

doi:10.15199/48.2023.04.07

Wpływ pasma przenoszenia układu regulacji prądu na generację symptomów zwarców zwojowych silnika PMSM

Streszczenie. W artykule przedstawiono wpływ dynamiki regulacji składowych wektora prądu stojana połowo-zorientowanego układu sterowania silnika synchronicznego z magnesami trwałymi PMSM na pojawiające się symptomy uszkodzenia, jakim jest zwarcie zwojowe uzwojenia stojana. Przedstawiono wpływ wartości pasma przenoszenia regulacji prądu oraz częstotliwości zasilania na wartość amplitud drugich harmonicznych sygnałów prądowych i napięciowych układu sterowania. Całość zilustrowano zarówno wynikami badań symulacyjnych, jak i eksperymentalnych.

Abstract. This paper presents the influence of the dynamics of the control of the stator current vector components of the field-oriented control system of a permanent magnet synchronous motor (PMSM) on the appearing symptoms of a fault, which is a short-circuit within the stator winding. The influence of the value of the current control bandwidth and supply frequency on the value of the second harmonic amplitudes of the current and voltage signals of the control system is presented. The analysis is illustrated with both simulation and experimental results. (**Influence of the current control system bandwidth on the generation of PMSM short-circuit symptoms**).

Słowa kluczowe: PMSM, zwarcia zwojowe, diagnostyka, układ sterowania.

Keywords: PMSM, interturn short circuit, diagnosis, control structure.

Wstęp

Pomimo relatywnie wysokiej ceny, popularność silników synchronicznych z magnesami trwałymi PMSM ciągle rośnie. Ich szereg zalet powoduje, że są one stosowane wszędzie tam, gdzie wymagane są niezawodne i energooszczędne napędy elektryczne. Niestety, silniki te podlegają wielu różnym usterkom, wśród których wyróżnić można uszkodzenia elektryczne, mechaniczne oraz awarie magnesów trwałych [1]. Wśród pierwszej grupy uszkodzeń największą część stanowią zwarcia zwojowe uzwojeń stojana, powodowane w większości przypadków uszkodzeniem izolacji. W związku z tym uszkodzenia te są szczególnie często spotykane w przypadku silników zasilanych wysokim napięciem. W literaturze można spotkać wiele różnych metod diagnostycznych wspomnianego uszkodzenia [2], [3].

Pomimo istnienia wielu różnych metod diagnostycznych, relatywnie rzadko spotyka się w nich dokładną analizę wpływu rodzaju zastosowanego układu sterowania, zastosowanej strategii sterowania czy przyjętych wartości parametrów regulatorów. Układ sterowania może w znaczny sposób wpływać na poziomy uzyskiwanych wskaźników diagnostycznych i efektywność samej detekcji uszkodzenia. Symptomy uszkodzeń mogą pojawić się zarówno w sygnałach prądowych, jak i napięciowych, a ich rozkład zależy od przyjętych parametrów regulacji [4]. Sam rodzaj układu sterowania: połowo-zorientowany FOC czy bezpośredniego sterowania momentem DTC również ma wpływ na efektywność diagnostyki [5]. Przedstawione w [5] porównanie dotyczy błędu niewyważenia wału – brak jest podobnej analizy w zakresie zwarców zwojowych.

Wiele różnych sygnałów diagnostycznych stosowanych było w detekcji zwarców zwojowych, m.in. prądy fazowe [6], napięcie fazowe [7], sygnał akustyczny [8] czy nawet sygnał drgań [9]. Wydaje się jednak, że ze względu na wpływ układu sterowania na poziom generowanych sygnałów, najkorzystniejsze jest jednak wykorzystanie sygnałów pochodzących bezpośrednio z układu sterowania [10] lub pewnej ich kombinacji [11], [12].

Autorzy [10] do diagnostyki zwarców zwojowych zaproponowali wykorzystanie amplitudy wektora napięć, zdefiniowanego w nowym, wirującym z częstotliwością potrójnej harmonicznej, układzie współrzędnych. Podejście takie powoduje brak konieczności obliczania transformaty Fouriera, a jedynie zastosowanie filtra dolnoprzepustowego.

Podejście to wykorzystuje tylko składowe napięciowe i brak w nim analizy wpływu parametrów regulatorów układu sterowania. Druga składowa chwilowej mocy czynnej lub biernej (w zależności od trybu, w którym pracuje silnik) [12] pozwala wykorzystać zarówno sygnały prądowe, jak i napięciowych.

Innym rozwiązaniem pozwalającym uwzględnić kompensujące działanie układu sterowania jest zastosowanie nowego wskaźnika [11], uwzględniającego jednocześnie cztery wskaźniki diagnostyczne: amplitudy drugich harmonicznych składowych wektorów prądu i napięcia w osiach d i q . W artykule tym pokazano dokładny wpływ pasma przenoszenia układu na powstające symptomy uszkodzenia.

Celem artykułu jest określenie wpływu dynamiki regulacji prądu na powstające symptomy zwarców zwojowych silnika PMSM i ich rozkład pomiędzy sygnałami prądowymi i napięciowymi. Podjęta została polemika z wynikami przedstawionymi w [11], gdzie otrzymane charakterystyki są ściśle monotoniczne i przeciwstawne, tj. podczas gdy zawartość informacji diagnostycznej w sygnałach prądowych maleje w funkcji pasma przenoszenia układu regulacji prądu, natomiast rośnie w sygnałach napięciowych. Dodatkowym celem artykułu jest określenie tych z sygnałów struktury wektorowego sterowania silnikiem PMSM, które nadają się do diagnostyki zwarców zwojowych w całym zakresie pasma przenoszenia. Przedstawiono i porównano w tym celu zarówno wyniki badań symulacyjnych, jak i eksperymentalnych.

Artykuł składa się z siedmiu nienumerowanych rozdziałów oraz załącznika z parametrami badanego silnika. W kolejnym rozdziale przedstawiono opis matematyczny uszkodzonego silnika PMSM. Następnie opisano w skrócie zastosowany układ sterowania. Kolejny rozdział przedstawia stanowisko laboratoryjne. W dwóch kolejnych rozdziałach zawarto dyskusję dotyczącą pojawiających się symptomów uszkodzenia i wyników przeprowadzonych badań. Całość kończy podsumowanie.

Modelowanie silnika PMSM

W modelowaniu silnika synchronicznego o wzbudzeniu od magnesów trwałych zakłada się powszechnie przyjęte uproszczenia, takie jak stałość rezystancji i indukcyjności uzwojeń, sinusoidalny rozkład pola magnetycznego

w szczelinie powietrznej, stałość strumienia pochodzącego od magnesów, liniowość obwodów magnetycznych, itp.

W niniejszej pracy zakłada się także, że badany PMSM jest silnikiem małej mocy przeznaczonym do pracy w ramach serwonapędu, posiadającym koncentryczne trójfazowe uzwojenie stojana oraz magnesy naklejone symetrycznie na powierzchni wirnika (ang. Surface Mounted PMSM). Powoduje to, że indukcyjności własne uzwojenia stojana względem osi d oraz q są sobie równe. Zakłada się również, że silnik pracuje w zakresie prędkości poniżej prędkości granicznej, tj. nie stosuje się algorytmów osłabiania pola.

Poniżej przedstawiono model matematyczny nieuszkodzonego silnika PMSM w postaci operatorowej, ze względu na wykorzystanie go w procesie doboru parametrów regulatorów PI składowych wektora prądu stojana. Omówiono również w skrócie model silnika uszkodzonego, uwzględniającego uszkodzenie uzwojeń stojana w postaci zwarć zwojowych. Ze względu na ograniczenie objętości referatu i powszechne wykorzystanie użytego modelu nie będzie on w całości przedstawiony.

Model silnika nieuszkodzonego

Model matematyczny części elektrycznej nieuszkodzonego silnika PMSM może zostać zapisany za pomocą równań operatorowych w osiach d - q opisujących odpowiedź składowych prądu na różnicę napięcia i siły elektromotorycznej w danej osi [13]:

$$(1) \quad \frac{I_{sd}(s)}{U_{sd}(s) - E_{sd}(s)} = \frac{1}{L_{sd}s + R_s},$$

$$(2) \quad \frac{I_{sq}(s)}{U_{sq}(s) - E_{sq}(s)} = \frac{1}{L_{sq}s + R_s},$$

gdzie: I_{sd} , I_{sq} – składowe wektora prądu stojana, U_{sd} , U_{sq} – składowe wektora napięcia stojana, E_{sd} , E_{sq} – składowe wektora siły elektromotorycznej, L_{sd} , L_{sq} – składowe indukcyjności własnej stojana w osi d oraz q , R_s – rezystancja uzwojenia stojana, s – operator Laplace'a.

Składowe wektora siły elektromotorycznej są następujące (operator (s) pomijany będzie w równaniach, w których nie ma zależności dynamicznych):

$$(3) \quad E_{sd} = -p_p \Omega_m \Psi_{sq},$$

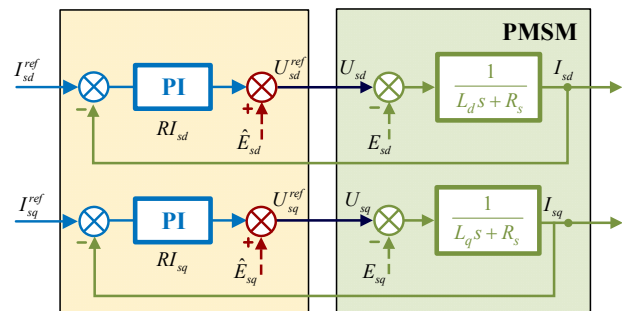
$$(4) \quad E_{sq} = p_p \Omega_m \Psi_{sd},$$

gdzie: p_p – liczba par biegunów, Ω_m – prędkość kątowna wału, Ψ_{sd} , Ψ_{sq} – składowe wektora strumienia stojana:

$$(5) \quad \Psi_{sd} = L_{sd} I_{sd} + \Psi_{PM},$$

$$(6) \quad \Psi_{sq} = L_{sq} I_{sq},$$

gdzie: Ψ_{PM} – strumień magnesów trwałych.



Rys.1. Idea odsprężenia torów sterujących

Jak można zauważyć, dynamika prądu (1)-(2) odpowiada członowi inercyjnemu pierwszego rzędu. Jednocześnie widać, że na składową prądu w danej osi wpływa nie tylko odpowiadająca jej składowa napięcia, ale także siła elektromotoryczna, traktowana jako zakłócenie, sprzęgająca ze sobą tory sterowania.

Całość modelu silnika uzupełnia zależność na moment elektromagnetyczny, równanie ruchu oraz położenia wału:

$$(7) \quad T_e = \frac{3}{2} p_p (\Psi_{PM} I_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) I_{sd} I_{sq}),$$

$$(8) \quad J s \Omega_m(s) = T_e(s) - T_l(s),$$

$$(9) \quad s \theta_m(s) = \Omega_m(s),$$

gdzie: T_e – moment elektromagnetyczny, J – moment bezwładności układu napędowego, T_l – moment obciążenia, θ_m – położenie wału silnika.

Model silnika uszkodzonego z uwzględnieniem zwarć zwojowych w uzwojeniu stojana

Model matematyczny silnika PMSM zakładający możliwość pojawienia się zwarć zwojowych jest tworzony z uwzględnieniem podobnych założeń upraszczających jak silnik zdrowy. Jedyną różnicą jest rozbitcie rozpatrywanego uzwojenia na dwie części: nieuszkodzoną oraz uszkodzoną, w której degradacja izolacji uzwojenia modelowana jest poprzez dodatkową rezystancję R_f , zwierającą część uzwojenia.

W modelu tym wprowadza się dodatkowy parametr, jakim jest liczba zwartych zwojów N_{sh} oraz współczynnik μ , stanowiący stosunek N_{sh} do liczby wszystkich zwojów uzwojenia N_s . Rezystancja zwartego uzwojenia dzieli się na μR_s oraz $(1-\mu)R_s$, natomiast indukcyjność na $\mu^2 L_s$ oraz $(1-\mu^2)L_s$. Tak zdefiniowany model matematyczny silnika przedstawiony jest m.in. w [14], [15] i w takiej postaci był wykorzystywany w badaniach, których wyniki przedstawiono w dalszej części referatu.

Układ sterowania

Rozważany jest klasyczny układ polowo-zorientowanego sterowania silnikiem synchronicznym z magnesami trwałymi. Układ zawiera trzy regulatory typu PI, stosowane powszechnie w układach sterowania tego typu silników.

Układ ten zorientowany jest względem strumienia wirnika, tj. strumienia od magnesów (pozycja strumienia odpowiada elektrycznemu kątowni położenia wału). Wymagana jest więc znajomość pozycji wału silnika, a nie estymacja strumienia wirnika jak w przypadku silnika indukcyjnego. Tak zorientowany, wirujący układ współrzędnych oznaczony został współrzędnymi d - q . Zastosowany układ sterowania zaliczyć można do strategii sterowania ze stałym kątem mocy [13], co oznacza zerową wartość składowej wektora prądu w osi d . Taka strategia zapewnia liniową zależność momentu od składowej w osi q poprzez eliminację momentu reluktancyjnego w (7) bez względu na równość indukcyjności L_d i L_q .

Druga składowa wektora prądu stojana wykorzystywana jest więc do zapewniania kontroli nad momentem silnika i jednocześnie sterowania prędkością kątowną (wyjście regulatora prędkości $R\Omega_m$ jest jednocześnie wartością zadaną tej składowej). Równość wartości zadaných i rzeczywistych składowych wektora prądu I_{sd} i I_{sq} w obu osiach układu współrzędnych zapewniana jest przez dwa wewnętrzne regulatory prądów, RI_{sd} oraz RI_{sq} . Zakłada się, że transmitancja operatorowa obu regulatorów prądu posiada taką samą postać:

$$(10) \quad RI_{sd}(s) = K_{pd} + \frac{K_{id}}{s},$$

$$(11) \quad RI_{sq}(s) = K_{pq} + \frac{K_{iq}}{s},$$

gdzie: K_p, K_i – parametry regulatorów prądu w osiach d i q , odpowiednio.

Jak zostało wspomniane w rozdziale *Model silnika nieuszkodzonego* oba tory sterowania są ze sobą sprzężone, co oznacza, że zmiana prędkości czy sygnałów (prądu, napięcia) jednej składowej wpływa na drugą i vice versa. Aby wyeliminować to zjawisko zastosować należy odsprężanie torów sterujących w sposób, który pokazano na rysunku 1. Sygnały sił elektromotorycznych, które dodają się do napięć wejściowych modelu PMSM muszą zostać w układzie sterowania skompensowane. Wymaga to estymacji obu składowych wektora siły elektromotorycznej. W tym celu wykorzystano bezpośrednio równania modelu silnika (3)-(4):

$$(12) \quad \hat{E}_{sd} = -p_p \Omega_m \hat{\Psi}_{sq},$$

$$(13) \quad \hat{E}_{sq} = p_p \Omega_m \hat{\Psi}_{sd},$$

gdzie: symbol „ $\hat{}$ ” oznacza wielkość estymowaną.

W (12) oraz (13) nieznanne są również składowe wektora strumienia stojana. Składowe te mogłyby być wyznaczone podobnie za pomocą równań modelu silnika (5)-(6), jednak pewną trudność może stanowić precyzyjne wyznaczenie wartości strumienia od magnesów trwałych. W związku z tym zastosowano podejście znane z projektowania układów napędowych z silnikami indukcyjnymi, mianowicie tzw. symulator napięciowy strumienia skojarzonego uzwojenia stojana postaci:

$$(14) \quad s\hat{\Psi}_{s\alpha}(s) = U_{s\alpha}(s) - R_s I_{s\alpha}(s) - \frac{1}{T_f} \hat{\Psi}_{s\alpha}(s),$$

$$(15) \quad s\hat{\Psi}_{s\beta}(s) = U_{s\beta}(s) - R_s I_{s\beta}(s) - \frac{1}{T_f} \hat{\Psi}_{s\beta}(s)$$

gdzie T_f – stała czasowa prostego filtra dolnoprzepustowego, zapobiegającego rozbieganiu się estymatora ze względu na offset pomiarowy prądów bądź napięć [16].

Składowe napięcia $U_{s\alpha}, U_{s\beta}$ w (14)-(15) są wyznaczone w tradycyjny sposób z sygnałów sterujących łącznikami falownika oraz napięcia stałego w obwodzie pośredniczącym pomiędzy prostownikiem a falownikiem,

przy uwzględnieniu kompensacji czasu martwego sterowania i strat.

Estymowane składowe strumienia (14)-(15) są następnie przeliczane do układu $d-q$ stosując przekształcenie Parka.

Parametry regulatorów wektora prądu mogą zostać dobrane na wiele sposobów. Jeśli odsprężanie torów sterowania jest skuteczne i stosuje się następujące wartości parametrów regulatorów [11]:

$$(12) \quad K_{pd} = \omega_c L_{sd}, K_{pq} = \omega_c L_{sq},$$

$$(13) \quad K_{id} = K_{iq} = \omega_c R_s,$$

to oba tory sterujące będą cechować się następującą dynamiką regulacji prądu:

$$(14) \quad \frac{I_{sd}(s)}{I_{sd}^{ref}(s)} = \frac{I_{sq}(s)}{I_{sq}^{ref}(s)} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} = \frac{1}{T_c s + 1},$$

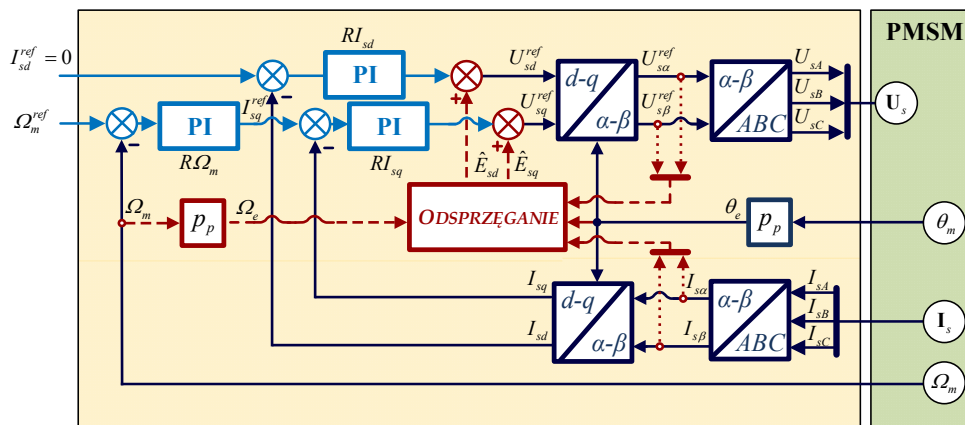
gdzie: ref – wartość zadana, ω_c – szerokość pasma, $T_c = 1/\omega_c$ – zadana stała regulacji składowych prądu.

Tak więc, w idealnym przypadku oba tory sterowania składowymi prądu stojana są w pełni niezależne i zachowują się jak człony inercyjne pierwszego rzędu. Jest to możliwe tylko wtedy, kiedy wartość napięć zadanego i rzeczywistego są sobie równe, a to z kolei spełnione może być tylko wówczas, gdy zastosowany modulator napięcia pracuje prawidłowo, a układ nie przyjmuje napięcia maksymalnego. Dodatkowo, estymacja sygnałów odprężających musi być precyzyjna. W takim przypadku dynamika regulacji prądu może być definiowana poprzez pulsację ω_c lub jej odwrotność – stałą czasową T_c , dla której czas ustalenia (95%) wynosi $T_s = 3T_c$.

Schemat blokowy całego układu sterowania przedstawiono na rysunku 2.

Stanowisko do badań eksperymentalnych

Stanowisko badawcze, które umożliwiło przeprowadzenie badań eksperymentalnych, przedstawiono na rysunku 3. Sercem układu jest moduł czasu rzeczywistego NI PXIe-1071 firmy NI (poprzednio National Instruments), składający się z jednostki centralnej NI PXIe-8840 Quad-Core oraz karty FPGA NI PXI-7852R. Układ ten programowany był przy wykorzystaniu oprogramowania VeriStand, natomiast poszczególne modele wykonane zostały w Simulinku (układ sterowania) oraz LabView (część pomiarowa).



Rys.2. Układ wektorowego sterowania silnikiem synchronicznym z magnesami trwałymi

W badaniach zaimplementowany został modulator wektorowy, który definiował sygnały sterujące k_A, k_B, k_C dla falownika napięcia TWERD 5,5 kW. Sygnały te były przesyłane za pomocą przewodów światłowodowych. Układ wyposażony był także w sprzętowy układ czasu martwego. Wspomniany falownik zasiliał badany silnik PMSM Lenze MCS14H15 o mocy 2,5 kW. Silnik ten został specjalnie przezwójony, aby umożliwić kontrolowane modelowanie zwarcia zwojowych. W badaniach przyjęto, że rezystancja zwarcia R_f jest pomijalna.

Badany silnik połączony był z drugim, podobnym silnikiem PMSM Lenze MCS14H32 o mocy 4,7 kW, stanowiącym obciążenie. Silnik ten zasilany był z przemiennika częstotliwości Lenze TopLine-C 8400, programowanego w oprogramowaniu Lenze Engineer, natomiast wartość zadanego momentu obciążenia T_l^{ref} definiowana była przez sterownik centralny.

Przetworniki LEM były odpowiedzialne za pomiar prądów fazowych I_{abc} , napięć międzyfazowych U_{abc} oraz napięcia U_{DC} zasilającego falownik TWERD. Dodatkowo mierzona była temperatura silnika τ_M (PT-1000) oraz sygnały resolwera $U_{ref}, U_{sin}, U_{cos}$, niezbędne w celu określenia położenia wału badanego silnika.

Ekstrakcja symptomów zwarcia zwojowych

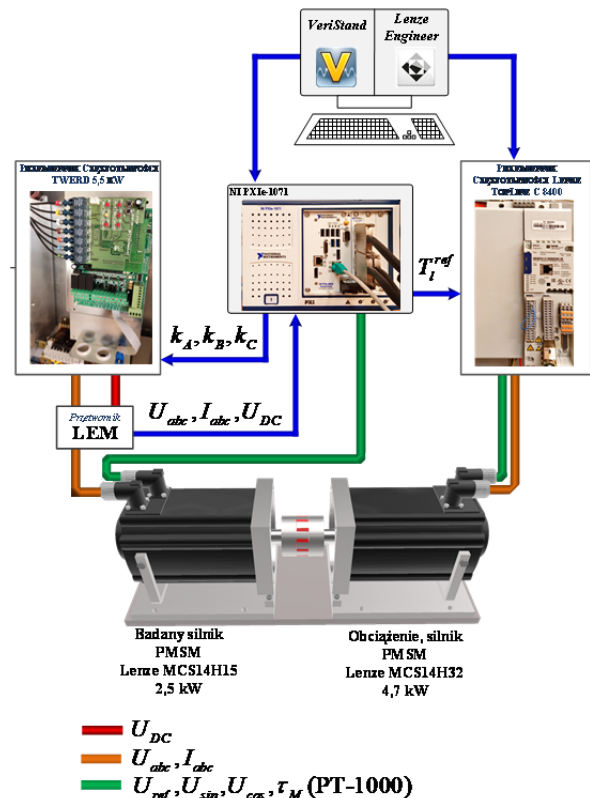
W przypadku idealnego silnika nieuszkodzonego, bez względu na zastosowaną metodę sterowania, otrzymane w stanie ustalonym przebiegi prądu i napięć powinny być czysto sinusoidalne, bez żadnych dodatkowych wyższych harmonicznych. Jeśli w jednym z uzwojeń stojana silnika pojawia się uszkodzenie w postaci zwarcia zwojowego, układ uzwojeń trójfazowych przestaje być układem symetrycznym i w przebiegach fazowych silnika pojawia się trzecia harmoniczna. Jeśli układ sterowania silnika PMSM byłby skalarny, bez żadnych dodatkowych sprzężeń zwrotnych, wszystkie symptomy rozwijającego się uszkodzenia pojawiłyby się w prądzie, stąd popularność metody MCSA (ang. Motor Current Signature Analysis), stosowanej szczególnie w diagnostyce silników indukcyjnych. Udowodnione także zostało, że trzecia harmoniczna sygnałów w układzie naturalnym ABC odpowiada drugiej harmonicznej w układzie wirującym $d-q$, po zastosowaniu przekształcenia Parka. Można powiedzieć, że przekształcenie to niejako *zmniejsza* rząd harmonicznych widocznych w analizie spektralnej o harmoniczną podstawową.

Wektorowy układ sterowania posiada szereg sprzężeń zwrotnych, które powodują, że symptomy uszkodzeń widoczne w prądzie mogą zostać skompensowane. Oznacza to, że symptomy te będą widoczne w obu sygnałach, tj. w prądach i napięciach lub np. głównie w napięciach. Zależy to między innymi od zastosowanych parametrów regulatorów, a ich wpływ jest przedmiotem analizy w niniejszym referacie.

W układzie sterowania polowo-zorientowanego PMSM istnieje szereg sygnałów, które zawierać mogą symptomy uszkodzenia: składowa wektora prądu stojana I_{sd} , utrzymywana na poziomie zerowym ze względu na zastosowaną strategię sterowania; I_{sq} – odpowiedzialna za generację momentu silnika lub jej wartość zadana I_{sq}^{ref} , zadane składowe wektora napięcia stojana $U_{sd}^{ref}, U_{sq}^{ref}$; estymowane składowe wektora sygnałów odprężających E_{sd}, E_{sq} , które dodawane są w układzie do wspomnianych powyżej sygnałów napięciowych.

Aby dokonać ekstrakcji pojawiających się symptomów uszkodzenia, tj. wyznaczyć amplitudę drugiej harmonicznej $2f_s$, należy dokonać analizy Fouriera, FFT (ang. Fast

Fourier Transform) lub poddać ponownie analizowane powyższe sygnały transformacie Parka (podwójnej) i wyznaczyć jej składową stałą [10], [17]. W niniejszej pracy zastosowano pierwszą z metod, jednak obie powinny dać podobne rezultaty.



Rys.3. Stanowisko do badań eksperymentalnych

Wpływ pasma przenoszenia układów regulacji prądu na generację symptomów zwarcia zwojowych

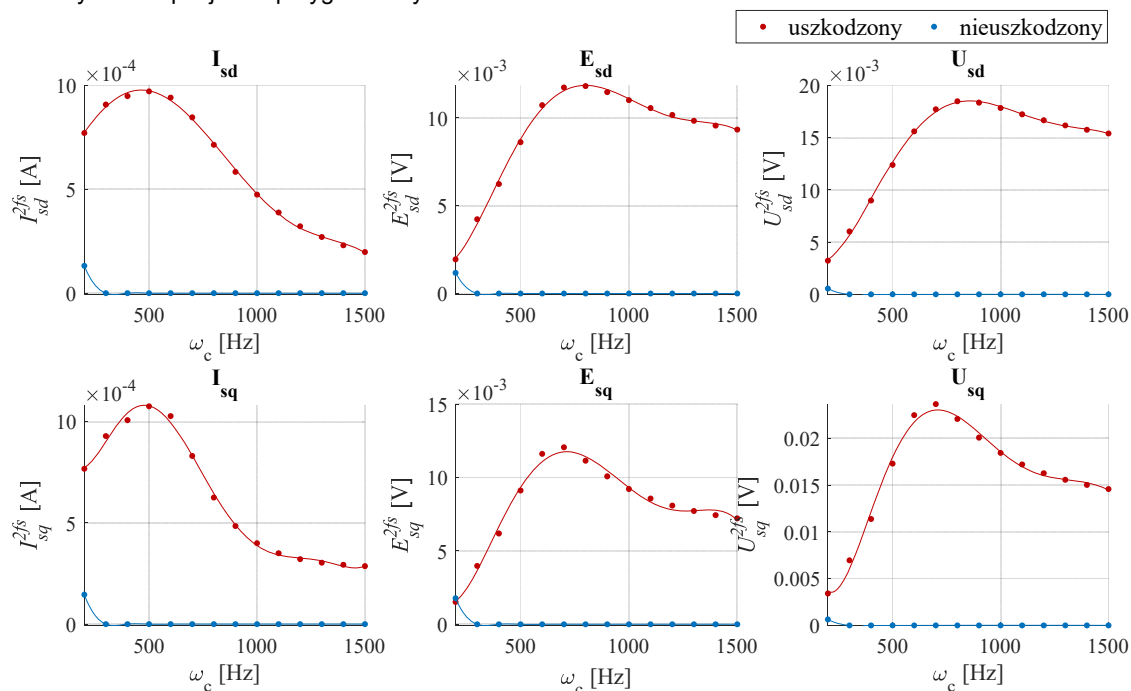
Na rysunku 4 przedstawiono wartości amplitud drugich harmonicznych wszystkich sześciu analizowanych sygnałów pochodzących z układu wektorowego sterowania silnikiem PMSM, po dwie składowe wektorów prądu stojana, napięcia stojana oraz wektora sygnałów odprężających. Wyniki te otrzymano za pomocą modelu analitycznego. Wartości generowanych symptomów uszkodzenia pokazano w funkcji pasma przenoszenia układu regulacji prądu (w zakresie 200-1500 Hz) dla dwóch przypadków: silnika nieuszkodzonego oraz uszkodzonego. Wszystkie wyniki zaprezentowane są przy pracy ze stałą prędkością obrotową odpowiadającą zasilaniu silnika napięciem o częstotliwości 60 Hz, przy momencie obciążenia równym 60% wartości znamionowej. Liczba zwartych zwojów dla silnika uszkodzonego to $N_{sh} = 3$.

Co intuicyjne, wyniki otrzymane dla silnika nieuszkodzonego nie zawierają żadnych symptomów uszkodzenia, stąd amplitudy drugich harmonicznych są zerowe. Jeśli natomiast pojawia się uszkodzenie w postaci zwarcia zwojowych, generowane są symptomy uszkodzenia i amplitudy drugich harmonicznych rosną znacząco. Widać jednak, że nie zmieniają się one monotonicznie, jak pokazano w [11], a przedstawione charakterystyki posiadają swoje maksima, rzędu ok. 500 Hz w przypadku prądów i ok. 700-800 Hz w przypadku sygnałów odprężających i napięć. Można uznać, że najbardziej wartościowymi sygnałami diagnostycznymi dla małych wartości pasma przenoszenia są sygnały prądowe, natomiast przy dużych wartościach pasma wszystkie cztery

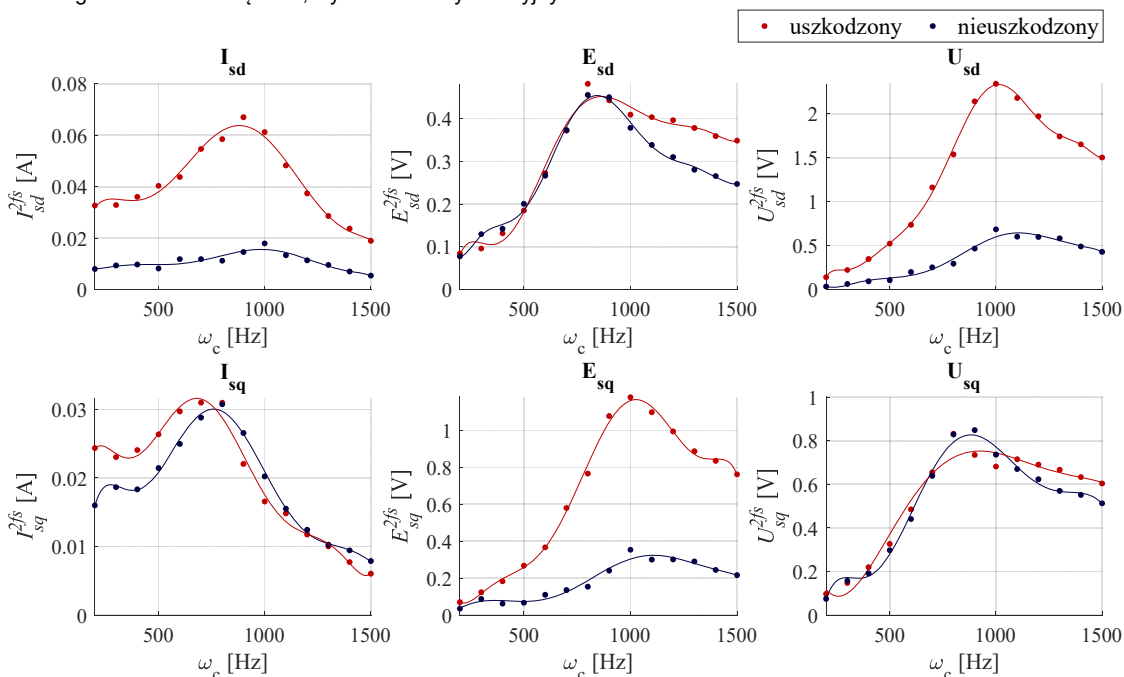
sygnały napięciowe. Wykorzystanie wszystkich sześciu sygnałów byłoby najkorzystniejsze przy częstotliwości ok. 600 Hz.

Wyniki badań z idealizowanego modelu analitycznego zweryfikowane zostały za pomocą szerokich badań eksperymentalnych ze specjalnie przygotowanym silnikiem

synchronicznym z magnesami (rys. 5). Wyniki te potwierdzają przede wszystkim, że wartości generowanych symptomów zmieniają się wraz z ω_c i że nie zmieniają się monotonicznie, a posiadają swoje maksima.



Rys. 4 Porównanie charakterystyk amplitud drugiej harmonicznej sześciu wirtualnych sygnałów układu sterowania silnikiem PMSM w funkcji pasma przenoszenia układu regulacji prądu dla silnika uszkodzonego ($N_{sh} = 3$) i nieuszkodzonego; częstotliwość zasilania 60 Hz, 60% znamionowego momentu obciążenia; wyniki badań symulacyjnych



Rys. 5 Porównanie charakterystyk amplitud drugiej harmonicznej sześciu wirtualnych sygnałów układu sterowania silnikiem PMSM w funkcji pasma przenoszenia układu regulacji prądu dla silnika uszkodzonego ($N_{sh} = 3$) i nieuszkodzonego; częstotliwość zasilania 60 Hz, 60% znamionowego momentu obciążenia; wyniki badań eksperymentalnych

Wartości częstotliwości, przy których występują owe maksima, różnią się od tych otrzymanych za pomocą modelu symulacyjnego (szczególnie dla składowych prądowych), co najprawdopodobniej związane jest z niedokładnością samego uproszczonego modelu analitycznego.

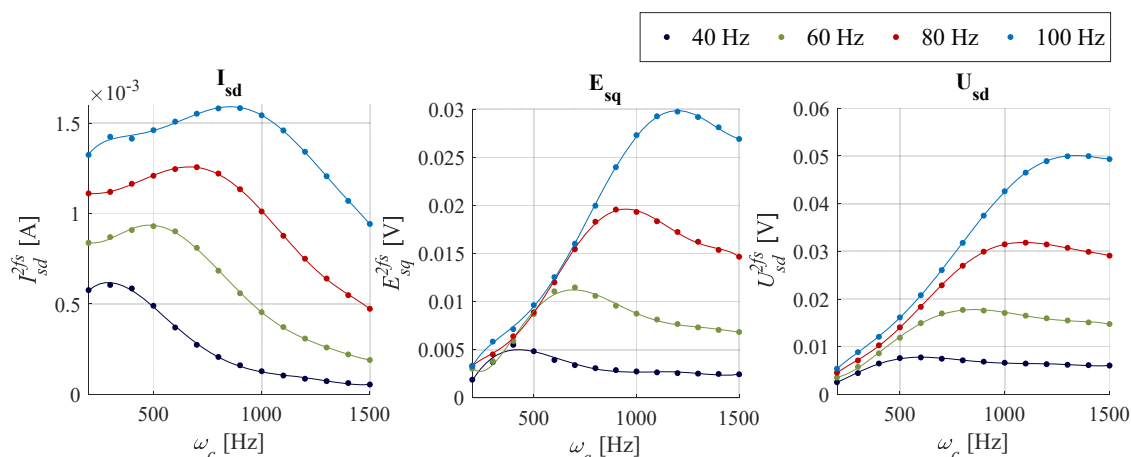
Wyniki te pokazują również, że do diagnostyki zwarc zwojowych nadają się głównie sygnały bazujące na zmiennych zdefiniowanych w osi d , tj. prąd I_{sd} , napięcie U_{sd} oraz estymowany sygnał E_{sq} , który obliczany jest z wykorzystaniem sygnałów zorientowanych względem osi d , zgodnie z równaniem (13). Dzieje się tak dlatego, że

charakterystyki dla silnika uszkodzonego oraz nieuszkodzonego znacznie się od siebie różnią dla całego zakresu częstotliwości, w przeciwieństwie do pozostałych sygnałów. Wykrycie wspomnianej różnicy może pomóc skutecznie przeprowadzić diagnostykę zwarcia zwojowych.

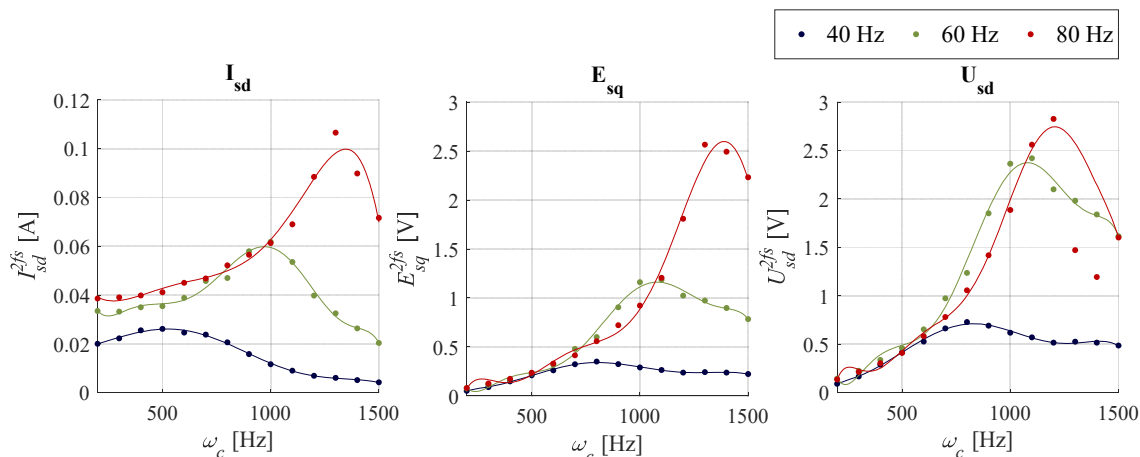
Wpływ częstotliwości zasilania na trzy wspomniane powyżej sygnały przedstawiono na rysunkach 6 i 7, odpowiednio dla badań symulacyjnych i eksperymentalnych. Z przedstawionych wyników jasno wynika, że maksima charakterystyk nie odpowiadają stałym częstotliwościom pasma przenoszenia, ale rosną wraz z prędkością kątową silnika. Same wartości powstających symptomów również rosną wraz z częstotliwością, co wynika z rosnącej pierwszej harmonicznej napięcia (i w konsekwencji również prądu).

Jak wynika z przeprowadzonych szerokich badań, moment obciążenia nie wpływa znacząco na otrzymane charakterystyki (nie pokazano na rysunkach).

Porównanie otrzymanych wyników symulacyjnych i eksperymentalnych silnika PMSM pokazuje dość znaczne rozbieżności, w przeciwieństwie do wyników otrzymywanych dla napędów z silnikami indukcyjnymi. W celu uzyskania wyników bardziej zbliżonych należałoby zamodelować badany silnik z wykorzystaniem modelowania połowo-obwodowego i wykonać obliczenia za pomocą metody elementów skończonych FEM (ang. Finite Element Method). Jednakże ze względu na czas niezbędny do przeprowadzenia jednej symulacji całego połączonego modelu (kosymulacja układu sterowania i silnika) i liczbę niezbędnych powtórzeń (po dwa dla każdej analizowanej częstotliwości zasilania i każdego momentu obciążenia, dla każdej częstotliwości ω_c), badania takie nie zostały przeprowadzone.



Rys. 6 Porównanie charakterystyk symptomów uszkodzenia w funkcji pasma przenoszenia dla silnika uszkodzonego ($N_{sh} = 3$) dla różnych częstotliwości zasilania; 100% znamionowego momentu obciążenia; wyniki badań symulacyjnych



Rys. 7 Porównanie charakterystyk symptomów uszkodzenia w funkcji pasma przenoszenia dla silnika uszkodzonego ($N_{sh} = 3$) dla różnych częstotliwości zasilania; 100% znamionowego momentu obciążenia; wyniki badań eksperymentalnych

Podsumowanie

Wykorzystanie układu sterowania połowozorientowanego do sterowania silnikami prądu przemiennego, w tym silnikami PMSM, wiąże się z ryzykiem, że symptomy uszkodzeń rozłożą się pomiędzy sygnały prądowe, jak i napięciowe. W artykule pokazano, że w przypadku zwarcia niewielkiej liczby zwojów uzwojenia stojana wspomniany podział ten jest nieliniowy i zależy od przyjętych wartości parametrów regulatorów, tj. od dynamiki regulacji prądu.

Można stwierdzić, że w przypadku wąskiego pasma przenoszenia układu regulacji prądu, więcej informacji diagnostycznej można znaleźć w sygnałach składowych

wektora prądu stojana, natomiast w przypadku szerokiego pasma informacja ta znajdzie się w sygnałach napięciowych. Zależność ta, jak pokazano, dla badanego silnika nie jest monotoniczna, co potwierdzono zarówno w badaniach symulacyjnych, jak i eksperymentalnych. Dodatkowo udowodniono, że charakterystyki sygnałów diagnostycznych, jakimi są amplitudy drugich składowych sygnałów pochodzących z układu sterowania, i ich maksima zależą od częstotliwości zasilania. Dowodzi to słuszności i konieczności poszukiwania wskaźników diagnostycznych zależnych od wielu sygnałów diagnostycznych, niezależnych od dynamiki regulacji prądów.

W artykule udowodniono również większą przydatność w diagnostyce zwarc zwojowych silnika PMSM składowych wektorów bazujących na sygnałach zorientowanych względem osi pola magnetycznego, tj. osi d .

W przyszłych badaniach podjęta zostanie próba przeprowadzenia analogicznych badań przy wykorzystaniu metody elementów skończonych oraz próba opracowania wskaźników diagnostycznych niezależnych od pasma przenoszenia. Ciekawym zagadnieniem wydaje się także analiza wpływu parametrów zewnętrznego regulatora prędkości na generację symptomów badanych uszkodzeń.

Załącznik

Dane badanego silnika zebrane zostały w Tabeli 1.

Tabela 1. Parametry badanego silnika

Parametr	Symbol	Wartość
Moc	P_N	2500 W
Moment	T_N	16 Nm
Prędkość	n_N	1500 obr/min
Napięcie	U_{sN}	325 V
Prąd	I_{sN}	6,6 A
Częstotliwość	f_{sN}	100 Hz
Liczba par biegunów	p_p	4
Liczba zwojów jednej fazy	N_s	2x125
Moment bezwładności silnika	J	1,42 kg cm ²
Rezystancja uzwojenia stojana	R_s	1,206 Ω
Indukcyjność uzwojenia stojana	L_s	7,02 mH

Badania finansowane przez Narodowe Centrum Nauki w ramach projektu 2017/27/B/ST7/00816.

Autorzy: dr hab. inż. Grzegorz Tarchała; mgr inż. Mateusz Krzysztofiak, Politechnika Wrocławska, Katedra Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, E-mail: grzegorz.tarchala@pwr.edu.pl, E-mail: mateusz.krzysztofiak@pwr.edu.pl.

LITERATURA

- [1] Orlowska-Kowalska, T., Wolkiewicz, M., Pietrzak, P., Skowron, M., Ewert, P., Tarchala, G., Krzysztofiak, M., Kowalski, C.T., Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Control of PMSM Drives- State of the Art and Future Challenges, *IEEE Access*, 10 (2022), No. 59979-60024
- [2] Zafarani, M., Bostanci, E., Qi, Y., Goktas, T., Akin, B., Interturn Short-Circuit Faults in Permanent Magnet Synchronous Machines: An Extended Review and Comprehensive Analysis, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 6 (2018), No. 4, 2173-2191
- [3] Faiz, J., Exiri, S.A.H., Short-circuit fault diagnosis in permanent magnet synchronous motors- an overview, *2015 Intl Aegean*

- Conference on Electrical Machines & Power Electronics (ACEMP), 2015 Intl Conference on Optimization of Electrical & Electronic Equipment (OPTIM) & 2015 Intl Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems (ELECTROMOTION)*, Side, Turkey, 18-27, 2015
- [4] Roux, W.L., Harley, R.G., Habetler, T.G., Detecting faults in rotors of PM drives, *IEEE Industry Applications Magazine*, 14 (2008), No. 2, 23-31
 - [5] Zhang, J., Hang, J., Cheng, M., Diagnosis of Mechanical Unbalance Fault in Permanent Magnet Synchronous Machine Drives, *Electr Pow Compo Sys*, 44 (2016), No. 12, 1408-1417
 - [6] Otava, L., Implementation of PMSM Inter-turn Short Fault Detection Using Frequency Analysis of Stator Currents, *IFAC-PapersOnLine*, 49 (2016), No. 25, 86-91
 - [7] Moon, S., Jeong, H., Lee, H., Kim, S.W., Interturn Short Fault Diagnosis in a PMSM by Voltage and Current Residual Analysis With the Faulty Winding Model, *IEEE Trans. Energy Convers.*, 33 (2018), No. 1, 190-198
 - [8] Maraaba, L.S., Twaha, S., Memon, A., Al-Hamouz, Z., Recognition of Stator Winding Inter-Turn Fault in Interior-Mount LSPMSM Using Acoustic Signals, *Symmetry*, 12 (2020), No. 8,
 - [9] Liang, H., Chen, Y., Liang, S., Wang, C., Fault Detection of Stator Inter-Turn Short-Circuit in PMSM on Stator Current and Vibration Signal, *Applied Sciences*, 8 (2018), No. 9,
 - [10] Boileau, T., Leboeuf, N., Nahid-Mobarakeh, B., Meibody-Tabar, F., Synchronous demodulation of control voltages for stator interturn fault detection in PMSM, *IEEE Trans. Power Electron.*, 28 (2013), No. 12, 5647-5654
 - [11] Huang, S., Aggarwal, A., Strangas, E.G., Li, K., Niu, F., Huang, X., Robust Stator Winding Fault Detection in PMSMs With Respect to Current Controller Bandwidth, *IEEE Trans. Power Electron.*, 36 (2021), No. 5, 5032-5042
 - [12] Wang, B., Wang, J., Griffo, A., Sen, B., Stator turn fault detection by second harmonic in instantaneous power for a triple-redundant fault-tolerant PM drive, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 65 (2018), No. 9, 7279-7289
 - [13] Deskur, J., Kaczmarek, T., Zawirski, K., Automatyka napędu elektrycznego (2012): *Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej*.
 - [14] Romeral, L., Urresty, J.C., Ruiz, J.R.R., Espinosa, A.G., Modeling of Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors With Stator Winding Interturn Faults, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 58 (2011), No. 5, 1576-1585
 - [15] Ahmed Farooq, J., Raminosoa, T., Djerdir, A., Miraoui, A., Modelling and simulation of stator winding inter-turn faults in permanent magnet synchronous motors, *COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, 27 (2008), No. 4, 887-896
 - [16] Żelechowski, M., Space Vector Modulated - Direct Torque Controlled (DTC-SVM) Inverter-Fed Induction Motor Drive, *Ph.D. thesis*, Warsaw University of Technology, 2005.
 - [17] Tarchala, G.J., Wolkiewicz, M., Krzysztofiak, M.S., Diagnosis of Short-circuits in Induction Motor Stator Winding Using a Modified Park Transformation, *Power Electronics and Drives*, 5 (40) (2020), No. 123-133