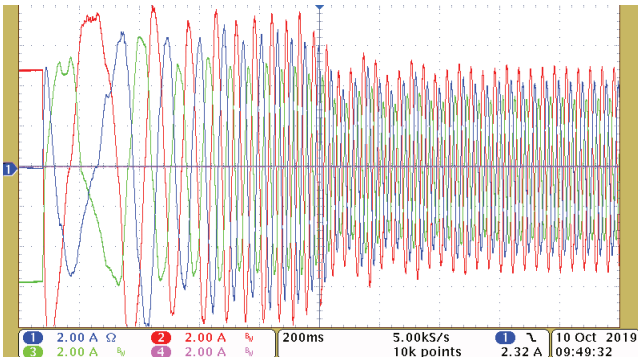
Rys.11. Nawrót silnika od 0,01 do -0,01 j.w. przy uszkodzeniu faz A i C



Rys.12. Przebiegi prądów fazowych (B, C, D, E) zarejestrowanych oscyloskopem podczas rozruchu silnika do prędkości 0,5 j.w. w normalnym trybie pracy (skale: 2A/div, 200ms/div)



Rys.13. Przebiegi prądów fazowych (B, C, D, E) zarejestrowanych oscyloskopem podczas rozruchu silnika do prędkości 0,5 j.w. przy uszkodzeniu fazy A (skale: 2A/div, 200ms/div)



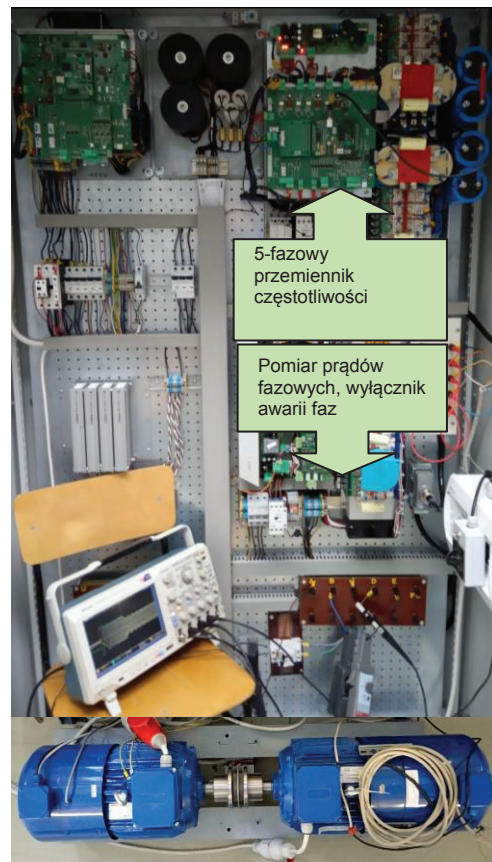
Rys.14. Przebiegi prądów fazowych (B, C, D, E) zarejestrowanych oscyloskopem podczas rozruchu silnika do prędkości 0,5 j.w. przy uszkodzeniu faz A i C (skale: 2A/div, 200ms/div)

Na podstawie uzyskanych przebiegów można stwierdzić poprawne działanie układu w stanach przejściowych podczas normalnego oraz awaryjnego trybu pracy silnika. Przerwa w zasilaniu jednej lub dwóch faz silnika powoduje utratę ortogonalności układu α - β [22], skutkiem czego są znaczne oscylacje w przebiegach pokazanych zmiennych. Mimo to, podczas uszkodzenia jednej lub dwóch stojana, możliwy jest rozruch silnika od prędkości zerowej do prędkości ponad znamionowej (rys.3-5). Podczas skoku obciążenia (rys.6-8), układ sterowania reaguje poprawnie i utrzymuje prędkość zadaną przy chwilowym błędzie wynoszącym ok. 16 % dla najgorszego analizowanego przypadku tj. uszkodzenia dwóch faz. Wyniki uzyskane podczas testu nawrotu silnika od prędkości 0,01 do -0,01 j.w. (rys. 9-11) świadczą o poprawnej pracy układu sterowania oraz stabilności zastosowanego obserwatora przy niskich prędkościach,

jednak widocznym skutkiem wystąpienia awarii są oscylacje w przebiegach prędkości kątowej oraz wydłużenie czasu nawrotu silnika. Utrzymanie odpowiedniego momentu napędowego przy danym uszkodzeniu wiąże się z niesymetrycznym wzrostem prądów nieuszkodzonych faz stojana, co widoczne jest na przebiegach zarejestrowanych oscyloskopem podczas rozruchu silnika (rys. 12-14). Charakterystyki mechaniczne pokazujące możliwości napędowe, podczas normalnej i awaryjnej pracy tego samego prototypu silnika przedstawiono w [22].

Tabela 1. Parametry pięciofazowego silnika indukcyjnego klatkowego

Parametr	Wartość	Jednostka
Moc znamionowa - P_N	5,5	kW
Prąd znamionowy - I_N	8,8	A
Napięcie fazowe - U_N	173	V
Prędkość obrotowa - n_N	1423	obr/min



Rys. 15. Stanowisko laboratoryjne z silnikiem pięciofazowym

Podsumowanie

W artykule przedstawiono implementację wektorowego sterowania pięciofazowym silnikiem indukcyjnym w konfiguracji z algorytmem odtwarzania prędkości wału maszyny. Zaproponowana linearyzacja modelu matematycznego silnika pozwoliła na niezależne sterowanie momentem oraz strumieniem. Przedstawiony bezczujnikowy układ sterowania zweryfikowano na stanowisku laboratoryjnym, w którym symulowano przerwę w zasilaniu dwóch faz stojana. Uzyskane wyniki badań świadczą o odporności zarówno sterowania jak i obserwatora na wybrane uszkodzenia. Testy eksperymentalne dotyczyły pracy napędu w następujących stanach dynamicznych: rozruch do prędkości ponad znamionowej, skok obciążenia oraz nawrót silnika w zakresie bardzo niskich prędkości.

Projekt został sfinansowany ze środków Narodowego Centrum Nauki przyznanych na podstawie decyzji nr DEC-2018/31/N/ST7/03889.

Autorzy: mgr inż. Filip Wilczyński, Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki, ul. Narutowicza 11/12, 80-233 Gdańsk, E-mail: filip.wilczynski@pg.edu.pl;

dr hab. inż. Marcin Morawiec, Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki, ul. Narutowicza 11/12, 80-233 Gdańsk, E-mail: marcin.morawiec@pg.edu.pl;

dr inż. Krzysztof Blecharz, Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki, ul. Narutowicza 11/12, 80-233 Gdańsk, E-mail: krzysztof.blecharz@pg.edu.pl;

dr inż. Andrzej Jäderko, Politechnika Częstochowska, Wydział Elektryczny, Katedra Elektroenergetyki, Al. Armii Krajowej 17, 42-200 Częstochowa, E-mail: aj@el.pcz.czest.pl

LITERATURA

- [1] Che H. S., Jones M., Levi E., Riveros J. A., Bogado B., Barrero F., Experimental Magnetizing Inductance Identification in Five-Phase Induction Machines, 2013.
- [2] Huangsheng Xu, Toliyat H. A., Petersen L. J., Five-phase induction motor drives with DSP-based control system, *IEEE Trans. Power Electron.*, (17) 2002, nr 4, 524–533
- [3] Adamowicz M., Guzinski J., Krzeminski Z., Nonlinear control of five phase induction motor with synchronized third harmonic flux injection, *2015 First Workshop on Smart Grid and Renewable Energy (SGRE)*, (2015), 1–6
- [4] Levi E., Bojoi R., Profumo F., Toliyat H. A., Williamson S., Multiphase induction motor drives – a technology status review, *IET Electr. Power Appl.*, 1(2007), nr 4, 489–516
- [5] Scharlau Cé. C., Pereira L. F. A., Pereira L. A., Haffner Sé., Performance of a Five-Phase Induction Machine With Optimized Air Gap Field Under Open Loop V/f Control, *IEEE Trans. On Energy Conversion*, 23(2008), nr 4, 1046–1056
- [6] Bermudez M., Gonzalez-Prieto I., Barrero F., Guzman H., Duran M. J., Kestelyn X., Open-Phase Fault-Tolerant Direct Torque Control Technique for Five-Phase Induction Motor Drives, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 64(2017), nr 2, 902–911
- [7] Bermudez M., Gonzalez-Prieto I., Barrero F., Guzman H., Kestelyn X., Duran M. J., An Experimental Assessment of Open-Phase Fault-Tolerant Virtual-Vector-Based Direct Torque Control in Five-Phase Induction Motor Drives, *IEEE Trans. Power Electron.*, 33(2018), nr 3, 2774–2784
- [8] Guzman H., Duran M. J., Barrero F., Bogado B., Toral S., Speed Control of Five-Phase Induction Motors With Integrated Open-Phase Fault Operation Using Model-Based Predictive Current Control Techniques, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 61(2014), nr 9, 4474–4484
- [9] Kong W., Huang J., Kang M., Li B., Zhao L., Fault-Tolerant Control of Five-Phase Induction Motor Under Single-Phase Open, *J Electr Eng Technol*, 9(2014), nr 3, 899–907
- [10] Zheng L., Fletcher J. E., Williams B. W., Current optimization for a multi-phase machine under an open circuit phase fault condition, *3rd IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, (2006), 414–419
- [11] Tani A., Mengoni M., Zarri L., Serra G., Casadei D., Control of Multiphase Induction Motors With an Odd Number of Phases Under Open-Circuit Phase Faults, *IEEE Trans. Power Electron.*, 27(2012), nr 2, 565–577
- [12] Abdel-Khalik A. S., Masoud M. I., Williams B. W., Improved Flux Pattern With Third Harmonic Injection for Multiphase Induction Machines, *IEEE Trans. Power Electron.*, 27(2012), nr 3, 1563–1578
- [13] Duran M. J., Salas F., Arahal M. R., Bifurcation analysis of five-phase induction motor drives with third harmonic injection, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(2008), nr 5, 2006–2014
- [14] Xu H., Toliyat H. A., Petersen L. J., Rotor Field Oriented Control of Five-Phase Induction Motor with the Combined Fundamental and Third Harmonic Currents, *APEC 2001*
- [15] Lyra R. O. C., Lipo T. A., Torque density improvement in a six-phase induction motor with third harmonic current injection, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 38(2002), nr 5, 1351–1360
- [16] Krzeminski Z., Cyfrowe sterowanie maszynami asynchronicznymi, *Wydaw. Politechniki Gdańskiej*, 2000.
- [17] Krzeminski Z., Lewicki A., Morawiec M., Speed observer based on extended model of induction machine, *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2010, 3107–3112
- [18] Levi E., Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 55(2008), nr 5, 1893–1909
- [19] Guzinski J., Kostro G., Strankowski P., Morawiec M., Iqbal A., Five-Phase Squirrel-Cage Motor. Construction and Drive Properties, *AEZ*, 7(2016), nr 4, 110–122
- [20] A. Lewicki, Metoda wektorowej modulacji szerokości impulsów pięciofazowego falownika napięcia, *Przegląd Elektrotechniczny*, 1(2016), nr 5, 28–35
- [21] Wilczyński F., Morawiec M., Strankowski P., Guziński J., Lewicki A., Sensorless field oriented control of five phase induction motor with third harmonic injection, *2017 11th IEEE International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, (2017), 392–397
- [22] Strankowski P., Jaderko A., Blecharz K., Morawiec M., Fault Detection Algorithm for Five-Phase Induction Motor Drive, *2019 Applications of Electromagnetics in Modern Engineering and Medicine (PTZE)*, (2019), 215–218